



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 14, No. 3, 2023
Research Paper

Low-Frequency Noise Modeling Using EMD with Experimental Results Validation

Zeinab Shamaee¹, Mohsen Mivehchy², Iraj Kazemi^{3*}

¹ Ph.D. student, Dept. of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran

² Associate Professor, Dept. of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran

³ Associate Professor, Dept. of Statistics, University of Isfahan, Isfahan, Iran

Abstract:

Low-frequency noise modeling and estimation is a critical issue in the design of analog and digital circuits, especially for short-channel CMOS technologies. The conventional noise models do not fit the experimental results adequately at frequencies close to DC for amplifiers and close to the carrier frequency for oscillators. Furthermore, measuring this noise necessitates the use of specialized and expensive equipment. In this paper, the bound of carrier trapping and releasing are extracted while examining the characteristics of low-frequency noise using the EMD method, and an innovative model based on carrier number fluctuations is proposed. The method introduces a low-cost measurement system for low-frequency noise. The performance accuracy of this measurement system and the proposed model is evaluated and compared with conventional noise modeling methods. The evaluation results demonstrate the success of the proposed measurement setup and model in estimating near-DC noise.

Keywords: Noise Measurement, Low-Noise Amplifier, Time-Frequency Analysis, Power Spectrum Density, Low-Frequency Noise.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<https://doi.org/10.22108/isee.2023.136513.1612>

مقاله پژوهشی

مدلسازی نویز فرکانس پایین با استفاده از EMD منطبق بر نتایج تجربی

زینب شمعی^۱، محسن میوه چی^{۲*}، ایرج کاظمی^۳

۱- دانشجوی دکترا، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

z.shamaee@eng.ui.ac.ir

۲- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

mivehchy@eng.ui.ac.ir

۳- دانشیار، گروه آمار، دانشکده ریاضی و آمار، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

ikazemi@sci.ui.ac.ir

چکیده: مدلسازی و تخمین نویز فرکانس پایین یک مسئله مهم در طراحی مدارهای آنالوگ، دیجیتال و به خصوص در طراحی تراشه‌های CMOS با طول کانال کوتاه است. مدل‌هایی که تاکنون برای نویز ارائه شدند، انطباق مناسبی با نتایج تجربی در فرکانس‌های بسیار نزدیک به DC برای تقویت‌کننده‌ها و در فرکانس‌های بسیار نزدیک به فرکانس حامل برای نوسانسازها ندارند. همچنین، اندازه‌گیری این نویز نیاز به استفاده از تجهیزات خاص و بسیار گران‌قیمت دارد؛ از این رو، در این مقاله، ضمن بررسی مشخصات نویز فرکانس پایین به کمک روش EMD، کران‌های به تله افتادن و رهاشدن حامل‌ها براساس احتمالات مربوطه نیز استخراج شده‌اند و یک مدل پیشنهادی بر مبنای نتایج حاصله و مبتنی بر تغییر تعداد حامل‌ها ارائه می‌شود. در ادامه سیستم اندازه‌گیری کم‌هزینه برای فرکانس‌های پایین معرفی می‌شود. سپس، صحت عملکرد این سیستم اندازه‌گیری و مدل پیشنهادی، ارزیابی و با روش‌های رایج مدلسازی نویز مقایسه می‌شود. نتایج ارزیابی نشان‌دهنده موفقیت روش اندازه‌گیری پیشنهادی در اندازه‌گیری و قابلیت مدل پیشنهادی در تخمین نویز بسیار نزدیک به فرکانس DC است.

واژه‌های کلیدی: اندازه‌گیری نویز، تقویت‌کننده کم‌نویز، تحلیل زمان-فرکانس، چگالی طیف توان، نویز فرکانس پایین.

۱- مقدمه

همچنین، در سیستم‌های راداری سبب افت دقت تشخیص و ردیابی صحیح هدف می‌شود و در سیستم‌های ارتباطی فرآیند ارتباط را مخدوش می‌کند [۱]-[۳]. در حیطه علوم پزشکی و سامانه‌های مربوط به آن، نویز علاوه بر اثرگذاری بر دقت کارکرد تجهیزات، می‌تواند اثرات نامطلوب بر سلامتی در پی داشته باشد؛ از این رو، تحلیل نویز در سیستم‌های پردازش سیگنال، ارتباطی و زیست‌پزشکی اهمیت زیادی می‌یابد [۴]، [۵].

نویز با شدت و ضعف‌های مختلف در بیشتر محیط‌ها و سیستم‌های واقعی وجود دارد و بر عملکرد آنها تأثیر مستقیم می‌گذارد. نویز سبب اختلال در سیستم‌های پردازش سیگنال می‌شود و با کاهش کیفیت سیگنال‌های ارتباطی، صوت و تصویر منجر به خروجی نامطلوب در پردازش می‌شود.

منشأ نویز الکترونیکی از حرکت تصادفی حامل‌های بار و آشفتگی‌های ذاتی در فیزیک قطعات نیمه‌هادی است. نویز می‌تواند مانند نویز حرارتی مستقیماً ناشی از فرآیندهای هدایتی باشد که به دلیل حرکت تصادفی حامل‌های بار است [۶]، [۷] یا می‌تواند ناشی از تله^۱، یک سطح انرژی باشد که

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۱۹

نام نویسنده مسئول: محسن میوه چی

نشانی نویسنده مسئول: ایران، اصفهان، دانشگاه اصفهان، دانشکده فنی مهندسی، گروه مهندسی برق

هر قطعه، مختص شرایط و وابسته به مدل‌مداری، روشی خاص برای اندازه‌گیری و مدل‌سازی نویز ارائه شده است و نبود یک چارچوب کلی به چشم می‌خورد [۱۸] (برای مثال، [۱۹] بر Z2-FET متمرکز است و در [۲۰] FET‌های فروالکترونیک بررسی می‌شوند).

• عدم مدل‌سازی دقیق و فراگیر نویز فلیکر در مدل‌های رایج موجود: برای مثال، مدل مک‌ورتر بیشتر مناسب کانال P و مدل هورژ مناسب کانال N است [۱۶]، [۲۱].

بنابراین، ایجاد و توسعه مدلی با اعتبارسنجی تجربی در فرکانس‌های پایین که مبتنی بر محاسبات مفهومی آماری باشد و از ویژگی‌های ذاتی نویز استفاده کند و همچنین، مستقل از پارامترهای مدل‌مداری و ساختاری قطعات باشد، برخی از چالش‌های ذکر شده را برطرف می‌کند.

در این مقاله، مدل‌سازی نویز فرکانس پایین (LFN) بر مبنای اندازه‌گیری نویز مطرح می‌شود که در آن از مفاهیم احتمالاتی مرتبط با نقص‌های فیزیکی و حامل‌های بار و از الگوریتم چند رزولوشنی تجزیه حالت تجربی (EMD) استفاده می‌شود. همچنین، مدل ارائه شده برای قطعات مختلف به صورت تجربی ارزیابی می‌شود؛ بنابراین، با توجه به مسائل برشمرده، مراحل زیر در این مقاله اجرا می‌شود:

۱. ساخت و طراحی مدار اندازه‌گیری نویز فاز: برای قطعات مختلف یک سیستم سنجش نویز طراحی و ساخته می‌شود و با استخراج رابطه‌ای برای انتخاب LNA مناسب (منطبق بر مقاومت معادل ورودی)، اثر نویز زمینه تجهیزات به حداقل برسد تا دقت بیشتری در استخراج نویز فاز هر قطعه حاصل شود.

۲. مشاهده عملی نویز: به کمک مدار پیاده‌سازی شده، نویز قطعات مختلف نمونه‌برداری می‌شود و به صورت دیجیتال در می‌آید. سپس، بعد از جبران‌سازی پاسخ فرکانسی سیستم اندازه‌گیری، اطلاعات نویز هر قطعه در حوزه‌های زمان و فرکانس نمایش داده می‌شود.

۳. تحلیل مجموعه داده: در این مرحله، مدلی بر مبنای فرآیند به تله افتادن و رهاشدن حامل‌ها و ویژگی‌های استخراجی از سیگنال تجزیه شده با EMD ارائه می‌شود.

به سبب حضور یک بار ناخالصی خارجی یا یک بی‌نظمی ساختاری به وجود آمده است. تعامل بین تله و حامل عامل ایجاد نوعی نویز به نام نویز اضافی^۲ است که مهم‌ترین آن نویز فلیکر^۳ نام دارد [۸]، [۹].

نویز قطعات نیمه‌هادی بر مبنای دو نظریه کلی یا ترکیبی از این دو [۱۰] بیان می‌شود. اول، نظریه هورژ^۴ [۱۱] که براساس تغییر در حرکت حامل‌ها است و به فرآیند ساخت و کیفیت مواد بستگی دارد. دیگری، مدل مک‌ورتر^۵ [۱۲] بر مبنای تغییر در تعداد حامل‌ها و براساس ثابت زمانی رهاشدن و به تله افتادن حامل است. مدل قانون توان^۶ از مدل‌های شناخته شده نویز است که با تعریف چگالی طیف توان نویز به صورت $1/f^\alpha$ بیان می‌شود [۱۳]. نویز می‌تواند هم در دامنه و هم در فاز (نویز فاز) ظاهر شود که در کاربردهای ارتباطاتی بیشتر نویز فاز مدنظر است.

بیشتر مدل‌های ارائه شده برای نویز به پارامترهای مدل‌مداری و ساختاری قطعات وابسته‌اند و به اطلاعات آماری و ویژگی‌های ذاتی نویز توجه کافی نشده است که سبب وابستگی این مدل‌ها به نوع قطعه و پیچیدگی مدل‌سازی این روش‌ها می‌شود و کاربرد عملی آنها را مشکل می‌سازد. چالش‌های موجود در مطالعات قبلی به صورت زیر جمع‌بندی می‌شوند:

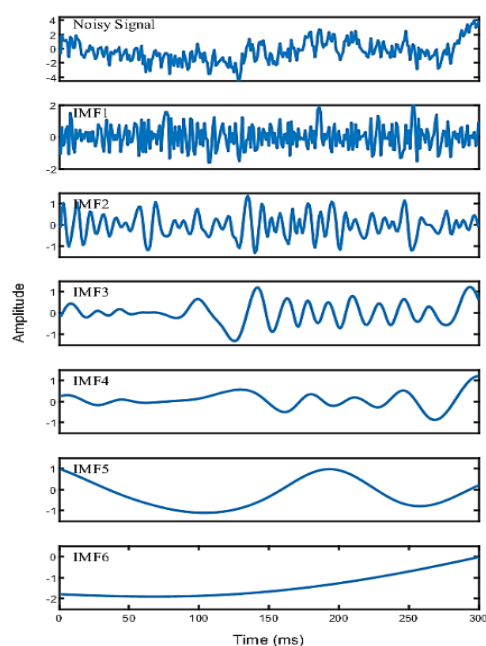
• تجهیزات گران‌قیمت اندازه‌گیری نویز فاز: برای نمونه، اندازه‌گیری نویز فاز فرکانس پایین در محدوده نزدیک به فرکانس حامل (تا آفست فرکانسی ۰٫۱ هرتز) بسیار هزینه‌بر است [۱۴].

• بررسی صرفاً تئوری در مدل‌های ارائه شده: به دلیل دشواری و هزینه‌بر بودن پیاده‌سازی عملی مدل‌های نویز در محیط‌های واقعی [۱۵]، بیشتر مدل‌های ارائه شده، نویز را در غالب شبیه‌سازی‌های تئوری و بدون اعتبارسنجی تجربی بررسی کردند [۱۶].

• کاربردی بودن مدل‌ها فقط در شبیه‌سازی کامپیوتری: مدل‌سازی‌های انجام شده به نحوی هستند که بیشتر در ابزارهای شبیه‌سازی کاربرد دارند [۱۷].

• ارائه مدل و بررسی نویز در المان‌های خاص: برای

حوزه زمان مشاهده می شود.



شکل (۱): نمایشی از نویز فلیکر و تعدادی از IMFهای حاصله در حوزه زمان

در بالاترین شکل، سیگنال کلی نویز آمده است و سایر شکل‌ها از بالا به پایین به ترتیب IMFهای ۱ تا ۶ را نشان می‌دهند که افزایش دوره تناوب در IMFهای بالاتر واضح است. برای یک سیگنال تصادفی، دوره تناوب میانگین با استفاده از تفاوت بین پیک‌های متوالی محاسبه می‌شود که برای IMFهای نویز سفید گوسی با ضریب ۲ افزایش می‌یابد [۲۲]، [۲۳]. دوره تناوب متوسط IMFها برای نویز فلیکر در جدول (۱) آمده است.

جدول (۱): دوره تناوب میانگین IMFهای نویز فلیکر.

شماره IMF	دوره تناوب متوسط
1	3.15
2	8.59
3	22.67
4	59.72
5	153.24
6	399.33

همان‌طور که در جدول مشاهده می‌شود دوره تناوب متوسط برای هر IMF تقریباً ۲٫۵ برابر دوره تناوب IMF قبلی است. از لحاظ توزیع آماری در شکل (۲) توزیع هر

سپس، نتایج حاصل از شبیه‌سازی با نتایج تجربی مرحله قبل مقایسه و تحلیل می‌شوند.

ویژگی‌ها مزایای روش پیشنهادی نسبت به روش‌های مرسوم در اندازه‌گیری نویز فرکانس پایین عبارت‌اند از:

توانایی اندازه‌گیری نویز در محدوده بسیار فرکانس پایین از ۰٫۱ هرتز تا ۱ کیلوهرتز است و به منظور حصول به این محدوده، طراحی فیلتر بایاس DC و انتخاب LNA مناسب برای هر DUT لازم است.

با مدار کاربردی و ارزان قیمت پیشنهاد شده، سعی شد از تأثیر پاسخ فرکانسی سیستم اندازه‌گیری بر نتیجه نویز فاز حاصله جلوگیری شود.

کران‌های به تله افتادن و رهاشدن حامل‌ها منطبق بر مدار اندازه‌گیری و سپس بر مبنای آن مشخصات آماری نویز از جمله PSD به دست می‌آید (با قابلیت کاربرد مدل پیشنهادی برای قطعات مختلف).

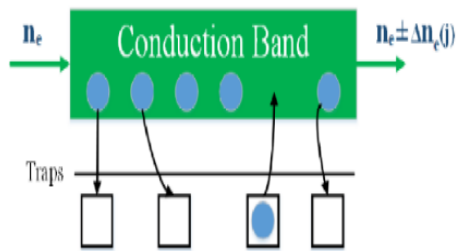
در ادامه، مدل‌سازی LFN پیشنهادی با توجه به آزادسازی و گرفتن حامل‌ها و ویژگی‌های نویز در بخش دوم ارائه می‌شود. در بخش سوم، طراحی و پیاده‌سازی مدار شرح می‌شود. در بخش چهارم و پنجم به جمع‌آوری عملی اطلاعات، ارزیابی مدل و سیستم اندازه‌گیری پیشنهادی با استفاده از معیارهای آماری و اعتبار سنجی پرداخته می‌شود. در آخر، نتیجه‌گیری در بخش پنجم بیان می‌شود.

۲- بررسی ویژگی‌ها و مدل‌سازی نویز

در این بخش ابتدا ویژگی‌های ذاتی نویز بررسی، سپس کران‌های رهاشدن و به تله افتادن حامل‌ها استخراج و مدل نویز فرکانس پایین و PSD آن با توجه به کران‌های حاصله و همچنین، با استفاده از دو دسته از ورودی‌های خاص - قطعه و احتمالاتی (تصادفی) ارائه می‌شوند.

۲-۱- بررسی مشخصات نویز فلیکر

برای بررسی ویژگی‌های نویز فلیکر روش EMD انتخاب می‌شود که سیگنال را به اجزای مختلف با عنوان IMF تجزیه می‌کند. در شکل (۱)، IMFهای نویز فلیکر در



IMF دیده می‌شود.

شکل (۳): مدل انتزاعی ساده به تله افتادن و رهاشدن در هر لحظه، تغییرات حامل‌ها (در ارتباط با تله‌ها) به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\Delta N(t) = \sum_{j=1}^M \Delta n_e(j) \quad (2)$$

که $\Delta n_e(j)$ تغییر در تعداد حامل‌ها به‌ازای هر تله است. تغییرات در تعداد حامل‌ها به‌صورت تفاوت بین حامل‌های رهاشده و گیرافتاده نیز بیان می‌شود:

$$\Delta N(t) = N_c(t) - N_r(t) \quad (3)$$

که در آن $N_c(t)$ و $N_r(t)$ به‌ترتیب تعداد حامل‌های رهاشده و گیرافتاده در هر زمان هستند. همان‌طور که مشخص است تعداد تله‌های پرشده، $m(t)$ در زمان t به شرح زیر است:

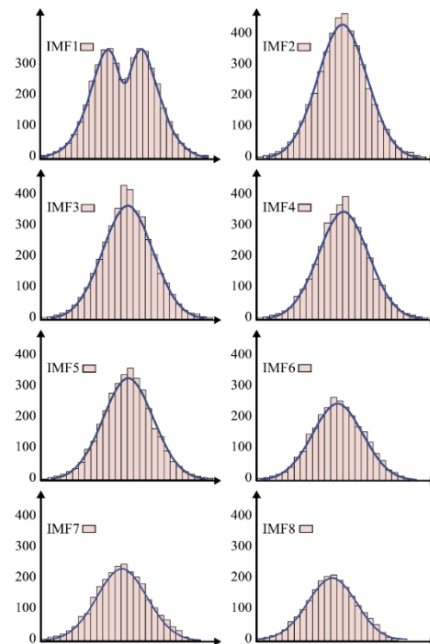
$$m(t) = m(t-1) + \Delta N(t) \quad (4)$$

هر تله می‌تواند شامل چهار حالت تهی (در حال استراحت)، نگه‌داشتن، گیرانداختن و رهاکردن به‌ترتیب با احتمالات P_n, P_c, P_r, P_h باشد که P_n و P_h متناظر با حالت‌های وقفه یا نسبتاً پایدار و P_r و P_c متناظر با حالت‌های گذرا هستند. فرآیند به تله افتادن و رهاشدن حامل‌ها ویژگی مارکوف را برآورده می‌کند و ماتریس انتقال دو حالت برای یک تله به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$P = \{P_{ij}\} = \begin{bmatrix} P_{00} & P_{01} \\ P_{10} & P_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_n & P_c \\ P_r & P_h \end{bmatrix} \quad (5)$$

طبق قوانین احتمال، رابطه (۶) برقرار است:

$$\sum_j P_{ij} = 1 \rightarrow \begin{cases} P_n = 1 - P_c \\ P_h = 1 - P_r \end{cases} \quad (6)$$



شکل (۲): توزیع آماری IMFها.

IMFهای ۲ تا ۸ توزیع تقریباً گوسی دارند. در ادامه و پس از استخراج کران‌های احتمالاتی، از این ویژگی‌های آماری نویز نیز در مدل‌سازی استفاده می‌شود.

۲-۲- کران‌های رهاشدن و به تله افتادن

PSD نویز براساس تغییر در تعداد حامل‌ها [۸] به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$S_N(f) = 4\overline{\Delta N^2} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{\tau g(\tau)}{1 + (\omega\tau)^2} d\tau \quad (1)$$

که در آن $\overline{\Delta N^2}$ بیان‌کننده میانگین مربعات تغییرات در تعداد حامل، τ طول عمر حامل، ω فرکانس زاویه‌ای و $g(\tau)$ تابع توزیع چگالی طول عمر حامل‌ها هستند.

فرآیند به تله افتادن و رهاشدن حامل‌ها به‌صورت ساده در شکل (۳) مشاهده می‌شود که n_e و M به‌ترتیب نشان‌دهنده تعداد حامل و تله هستند.

در نهایت، کران‌های رهاشدن و به تله افتادن طبق رابطه (۱۶) بیان می‌شوند:

$$P_0(t)|_{t \rightarrow \infty} = \frac{P_r}{P_r + P_c} \quad (16)$$

$$P_1(t)|_{t \rightarrow \infty} = \frac{P_c}{P_r + P_c}$$

کران‌های استخراج‌شده برای رهاشدن و به تله افتادن حامل‌ها، در ادامه برای محاسبه PSD و همچنین، در الگوریتم مدل‌سازی نویز فرکانس پایین استفاده می‌شوند. از آنجا که $\overline{\Delta N^2}$ بیان‌کننده تغییر در تعداد حامل‌ها نسبت به میانگین آنها است، از رابطه (۱۷) و با استفاده از روابط (۱۵) و (۱۶) به دست می‌آید.

$$\overline{\Delta N^2} = \left[\frac{P_1(t)}{P_1(t)|_{t \rightarrow \infty}} - \frac{P_0(t)}{P_0(t)|_{t \rightarrow \infty}} \right]^{-1} \quad (17)$$

$$= \left[\frac{P_r + P_c}{P_r P_c} (P_r P_1(t) - P_c P_0(t)) \right]$$

با توجه به ارتباط احتمالات به تله افتادن و رهاشدن در طول زمان، رابطه (۱۸) به دست می‌آید:

$$\overline{\Delta N^2} = \frac{P_0(t)|_{t \rightarrow \infty}}{P_1(t) - P_0(t)} \quad (18)$$

با استفاده از روابط (۱۵)، (۱۶) و (۱۸) عبارات زیر استخراج می‌شوند:

$$\frac{1}{\tau} = P_1(t) - P_0(t)$$

$$= \frac{1}{P_c + P_r} (P_c - P_r - 2P_c e^{-(P_c + P_r)t}) \quad (19)$$

$$\overline{\Delta N^2} = \frac{P_r}{P_c - P_r - 2P_c e^{-(P_c + P_r)t}}$$

$$= \frac{P_r}{P_c + P_r} \tau$$

با اعمال کردن این عبارات در رابطه (۱)، PSD برای یک تله طبق رابطه (۲۰) به دست می‌آید:

$$S_N(f) = \frac{4P_r(P_r + P_c)\tau}{P_c - P_r - 2P_c e^{-(P_c + P_r)t} + \omega^2(P_r + P_c)} \quad (20)$$

این فرم PSD، براساس کران‌های به تله افتادن و رهاشدن به دست آمده است. در ادامه، با توجه به کران‌های

احتمال اینکه تله در یک بازه زمانی معین $(t, t + dt)$ در حالت ۱ (یا پر) باشد، برابر است با رابطه (۷):

$$P_1(t + dt) = P_1(t)(1 - P_r dt) + P_0(t)P_c dt \quad (7)$$

احتمال اینکه تله در یک بازه زمانی $(t, t + dt)$ در حالت صفر (یا خالی) باشد، برابر است با:

$$P_0(t + dt) = P_0(t)(1 - P_c dt) + P_1(t)P_r dt \quad (8)$$

روابط (۷) و (۸) به صورت روابط زیر بازنویسی می‌شوند:

$$\frac{P_1(t + dt) - P_1(t)}{dt} = P_0(t)P_c - P_1(t)P_r \quad (9)$$

$$\frac{P_0(t + dt) - P_0(t)}{dt} = -P_0(t)P_c + P_1(t)P_r \quad (10)$$

با استفاده از تبدیل لاپلاس، رابطه‌های دیفرانسیلی (۹) و (۱۰) به رابطه‌های خطی (۱۱) و (۱۲) تبدیل می‌شوند:

$$sP_1(s) - P_1(0) = P_c P_0(s) + P_r P_1(s) \quad (11)$$

$$sP_0(s) - P_0(0) = -P_c P_0(s) + P_r P_1(s) \quad (12)$$

از حل رابطه‌های خطی ذکرشده، کسرهای زیر به دست می‌آیند:

$$P_1(s) = \frac{P_c(P_1(0) + P_0(0))}{s(P_c + P_r)} + \frac{P_r P_1(0) - P_c P_0(0)}{(P_c + P_r)(s + P_c + P_r)} \quad (13)$$

$$P_0(s) = \frac{P_r(P_1(0) + P_0(0))}{s(P_c + P_r)} + \frac{P_c P_0(0) - P_r P_1(0)}{(P_c + P_r)(s + P_c + P_r)} \quad (14)$$

که در حوزه زمان و با فرض حالت صفر در شروع روابط (۱۳) و (۱۴) به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$P_1(t) = \frac{P_c}{P_c + P_r} - \frac{P_c}{P_c + P_r} e^{-(P_c + P_r)t} \quad (15)$$

$$P_0(t) = \frac{P_r}{P_c + P_r} + \frac{P_c}{P_c + P_r} e^{-(P_c + P_r)t}$$

الگوریتم (۱): مدلسازی نویز فرکانس پایین

Comment:

Our approach is outlined, which is composed of three main phases:

- (I) Release process (lines 7-13);
- (II) Update probabilities (lines 6,14);
- (III) Capture process (line 15-20);

Device-dependent Inputs:

- N , Number of Carriers
- M , Number of Traps
- P_c^0 , Initial probability of capturing
- P_r^0 , Initial probability of releasing

Probabilistic Inputs:

- f_a , Capture and release adaptation factor
- $f_r(t)$, Adjustment factor of releasing in time t

Parameters and variables:

- P_c^t , Capture probability in time t
- P_r^t , Release probability in time t
- $N_c(t)$, Number of captured carriers in time t
- $N_r(t)$, Number of released carriers in time t

Output:

PSD of LFN

Initial number

- 1 $N_c(0) = 0;$
- 2 $N_r(0) = 0$

Repeat for a long time T **3 for $t = 1: T$ do**

- 4 $N_c(t) = N_c(t - 1);$
- 5 $N_r(t) = 0;$

Update P_r^t based on the f_r

- 6 $P_r^t = P_r^0 \times f_r(t)$

The releasing of captured carriers

- 7 **for each captured carrier e_c do**
- 8 Random releasing probability: RP_r
- 9 **if** $RP_r > \frac{P_r^t}{P_c^t + P_r^t}$ **then**
- 10 $N_c(t) = N_c(t) - RP_r;$
- 11 $N_r(t) = N_r(t) + RP_r;$
- 12 **end**
- 13 **end**

Update P_c^t based on the free traps

- 14 $P_c^t = P_c^0 \times (M - N_c(t))/M;$

Simulate the free carriers capturing

- 15 **for each free carrier e_f do**
- 16 Random capturing probability: RP_c
- 17 **if** $RP_c > \frac{P_c^t}{P_c^t + P_r^t}$ **then**
- 18 $N_c(t) = N_c(t) + RP_c;$
- 19 **end**
- 20 **end**
- 21 **end**

- 22 Calculate the PSD of $f_a \times (N_c - N_r)$

مستخرج و ویژگی‌های بیان‌شده در زیر بخش قبل به تشریح مدل پرداخته می‌شود.

۲-۳- مدلسازی نویز فرکانس پایین با استفاده از ورودی‌های مستقل و خاص - قطعه

الگوریتم ۱ روند پیاده‌سازی مدل LFN را نشان می‌دهد. ورودی‌های این الگوریتم به دو دسته تقسیم می‌شوند: دسته نخست، ورودی‌های خاص - قطعه بر مبنای خانواده قطعه است که شامل تعداد حامل‌های N ، تعداد تله‌های M و احتمال‌های اولیه ره‌اشدن P_r^0 و به تله افتادن P_c^0 هستند. دسته دوم، ورودی‌های احتمالاتی متغیرند که شامل یک فاکتور تطبیق f_a و یک فاکتور تنظیم f_r است. f_a برای تطبیق احتمال‌های ره‌اشدن و به تله افتادن حامل با ساختار قطعه است. از آنجا که IMF‌های نویز فرکانس پایین، از لحاظ دوره تناوب متوسط، با یکدیگر دارای رابطه خطی هستند؛ بنابراین، فاکتور تطبیقی f_a بر این اساس تعریف می‌شود.

f_r معیار تنظیم احتمال ره‌اشدن در زمان‌های مختلف و وابسته به ماهیت ایستگاه یا غیر ایستگاه بودن نویز قطعه است و طبق خواص توزیع گوسی در نظر گرفته می‌شود. در حالت غیر ایستگاه، احتمال بالاتر به $\Delta N(t)$ ‌های مثبت اختصاص داده شده است؛ به این صورت که حدود $\frac{5}{6}$ یا $\frac{83}{100}$ درصد موارد $\Delta N(t)$ مثبت باشد (طبق رابطه (۲۱)) و به معنای قرارگرفتن در $1,4$ برابر انحراف استاندارد در اطراف میانگین است. میزان درصد باقیمانده از احتمال، مختص $\Delta N(t)$ ‌های منفی است (یعنی $\frac{1}{6}$ یا 17 درصد) که در محدوده $0,2$ نسبت به میانگین قرار می‌گیرند و این مقادیر برای f_r لحاظ شدند.

$$P(|X - \mu| \leq f_r \sigma) = P(\mu - f_r \sigma \leq X \leq \mu + f_r \sigma) \quad (21)$$

درخور ذکر است تغییر جزئی در این فاکتور تأثیر چندانی در نتیجه نهایی ندارد.

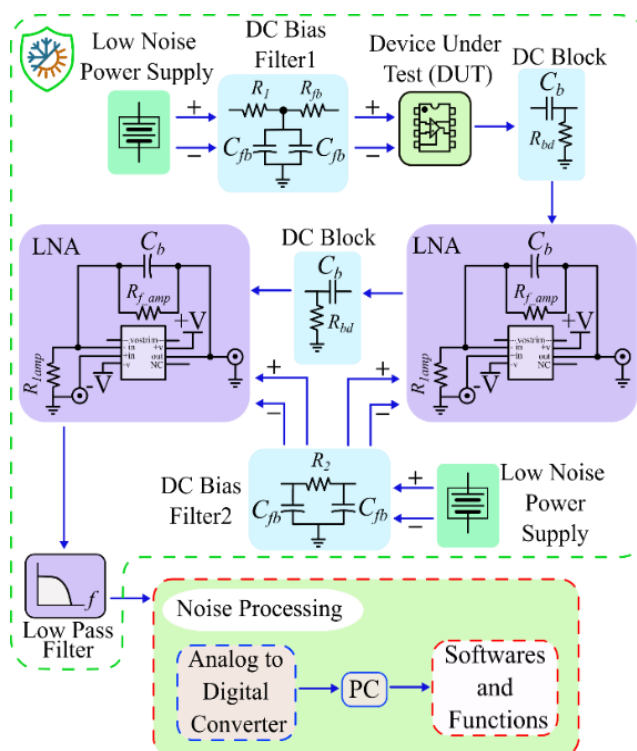
طبق این الگوریتم، سه مرحله فرآیند ره‌اشدن، به‌روزرسانی احتمالات به تله افتادن و ره‌اشدن و در آخر فرآیند به تله افتادن تکرار می‌شوند؛ به این صورت که پس از مقداردهی اولیه به ورودی‌ها، P_r^t (احتمال ره‌اشدن در

قسمت ارزیابی، نتایج مربوط به مدل پیشنهادی و اثربخشی هر یک از ورودی‌ها و فاکتورها بررسی می‌شوند.

۳- طراحی و پیاده‌سازی مدار اندازه‌گیری

سیستم اصلاح‌شده پیشنهادی برای اندازه‌گیری نویز فلیکر نزدیک DC در شکل (۴) مشاهده می‌شود. این سیستم شامل DUT، دو فیلتر بایاس DC، دو مسدودکننده DC، دو LNA و یک LPF است که در ادامه هر یک از این بلوک‌ها و نکات مهم مدار تشریح می‌شوند.

لحظه t با اعمال ضریب $f_r(t)$ ، در خط ۶، به‌روز می‌شود. خطوط ۷ تا ۱۳ فرآیند رهاشدن است که در آن احتمال حامل آزاد براساس رابطه (۱۶) محاسبه می‌شود. در خط ۱۴ الگوریتم، P_c^t (احتمال اینکه در لحظه t حامل در تله باشد) با ضریب $(M - N_c(t))/M$ به‌روز می‌شود. این ضریب به‌عنوان تعداد تله‌های خالی از رابطه (۴) نتیجه شده است. خطوط ۱۵ تا ۲۰ روند به تله افتادن را با استفاده از کران‌های رابطه (۱۶) نشان می‌دهد. درنهایت، PSD مربوط به $\Delta N(t)$ براساس f_a در خط ۲۲ استخراج شده است.



شکل (۴): شماتیک سیستم اندازه‌گیری نویز فلیکر نزدیک DC.

عوامل خارجی قرار نگیرد [۲۴]. در BJTها مؤلفه نویز فلیکر ناشی از جریان بیس موازی با r_{π} است؛ بنابراین، مقاومت خروجی فیلتری که در مسیر بیس قرار می‌گیرد، باید به اندازه کافی بزرگ باشد. در ماسفت‌ها و JFETها، نویز فلیکر با جریان درین موازی با مقاومت R_{ds} است؛ بنابراین، مقاومت خروجی فیلتر باید کوچک و در محدوده چند اهم باشد [۸].

همچنین، نویز فرکانس پایین تحت تأثیر بایاس‌های

۳-۱- فیلتر بایاس DC

به‌منظور داشتن یک بایاس DC کم‌نویز و به حداقل رساندن اثر موج ولتاژ تغذیه، یک LPF با ثابت زمانی کمتر از حداقل فرکانس در محدوده اندازه‌گیری نویز در مسیر تغذیه استفاده می‌شود تا مؤلفه‌های فرکانس پایین ناشی از تغذیه در مقدار نویز فلیکر DUT، تأثیر نگذارند. همچنین، مقاومت خروجی فیلتر بایاس DC (R_{fb}) باید به گونه‌ای تعیین شود که منبع نویز فلیکر DUT تحت تأثیر

یک مسدودکننده DC دیگر استفاده می‌شود. بنابر قانون فریس، نویز داخلی ناشی از LNA اول، دست‌کم 15dB کمتر از نویز DUT باشد. همچنین، برای انتخاب LNA مناسب، لازم است نکاتی عملی در نظر گرفته شوند. ولتاژ نویز کلی ورودی مدار به‌صورت رابطه (۲۲) محاسبه می‌شود [۲۵].

$$e_t = \sqrt{e_n^2 + (R_{eq} I_n)^2 + r_n^2} \quad (22)$$

که R_{eq} مقاومت معادل ناشی از مقاومت ورودی تقویت‌کننده و مقاومت خروجی DUT است. e_n نویز ولتاژ، r_n نویز حرارتی مقاومت ($r_n = \sqrt{4kTR_{eq}}$) و I_n نویز جریان (با ضریب تأثیر R_{eq} در نویز کلی) است؛ بنابراین، مقاومت R_{eq} در انتخاب تراشه کم‌نویز به‌عنوان تقویت‌کننده، مؤثر است. هرچه مقاومت افزایش پیدا کند، تأثیر عبارات نویز جریان و نویز حرارتی نیز افزایش می‌یابد. با استفاده از رابطه (۲۲) مقدار مناسب مقاومت معادل از رابطه (۲۳) به دست می‌آید.

$$R_{eq} = \frac{-0.008 + \sqrt{64 \times 10^{-6} + z^2 e_n^2 I_n^2}}{I_n^2} \quad (23)$$

در این رابطه z یک ثابت بزرگ‌تر از ۱ است که طبق رابطه (۲۶) از نسبت نویز کلی سیستم e_t به نویز ولتاژ e_n محاسبه می‌شود:

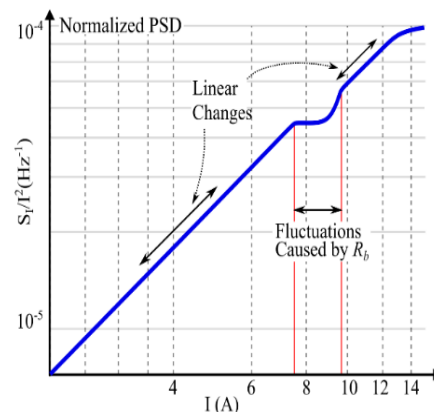
$$z = \frac{e_t}{e_n} \quad (24)$$

رابطه استخراج‌شده برای R_{eq} وابسته به e_t است:

- اگر در رابطه (۲۴) مقدار نویز کلی سیستم (یعنی e_t) به‌صورت حداکثر نویز کلی پذیرفتنی ($e_{t,max}$) در نظر گرفته شود، مقاومت نتیجه‌شده با این z و با استفاده از رابطه (۲۳)، مقاومت بیشینه (R_{max}) است که برای عملکرد مناسب سیستم، بهتر است R_{eq} یک دهم برابر R_{max} لحاظ شود.

- اگر e_t ، با در نظر گرفتن عملکردی نزدیک به بهینه، به‌صورت سطح نویز آستانه ($e_{t,th}$) لحاظ شود، مقاومت حاصله از رابطه (۲۳) بدون تغییر استفاده می‌شود.

متفاوت نیز است؛ برای مثال، نویز فلیکر غالب در ماسفت‌ها، برای ولتاژهای گیت نزدیک به آستانه، ناشی از ناحیه کانال است و در ولتاژهای گیت نزدیک به صفر، ناشی از نواحی گیت - درین و سورس - گیت است. در شکل (۵) برای یک BC178، تغییرات چگالی طیف توان نویز جریان نرمالیزه شده، $\frac{S_I}{I^2}$ ، براساس جریان بیس مشاهده می‌شود.



شکل (۵): PSD نرمالیزه براساس جریان بیس در بایاس‌های مختلف برای BC178 در ۱۰ هرتز.

در این شکل، PSD نرمالیزه‌شده، با جریان رابطه خطی دارد؛ ولی در یک محدوده باریک، دچار تغییرات کمی می‌شود. دلیل این تغییرات آن است که مقاومت سری، ولتاژ مؤثر روی قطعه را محدود می‌کند و در حرکت حامل‌ها در قطعات توده‌ای (دیودها و BJTها) تغییر ایجاد می‌شود. به‌علاوه، از این نمودار نتیجه می‌شود که مقاومت بیس در نویز فلیکر مؤثر است؛ بنابراین، بایاس صحیح برای اندازه‌گیری دقیق مورد نیاز است و بهتر است جریان در مقادیر اولیه منحنی قطعات و قبل از بروز تغییرات انتخاب شود.

۳-۲- تقویت‌کننده کم‌نویز

به‌منظور حذف مؤلفه‌های فرکانسی نزدیک به DC، خروجی مدار بایاس DUT از یک مسدودکننده DC عبور می‌کند. سپس برای رساندن سیگنال ضعیف ناشی از نویز به سیگنال قابل اعمال به ADC، از دو طبقه تقویت‌کننده متوالی استفاده می‌شود که به‌منظور جلوگیری از به اشباع رفتن تقویت‌کننده‌ها در مسیر سیگنال خروجی طبقه اول، از

مؤلفه فرکانسی مورد اندازه‌گیری، f_{min} ، نسبت عکس دارد و حداقل n_c دوره تناوب برای تصمیم‌گیری دقیق نیاز است.

$$t_{SS} = \frac{1}{f_{min}} \times n_c \quad (25)$$

فرکانس نمونه‌برداری طبق رابطه (۲۶)، با حداکثر مؤلفه فرکانسی مدنظر برای اندازه‌گیری مرتبط است و انتخاب مناسب m ، تقریب درست از یک دوره را فراهم می‌کند.

$$B_s = m \times f_{max} \quad (26)$$

تعداد کل نمونه مورد نیاز، N ، که برای یک دوره پردازش استفاده می‌شود، طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$N = t_{SS} \times B_s \quad (27)$$

درنهایت، جمع‌آوری داده با استفاده از یک نرم‌افزار مناسب برای ارتباط با کارت صوتی داخل کامپیوتر مانند نرم‌افزار صدای اسیلوسکوپ یا متلب انجام می‌شود.

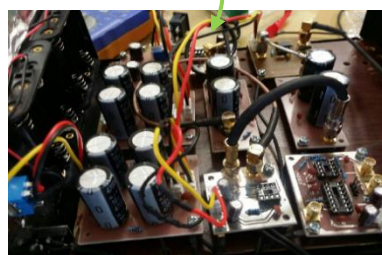
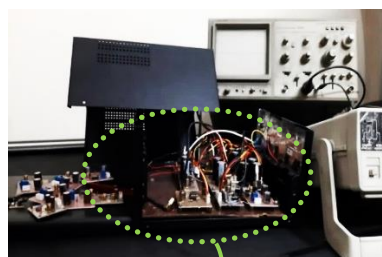
۴-۲- استخراج اطلاعات نویز فاز

برای دریافت داده‌های نویز DUT و رسم دقیق منحنی مربوط به آن، ابتدا لازم است پاسخ فرکانسی کارت صوتی کامپیوتر، استخراج و سپس جبران‌سازی شود. در این راستا پاسخ فرکانسی کارت صوتی، با استفاده از سیگنال ژنراتور و اعمال تک تون سینوسی با گام‌های کوچک و در چندین نقطه از باند فرکانسی و با دامنه ثابت به دست می‌آید. برای افزایش دقت محاسبه پاسخ فرکانسی، از مقدار مؤثر سیگنال (مجذور میانگین مربعات (rms))، به‌عنوان پاسخ در هر فرکانس استفاده می‌شود. برای خنثی کردن تغییرات ناشی از پاسخ فرکانسی کارت صوتی، $H(j\omega)$ نیاز است تابع جبران‌ساز $H_C(j\omega)$ در سیگنال دریافتی ضرب شود. جبران‌ساز، با هدف ایجاد یک سیستم با پاسخ فرکانسی هموار به‌صورت رابطه (۲۸) نوشته می‌شود.

$$H_C(j\omega) = 1/H(j\omega) \quad (28)$$

به بیان دیگر، کفایت ضرایب جبران‌سازی در هر فرکانس برابر با عکس پاسخ فرکانسی در همان فرکانس

انتخاب مقاومت بزرگ به تأثیرگذاری بیشتر نویز حرارتی و غالب شدن نویز جریان منجر می‌شود. رابطه (۲۳) و نتیجه حاصل از آن برای انتخاب LNA، در زیر بخش ۲-۵ ارزیابی عملی می‌شود. سیستم اندازه‌گیری نویز فرکانس پایین - که در شکل (۴) معرفی شد - در شکل (۶) پیاده‌سازی شده است. به‌منظور کاهش اثر میدان‌های خارجی بر مدارها و افزایش دقت در اندازه‌گیری نویز خروجی، مدارها از یکدیگر جدا شده، کل مدار در حفاظ قرار گرفته و از کابل‌های هم‌محور برای اتصالات بین طبقات استفاده شده است. در ادامه به قسمت‌های پردازشی سیستم، نحوه نمونه‌برداری و استخراج اطلاعات پرداخته می‌شود.



شکل (۶): مدار اندازه‌گیری نویز فلیکر.

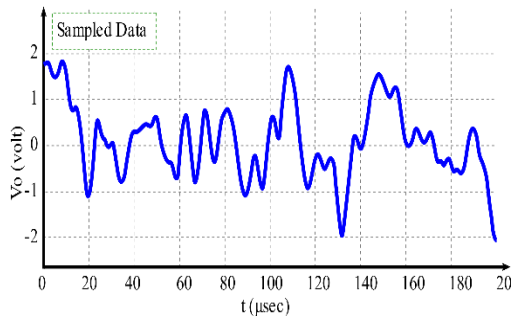
۴- مشاهده عملی نویز فلیکر

جمع‌آوری اطلاعات شامل دو بخش اصلی، نمونه‌برداری و استخراج اطلاعات نویز فاز است. به این منظور، سیگنال آنالوگ بعد از تقویت و عبور از LPF، به ورودی کارت صوتی سیستم که فاقد قابلیت کنترل بهره خودکار (AGC) باشد، وارد می‌شود و بسته به تعداد بیت کوانتیزاسیون و فرکانس نمونه‌برداری، به دیجیتال تبدیل می‌شود.

۴-۱- نمونه‌برداری

کل زمان نمونه‌برداری، t_{SS} ، طبق رابطه (۲۵) با حداقل

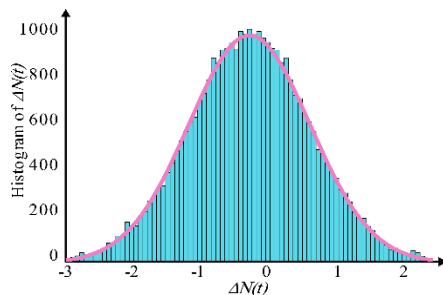
فیلتر بایاس DC برآورده می‌شود. زمان نمونه‌برداری مناسب t_{SS} از رابطه (۲۵) با مقادیر $n_c = 10$ و $f_{min} = 0.05 \text{ Hz}$ و $f_{max} = 1 \text{ KHz}$ محاسبه می‌شود.



شکل (۸): شکل موج حوزه زمان اندازه‌گیری شده برای

$$R_c = 470\Omega \text{ و } I_c = 0.5 \text{ mA با BC178}$$

هیستوگرام نویز اندازه‌گیری شده برای این قطعه در شکل (۹) نشان داده شده است.



شکل (۹): توزیع داده‌های اندازه‌گیری شده $\Delta N(t)$

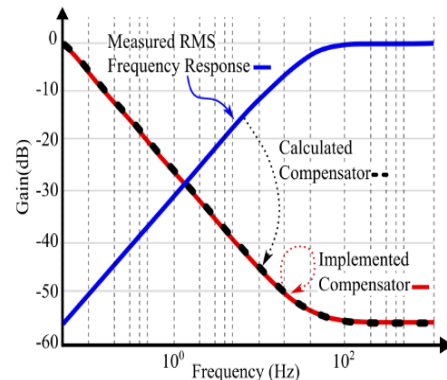
در شکل مشاهده می‌شود توزیع $\Delta N(t)$ بسیار نزدیک به توزیع گوسی است. تطابق نتایج این شکل با نتایج حاصل از شبیه‌سازی شایان توجه است.

۵-۲- انتخاب LNA مناسب برای DUT

خاص

جدول (۲) نمونه‌هایی از تراشه‌های رایج برای LNA را نشان می‌دهد که R_{eq} متناظر برای آنها با استفاده از رابطه (۲۳) و بر مبنای $e_{t,th}$ (عملکرد تقریباً بهینه براساس نویز) محاسبه می‌شود. طبق این جدول، تراشه مناسب برای

باشد. برای فرکانس‌های بین نقاط گسسته اندازه‌گیری شده، از درونیابی منحنی مکعبی استفاده شده است. در شکل (۷) پاسخ فرکانسی کارت صوتی، پاسخ فرکانسی جبران‌ساز، پاسخ فرکانسی جبران‌ساز درونیابی شده هم‌زمان دیده می‌شود.



شکل (۷): پاسخ فرکانسی کارت صوتی و جبران‌ساز.

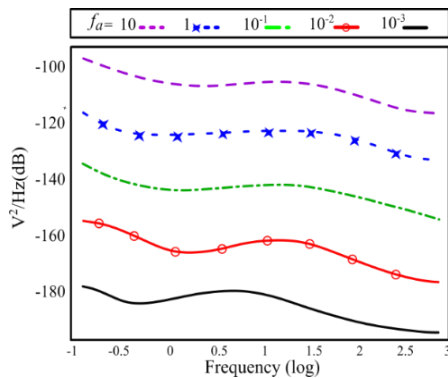
۵- نتایج تجربی و ارزیابی

در این قسمت، مدل پیشنهادی، ساختار اندازه‌گیری و نتایج اندازه‌گیری و میزان تطابق آنها با برگه اطلاعات قطعات، ارزیابی می‌شوند. به این منظور، ابتدا انتخاب LNA براساس رابطه (۲۳) بررسی می‌شود، سپس نتایج اندازه‌گیری نویز توسط ساختار پیشنهادی در حوزه زمان و فرکانس ارائه می‌شود. برای ارزیابی نهایی، نتایج مدل پیشنهادی و مقادیر اندازه‌گیری شده تجربی نشان داده شده‌اند و تطابق آنها با منحنی‌های برگه اطلاعات، مدل قانون توان (معروف به $1/f^\alpha$) [۱۳] و خط $1/f$ (به‌عنوان مدل‌سازی رایج نویز فرکانس پایین در فواصل نزدیک به DC مطرح است [۱۶])، بررسی می‌شوند.

۵-۱- مشاهدات تجربی و بررسی آنها

نمونه‌ای از شکل موج اندازه‌گیری شده نویز فرکانس پایین در حوزه زمان، برای ترانزیستور سیلیکونی BC178 به‌عنوان یک قطعه رایج و قدیمی در شکل (۸) رسم شده که بیان‌کننده تغییرات در تعداد حامل‌ها ($\Delta N(t)$) است. با انتخاب $R_{fb} = 50k\Omega$ برای BJT (زیربخش ۱-۳)، شرایط

و مشخص کردن تعداد تله‌ها عملاً کاری دشوار و گاهی غیرممکن است، اثر تمامی این عوامل همراه با f_a بررسی می‌شود. وظیفه این فاکتور، انطباق محدوده $\Delta N(t)$ متناسب با قطعه است. شکل (۱۰) تأثیر این فاکتور را بر خروجی مدل نشان می‌دهد و مشاهده می‌شود افزایش f_a باعث تغییر در امتداد محور عمودی در منحنی PSD یک قطعه می‌شود.



شکل (۱۰): بررسی اثر فاکتور f_a بر PSD نویز

احتمال رهاشدن در هر لحظه با فاکتور تنظیمی f_r مشخص می‌شود. این احتمال متناسب با قطعه و شرایط محیطی، متفاوت است. میزان $\Delta N(t)$ در قطعه‌های مختلف می‌تواند فرآیندی ایستاد یا غیر ایستاد باشد؛ بنابراین، متناسب با حالت، $\Delta N(t)$ فاکتور f_r به صورت ثابت یا متغیر تعریف می‌شود. در

شکل (۱۱) نمونه‌ای از سیگنال نویز در حوزه زمان به همراه منحنی‌های PSD ناشی از مدل ارائه شده برای دو قطعه متفاوت با دو حالت مختلف، آمده است و ویژگی‌های مشخص شده در پنجره‌های زمانی قرمز حالت‌های ایستاد و غیر ایستاد را نشان می‌دهند. در حالت ایستاد،

شکل (۱۱)-الف و ب $f_r = 1$ (مقدار تعریف شده اولیه) در نظر گرفته می‌شود و در حالت غیر ایستاد،

شکل (۱۱)-ج و د، برای پنجره‌هایی که میانگین $\Delta N(t)$ منفی است، $f_r = 0.2$ و برای میانگین مثبت $f_r = 1.4$ منظور می‌شود (زیر بخش ۳-۲).

مشاهده می‌شود مدل پیشنهادی می‌تواند نویز فرکانس

عملکرد نویز بهینه برای یک DUT انتخاب می‌شود.

جدول (۲): انتخاب آپ‌امپ در شرایط نویز بهینه براساس R_{eq}

پارامترهای محاسبه شده	نویز بهینه	برگه اطلاعات قطعه					
		آپ-امپ	$e_n (\frac{nv}{\sqrt{Hz}})$	$I_n (\frac{nA}{\sqrt{Hz}})$	$e_{t,th}$	z	R_{eq} (kΩ)
		LTC1052	80	0.6×10^{-6}	100	1.3	625
		ISL28134	8	0.2×10^{-3}	15	1.6	10
		LT1007	2.8	1.5×10^{-6}	7	3	3.1
		LT1082	1	4.7×10^{-3}	3	3	0.4

با توجه به مقادیر برگه اطلاعات قطعه ISL28134 و جدول (۲)، اگر برای یک سیستم شامل این LNA، رابطه‌های (۲۳) و (۲۴)، R_{eq} برابر با $10 \text{ k}\Omega$ به دست می‌آید. همچنین، با لحاظ کردن حداکثر نویز کل پذیرفتنی به عنوان e_t ($e_t = 5e_n$)، R_{max} برابر با 100 کیلو اهم می‌شود که همان‌طور که ذکر شد در این حالت R_{eq} در رنج $\frac{1}{10} R_{max}$ مناسب است؛ برای نمونه دیگر، LT1082 در شرایطی که مقاومت خروجی ترانزیستور بیشتر از 400 اهم باشد، مناسب نیست؛ بنابراین، تراشه دیگری با نویز کمتر و توانایی تحمل مقاومت خروجی بالاتر باید برای DUT انتخاب شود؛ بنابراین، هر LNA برای DUT‌هایی مناسب است که منجر به مقدار R_{eq} ای فراتر از R_{eq} متناظر آن LNA نباشد.

۵-۳- ارزیابی سیستم و مدل پیشنهادی

در ادامه برای اندازه‌گیری نویز، چهار نوع قطعه الکترونیکی (از خانواده‌های مختلف) در نظر گرفته شده‌اند:

LF351 به عنوان آپ-امپ از نوع JFET.

LT1028 به عنوان یک آپ-امپ کم نویز با افست کم.

CA3140 به عنوان آپ-امپ از نوع BiMOS (ورودی

ماسفت و خروجی دو قطبی).

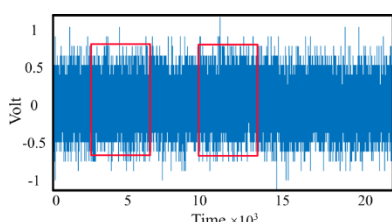
OP07 به عنوان آپ-امپ رایج با افست ورودی پایین.

از آنجا که در قطعه‌های مختلف، شمارش تعداد حامل‌ها

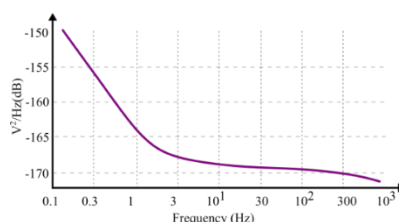
حامل‌ها نسبت به احتمال به تله افتادن با زمان متغیر لحاظ شده است. در این شکل خط‌چین قرمز، نقطه - خط بنفش، خط پر، خط‌چین آبی و نقطه - خط مشکی به ترتیب نشان‌دهنده روش اندازه‌گیری، مدل پیشنهادی، منحنی برگه اطلاعات قطعه، مدل قانون توان $1/f^\alpha$ [۱۳] و خط $1/f$ [۱۶] هستند. شایان ذکر است در بیشتر منحنی‌های برگه اطلاعات قطعه برای فرکانس‌های زیر ۱ هرتز یا حتی ۱۰ هرتز اطلاعاتی از نویز فاز وجود ندارد؛ اما روش اندازه‌گیری پیشنهادی و مدل پیشنهادی منطبق بر آن علاوه بر تطابق مناسب با فرکانس‌های بالا می‌تواند این محدوده پایین از فرکانس را نیز پوشش دهد.

پایین قطعات مختلف را با تنظیم دو دسته ورودی تخمین بزند. این دو دسته ورودی از نتایج اندازه‌گیری با ساختار پیشنهادی محاسبه می‌شوند. این ورودی‌ها در بین قطعه‌های از یک خانواده، مشابهت دارند.

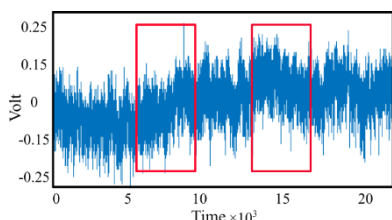
نتایج روش اندازه‌گیری در شکل (۱۲) با منحنی‌های برگه اطلاعات قطعات [۲۶]-[۲۹]، مدل‌های رایج $1/f$ [۱۶] و $1/f^\alpha$ [۱۳] مقایسه شده‌اند. برای مدل‌سازی این قطعات، در الگوریتم، تعداد حامل، N ، به‌عنوان یک عدد بزرگ در نظر گرفته می‌شود (به‌طور پیش‌فرض 10^5) و تعداد تله، M ، معمولاً محدود است [۳۰] و با توجه به نوع کلی المان‌های مختلف مشخص می‌شود. احتمال رهاسازی



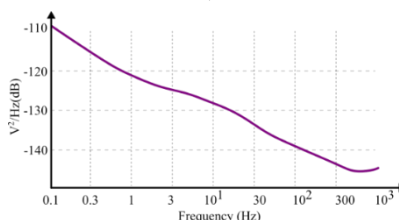
(الف)



(ب)

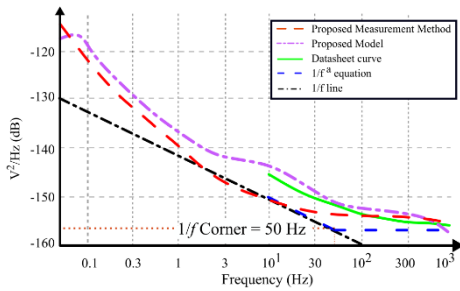


(ج)

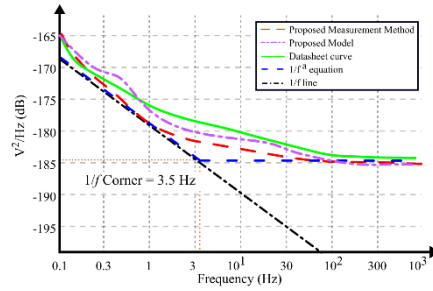


(د)

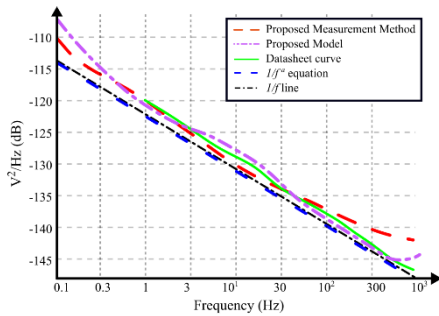
شکل (۱۱): مقایسه ایستان و غیر ایستان (الف) نتایج اندازه‌گیری شده حوزه زمان OP07. (ب) PSD حاصل از مدل پیشنهادی برای OP07 (ایستان)، (ج) نتایج اندازه‌گیری شده حوزه زمان CA3140. (د) PSD حاصل از مدل پیشنهادی برای CA3140 (غیر ایستان).



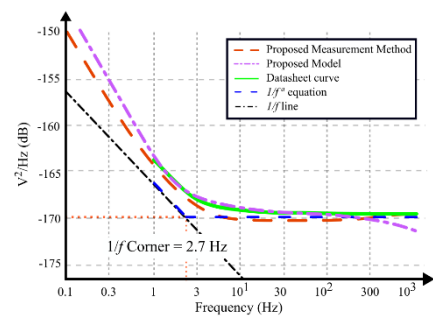
الف) LF351



ب) LT1028



ج) CA3140



د) OP07

شکل (۱۲): مقایسه روش پیشنهادی با منحنی برگه اطلاعات و مدل‌های رایج $1/f^a$ و $1/f$

جدول (۳): مقایسه نتایج حاصل از روش اندازه‌گیری، مدل پیشنهادی، مدل‌های $1/f^a$ [۱۳] و $1/f$ [۱۶] با منحنی‌های برگه اطلاعات (به‌عنوان مرجع) با استفاده از معیار $NRMSE$

DUT	نتایج مدار اندازه‌گیری	مدل پیشنهادی	$1/f^a$	$1/f$
LF351	0.61	0.76	0.93	0.86
LT1028	0.28	0.37	0.72	1.06
CA3140	0.27	0.36	0.35	0.35
OP07	0.42	0.96	1.31	1.67
میانگین	0.39	0.61	0.83	0.99

این جدول نشان می‌دهد روش اندازه‌گیری پیشنهادی، کوچک‌ترین $NRMSE$ را برای چهار قطعه واقعی تحت تست تولید می‌کند. اگرچه در تطبیق داده‌های اندازه‌گیری شده با برگه اطلاعات مقداری خطا وجود دارد که به علت عدم وجود اطلاعات در فرکانس‌های بسیار پایین است، همچنان نتایج حاصل از اندازه‌گیری، نسبت به مدل‌های $1/f^a$ و $1/f$ ، به ترتیب ۲۱٪ و ۲۵٪ تطابق بیشتری با مرجع مدنظر دارد. همچنین، مدل پیشنهادی نسبت به دو مدل رایج مذکور، انطباق بیشتری را با برگه

نتایج اندازه‌گیری و مدل پیشنهادی نسبت به دو روش دیگر انطباق بیشتری با برگه اطلاعات قطعات دارند. تطابق بین داده‌های مختلف با محاسبه میانگین مربعات خطای

جزر نرمالیزه ($NRMSE$) محاسبه می‌شود:

$$NRMSE = \frac{\|y(t_i) - \hat{y}(t_i)\|}{\|y(t_i) - \frac{1}{N}y(t_i)\|} \quad (29)$$

که در آن $\|$ نرم اقلیدسی یک بردار را نشان می‌دهد. و $y(t_i)$ و $\hat{y}(t_i)$ به ترتیب نشان‌دهنده داده‌های مرجع/واقعی و اکتسابی/پیش‌بینی شده هستند و N طول داده است. میزان کمتر $NRMSE$ نشان‌دهنده دقت بیشتر مدل و شباهت بیشتر با مرجع مدنظر است. نتایج $NRMSE$ برای نویز فرکانس پایین قطعات مذکور در دو جدول آمده‌اند که در این جدول‌ها دو مرجع متفاوت برای مقایسه در نظر گرفته می‌شوند. در جدول (۳)، برگه اطلاعات به‌عنوان مرجع مقایسه در نظر گرفته می‌شود و نتایج حاصل از اندازه‌گیری، مدل پیشنهادی، مدل‌های $1/f^a$ و $1/f$ با این مرجع مقایسه می‌شوند.

بررسی شده است. مدل پیشنهادی در این فصل از رساله، سازگاری درخور توجهی با نتایج مشاهدات عملی تجربی دارد و از مقایسه PSDهای حاصله با مدل‌های رایج $1/f^a$ و $1/f$ مقادیر NRMSE کوچکی به دست آمدند که نشان‌دهنده انطباق زیاد با برگه اطلاعات قطعات تحت تست است.

مراجع

- [1] F. L. Traversa, M. Bonnin, and F. Bonani, "The Complex World of Oscillator Noise: Modern Approaches to Oscillator (Phase and Amplitude) Noise Analysis," *IEEE Microw. Mag.*, Vol. 22, No. 7, Jul. 2021.
- [2] M. Nouri, M. Mivehchy, and M. F. Sabahi, "Novel Anti-Deception Jamming Method by Measuring Phase Noise of Oscillators in LFMCW Tracking Radar Sensor Networks," *IEEE Access*, Vol. 5, 2017.
- [3] Z. Shamaee and M. Mivehchy, "A Bi-LSTM radar signal classification and recognition method in the presence of jamming," in *8th Iranian Conference on Radar and Surveillance Systems*, 2021.
- [4] T. Bai *et al.*, "Fifty Years of Noise Modeling and Mitigation in Power-Line Communications," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, Vol. 23, No. 1, 2021.
- [5] Z. Shamaee and M. Mivehchy, "Dominant noise-aided EMD (DEMD): Extending empirical mode decomposition for noise reduction by incorporating dominant noise and deep classification," *Biomed. Signal Process. Control*, Vol. 80, Feb. 2023.
- [6] C. Ciofi and B. Neri, "Low-frequency noise measurements as a characterization tool for degradation phenomena in solid-state devices," *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. 33, No. 21, 2000.
- [7] A. A. Balandin, "Low-frequency $1/f$ noise in graphene devices," *Nat. Nanotechnol.*, Vol. 8, No. 8, 2013.
- [8] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, *Noise in Semiconductor Devices, in Fundamentals of Industrial Electronics*, CRC Press, 2018.
- [9] Y. Hu, T. Siriburanon, and R. B. Staszewski, "Oscillator Flicker Phase Noise: A Tutorial," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, Vol. 68, No. 2, 2021.
- [10] E. Simoen and C. Claeys, "On the flicker noise in submicron silicon MOSFETs," *Solid. State. Electron.*, Vol. 43, No. 5, pp. 865–882, 1999.

اطلاعات نشان داده است.

سپس در جدول (۴)، نتایج حاصل از مدار اندازه‌گیری به‌عنوان مرجع مقایسه لحاظ می‌شوند و مدل پیشنهادی، منحنی‌های برگه اطلاعات و مدل‌های $1/f^a$ [۱۳] و $1/f$ [۱۶] با این مرجع جدید مقایسه می‌شوند. درخور ذکر است از آنجا که در فرکانس‌های نزدیک به DC، اطلاعات نویز بیشتر قطعات در منحنی‌های برگه اطلاعات وجود ندارند، این داده‌های نزدیک به DC در امتداد داده‌های موجود، برون‌یابی و با خط $1/f$ کمی‌سازی و پس از آن، مقایسه انجام می‌شود. بر اساس این جدول، نرخ تطابق مدل پیشنهادی با نتایج حاصل از اندازه‌گیری به‌طور متوسط دارای خطای ۰٫۲۶٪ است که به ترتیب ۰٫۱۷٪ و ۰٫۲۶٪ بهتر از مدل‌های $1/f^a$ و $1/f$ است و نشان‌دهنده عملکرد مناسب مدار اندازه‌گیری و مدل پیشنهادی منطبق بر این اندازه‌گیری‌ها است.

جدول (۴): مقایسه مدل پیشنهادی، منحنی‌های برگه اطلاعات،

مدل‌های $1/f^a$ [۱۳] و $1/f$ [۱۶] با نتایج حاصل از

اندازه‌گیری (به‌عنوان مرجع) با استفاده از معیار NRMSE

DUT	مدل پیشنهادی	برگه اطلاعات	$1/f^a$	$1/f$
LF351	0.23	0.33	0.26	0.43
LT1028	0.38	0.34	0.64	1.03
CA3140	0.16	0.19	0.22	0.22
OP07	0.27	0.30	0.63	1.03
میانگین	0.26	0.29	0.44	0.68

۶- جمع‌بندی

در این مطالعه تجربی، کران‌های رهاشدن و به تله افتادن حامل‌ها، مدل‌سازی نویز فرکانس پایین توسط ورودی‌های احتمالاتی و خاص قطعه و یک ساختار عملی برای تخمین نویز فرکانس پایین براساس مدل پیشنهادی ارائه شده‌اند. اندازه‌گیری‌های تجربی نویز، حتی در محدوده‌های فرکانس پایین و نزدیک به DC انجام می‌شود که در بیشتر مطالعات قبلی وجود ندارد یا صرفاً این نواحی فرکانسی با خط $1/f$ مدل شده است. همچنین، نکات عملی مهم مدار اندازه‌گیری، مانند فیلتر بایاس DC و روش انتخاب LNA،

- Electron Device Lett.*, Vol. 43, No. 1, pp. 13–16, Jan. 2022.
- [21] A. J. Scholten, L. F. Tiemeijer, R. Van Langevelde, R. J. Havens, A. T. Zegers-Van Duijnhoven, and V. C. Venezia, “Noise modeling for RF CMOS circuit simulation,” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 50, No. 3, pp. 618–632, 2003.
- [22] Z. Wu and N. E. Huang, “A study of the characteristics of white noise using the empirical mode decomposition method,” *Proc. R. Soc. A Math. Phys. Eng. Sci.*, Vol. 460, No. 2046, pp. 1597–1611, 2004.
- [23] X. Niu, L. Lu, J. Wang, X. Han, X. Li, and L. Wang, “An Improved Empirical Mode Decomposition Based on Local Integral Mean and Its Application in Signal Processing,” *Math. Probl. Eng.*, Vol. 2021, Feb. 2021.
- [24] J. C. Costa, D. Ngo, R. Jackson, N. Camilleri, and J. Jaffee, “Extracting 1/f Noise Coefficients for BJT’s,” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 41, No. 11, 1994.
- [25] Y. Zhou and S. Priya, “Magnetolectric current sensor,” in *Composite Magnetolectrics: Materials, Structures, and Applications*, Elsevier, 2015.
- [26] CA3140 BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output, Data Sheet. 2005, pp. 1–23.
- [27] LT1028/LT1128 Ultra Low Noise Precision High Speed Op Amps, Data Sheet. pp. 1–20.
- [28] OP07 Operational Amplifier, Data Sheet. 2002.
- [29] LF351 Single Op Amp JFET, Data Sheet. 2001.
- [30] M. J. Kirton and M. J. Uren, “Noise in solid-state microstructures: A new perspective on individual defects, interface states and low-frequency ($1/f$) noise,” *Adv. Phys.*, Vol. 38, No. 4, pp. 367–468, Jan. 1989.
- [11] F. N. Hooge, “1/f noise sources,” *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 41, No. 11, pp. 1926–1935, 1994.
- [12] A. McWhorter, “1/f noise and related surface effects in germanium,” 1955.
- [13] D. B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” *Proc. IEEE*, Vol. 54, No. 2, 1966.
- [14] “Phase Noise Measurement Solutions Selection Guide,” 2018. <https://www.keysight.com/nl/en/assets/7018-02528/technical-overviews/5990-5729.pdf>
- [15] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, “Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, Vol. 47, No. 5, May 2000.
- [16] A. K. Poddar, U. L. Rohde, and A. M. Apte, “How Low Can They Go?: Oscillator Phase Noise Model, Theoretical, Experimental Validation, and Phase Noise Measurements,” *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 14, No. 6, pp. 50–72, Sep. 2013.
- [17] A. G. Mahmutoglu and A. Demir, “Modeling and simulation of low-frequency noise in nano devices: Stochastically correct and carefully crafted numerical techniques,” *IEEE Trans. Comput. Des. Integr. Circuits Syst.*, Vol. 34, No. 5, pp. 794–807, 2015.
- [18] F. Balestra, “Modeling of low-frequency noise in advanced CMOS devices,” *Int. J. Numer. Model. Electron. Networks, Devices Fields*, pp. 1–12, 2015.
- [19] C. Marquez, C. Navarro, S. Navarro, J. L. Padilla, F. Gamiz, and S. Member, “On the Low-Frequency Noise Characterization of Z2-FET Devices,” *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 42551–42556, 2019.
- [20] W. Shin *et al.*, “Effects of High-Pressure Annealing on the Low-Frequency Noise Characteristics in Ferroelectric FET,” *IEEE*

¹ Trap

² Excess Noise

³ Flicker Noise

⁴ Hooge

⁵ Mcwhorter

⁶ Power-Law

⁷ Low Frequency Noise

⁸ Empirical Mode Decomposition

⁹ Automatic Gain Control

¹⁰ Root Mean Square Error

¹¹ Normalized Root Mean Square Error

