

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و ریاضیات

رشته مهندسی برق گرایش الکترونیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

تحلیل و بررسی نویزفاز در نوسان‌سازهای CMOS

نگارنده

ماجده مصحفی

استاد راهنما

دکتر عماد ابراهیمی

اسفند ۱۳۹۵



مدیریت تحصیلات
تکمیلی

شماره:

تاریخ:

ویرایش:

باسمه تعالی

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه الکترونیک و مخابرات

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم ماجده مصحفی

تحت عنوان: تحلیل و بررسی نویزفاز در نوسان سازهای CMOS

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد مورد

ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
			دکتر عماد ابراهیمی

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	دکتر جواد قالیبافان		دکتر محمدرضا اشرف
			دکتر علی فتاح

سپاسگزاری

با سپاس فراوان از زحمات استاد گرانقدر جناب آقای دکتر ابراهیمی که در طی انجام این تحقیق، با راهنمایی‌های خود مرا در نگارش این اثر یاری نمودند.

تعهد نامه

اینجانب ماجده مصحفی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق – گرایش الکترونیک دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه تحلیل و بررسی نویزفاز در نوسان-سازهای CMOS تحت راهنمایی دکتر عماد ابراهیمی متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

امروزه به دلیل گسترش ارتباطات بی‌سیم، بهبود کیفیت سیستم‌های فرستنده و گیرنده یک مسأله اساسی است. نوسان‌سازها یکی از اصلی‌ترین بخش‌های این سیستم‌های مخابراتی هستند. از ویژگی‌های یک نوسان‌ساز که در کیفیت داده‌ها و امواج ارسالی و دریافتی توسط سیستم‌های فرستنده و گیرنده نقش قابل توجهی دارد، نویزفاز آن است. بنابراین کاهش نویزفاز نوسان‌سازها سال‌هاست که موضوع بسیاری از پژوهش‌ها بوده است.

روش‌های متعددی جهت محاسبه پدیده نویزفاز ارائه شده است که از میان آن‌ها روش حاجی‌میری بسیار مورد توجه است. از میان ساختارهای مختلف نوسان‌سازها، یکی از ساختارهایی که دارای مشخصه نویزفاز خوبی است، نوسان‌ساز اتصال-ضربدري CMOS است. از جمله اجزای این نوسان‌ساز که بررسی اثر آن در عملکرد نویزفاز مورد توجه بوده است، خازن C_T موجود در گره سورس ترانزیستورهای اتصال-ضربدري و موازی با منبع جریان دنباله است. در ساختار نوسان‌ساز اتصال-ضربدري معمولی این خازن همان خازن پارازیتیک منبع جریان در این گره است و تحلیل و درک اثر آن بر رفتار نویزفاز نوسان‌ساز به نتایج جالب توجهی منجر می‌شود. در پژوهشی با استفاده از معادلات و روابط تحلیلی و همچنین شبیه‌سازی و ساخت، نشان داده شده است که خازن C_T از یک سو دارای خاصیت رد نویز است و از سوی دیگر موجب کاهش ضریب کیفیت مدار LC می‌شود.

در چند کار مطالعاتی با استفاده از شبیه‌سازی و ساخت اثبات شده است که قرار دادن خازنی با ظرفیت زیاد موازی با منبع جریان سبب فیلتر شدن نویز ناشی از منبع جریان دنباله خواهد شد. در این پایان‌نامه به بررسی اثر این خازن در حالت کلی‌تر با استفاده از روابط تحلیلی و محاسبه تابع حساسیت ضربه که مبنای روش حاجی‌میری در تحلیل نویزفاز است پرداخته شده است و جهت بررسی صحت محاسبات، نتایج حاصل از روابط تحلیلی ریاضی با نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی مقایسه شده است. بر اساس مقادیر و روابط ارائه شده در این پایان‌نامه، پدیده کاهش نویزفاز خروجی نوسان‌ساز با افزایش خازن C_T به روش تحلیلی محاسباتی توجیه شده است. همچنین یکی از نتایج بسیار جالب از روابط

بدست آمده آن است که بزرگ‌تر شدن خازن C_T از یک حد خاصی، تأثیر چندانی در کاهش نویزفاز نخواهد داشت.

کلمات کلیدی: نوسان‌ساز اتصال-ضربدري، نویزفاز، تابع حساسیت ضربه، خازن C_T ، روابط تحلیلی،

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱- مقدمه
۵	۲-۱- نويز و انواع آن
۷	۳-۱- نويزفاز و اهميت آن در نوسان‌سازها
۹	۴-۱- انگيزه پژوهش
۹	۵-۱- ساختار پايان نامه
۱۱	فصل دوم: معرفي مدل‌هاي نويزفاز و شرح ويژگي‌هاي آنها
۱۲	۱-۲- مقدمه
۱۳	۲-۲- مدل نويزفاز Leeson
۱۴	۳-۲- مدل نويزفاز رضوي
۱۷	۴-۲- مدل نويزفاز حاجي‌ميري
۱۸	۱-۴-۲- تشریح مسأله
۲۵	۲-۴-۲- بررسی چند پژوهش ناشی از نتایج بدست آمده از مدل ISF
۲۵	۱-۲-۴-۲- نوسان‌ساز اتصال-ضربدري کسکود
۲۵	۲-۲-۴-۲- نوسان‌سازهای کلاس B ، C و F
۲۶	۳-۴-۲- روش‌های محاسبه ISF
۲۸	۵-۲- مدل نويزفاز Demir
۲۹	۶-۲- مدل نويزفاز Ham-Hajimiri

۲۹	۷-۲- معیار شایستگی
	فصل سوم: بررسی نویزفاز نوسان‌سازهای کلپیس و اتصال-ضربداری CMOS با استفاده از روش
۳۱	حاجی‌میری
۳۲	۱-۳- مقدمه
۳۳	۲-۳- تحلیل نویزفاز نوسان‌سازهای کولپیتس
۳۳	۱-۲-۳- محاسبه دامنه نوسان
۳۷	۲-۲-۳- محاسبه نویزفاز در ناحیه $1/f^2$
۳۷	۱-۲-۲-۳- تابع حساسیت Γ_{Rt}
۳۷	۲-۲-۲-۳- تابع حساسیت Γ_{ids}
۴۰	۳-۲-۲-۳- تابع حساسیت Γ_{tail}
۴۰	۴-۲-۲-۳- بیان نویزفاز نوسان‌ساز کولپیتس
۴۱	۳-۳- تحلیل نویزفاز نوسان‌سازهای اتصال-ضربداری
۴۲	۴-۳- مقایسه دو نوسان‌ساز کولپیتس تفاضلی و اتصال-ضربداری
۴۳	۵-۳- نقش منبع جریان و خازن C_T
۴۷	فصل چهارم: شرح محاسبه نویزفاز نوسان‌ساز اتصال-ضربداری برای حالات مختلف C_T
۴۸	۱-۴- مقدمه
۴۸	۲-۴- محاسبات اولیه
۵۰	۳-۴- محاسبه تابع حساسیت (ISF) منابع نویز
۵۱	۱-۳-۴- محاسبه توابع حساسیت و نویزفاز اگر C_T کوچک باشد
۵۱	۱-۱-۳-۴- محاسبه Γ_{ids}

۵۵ Γ_{tail} محاسبه ۲-۱-۳-۴
۵۷ محاسبه نویزفاز ۳-۱-۳-۴
۵۸ محاسبه توابع حساسیت و نویزفاز اگر C_T خیلی کوچک نباشد ۲-۳-۴
۵۹ Γ_{ids} محاسبه ۱-۲-۳-۴
۶۲ Γ_{tail} محاسبه ۲-۲-۳-۴
۶۵ محاسبه نویزفاز ۳-۲-۳-۴
۶۶ محاسبه توابع حساسیت اگر C_T بزرگ باشد ۳-۳-۴
۶۷ شبیه‌سازی ۴-۴
۶۷ چالش‌های شبیه‌سازی ۱-۴-۴
۶۷ نتایج شبیه‌سازی ۲-۴-۴
۶۸ حالت اول $\Phi=13^\circ$ و خازن C_T خیلی کوچک ۱-۲-۴-۴
۷۱ حالت دوم $\Phi=50^\circ$ ۲-۲-۴-۴
۷۹ فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات
۸۰ ۱-۵ نتیجه‌گیری
۸۱ ۲-۵ پیشنهادات و موضوعات قابل تحقیق در آینده
۸۲ مراجع

فهرست شکل‌ها

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱- الف) نوسان‌ساز کولپیتس - ب) نوسان‌ساز حلقوی - ج) نوسان‌ساز آرامشی	۴
شکل ۲-۱- الف) نوسان‌ساز اتصال-ضربدری - ب) نوسان‌ساز کنترل شونده با ولتاژ (VCO)	۵
شکل ۳-۱- بلوک دیاگرام محاسبه چگالی طیف توان نویز	۵
شکل ۴-۱- نمایشی از نویزفاز	۸
شکل ۱-۲- نوسان‌ساز فیدبک مدل Leeson	۱۳
شکل ۲-۲- نمایش سه ناحیه نویزفاز نوسان‌ساز	۱۴
شکل ۳-۲- بلوک دیاگرام یک نوسان‌ساز از دید دوسر	۱۵
شکل ۴-۲- مدار معادل تک‌سر نوسان‌ساز حلقوی تفاضلی CMOS	۱۷
شکل ۵-۲- نمایش اثر تزریق پالس ضربه در دو نقطه مختلف	۱۸
شکل ۶-۲- Γ تابعی متناوب	۱۹
شکل ۷-۲- خروجی نوسان‌سازهای سینوسی و حلقوی و تابع گامای مربوط به آنها	۱۹
شکل ۸-۲- دو بخش فرآیند تبدیل نویز ورودی به ولتاژ نویز خروجی	۲۱
شکل ۹-۲- نمایش انتقال مولفه‌های مختلف نویز به اطراف فرکانس مرکزی	۲۱
شکل ۱۰-۲- نمایش نویز دوره‌ای-ایستادن کانال ترانزیستور	۲۳
شکل ۱۱-۲- الف) نوسان‌ساز اتصال-ضربدری معمولی - ب) نوسان‌ساز اتصال-ضربدری کسکود	۲۵
شکل ۱۲-۲- نوسان‌سازهای الف) کلاس B، ب) کلاس C، ج) کلاس F با ساختار اتصال-ضربدری رایج، د) کلاس F با ساختار ترانسفورمری	۲۶
شکل ۱۳-۲- خروجی یک نوسان‌ساز حلقوی rail to rail	۲۷
شکل ۱-۳- نوسان‌ساز کولپیتس تکسر	۳۳

- شکل ۳-۲- جریان ترانزیستور در نوسان‌ساز کولپیتس ۳۴
- شکل ۳-۳- نوسان‌ساز کولپیتس تفاضلی ۳۶
- شکل ۳-۴- الف) مدار معادل برای محاسبات ISF در نوسان‌ساز کولپیتس، ب) مدار معادل پس از انتقال منابع ۳۸
- شکل ۳-۵- نوسان‌ساز اتصال-ضربدري ۴۱
- شکل ۳-۶- نوسان‌ساز اتصال-ضربدري بدون منبع جريان دنباله و اثر بارگذاري ترانزیستورهای اتصال-ضربدري ۴۴
- شکل ۴-۱- نوسان‌ساز اتصال-ضربدري با منبع جريان باياس ۴۹
- شکل ۴-۲- شکل موج جريان‌های ترانزیستورهای اتصال-ضربدري ۵۰
- شکل ۴-۳- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که تنها M_1 روشن است، الف) مرحله شارژ خازن‌ها، ب) مرحله دشارژ C_T ۵۲
- شکل ۴-۴- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن‌اند، الف) مرحله شارژ خازن‌ها، ب) مرحله دشارژ خازن C_T ۵۳
- شکل ۴-۵- استخراج ISF برای نویز منبع جريان باياس، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن‌اند، الف) مرحله شارژ خازن C_T ، ب) مرحله دشارژ خازن C_T ۵۶
- شکل ۴-۶- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که تنها M_1 روشن است و C_T کوچک نباشد، الف) مرحله شارژ خازن‌ها، ب) مرحله دشارژ خازن C_T ۵۹
- شکل ۴-۷- تقسیم بار تخلیه شده خازن C_T در دو مسیر ۶۱
- شکل ۴-۸- استخراج ISF برای نویز منبع جريان باياس، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن‌اند و C_T کوچک نباشد، الف) مرحله شارژ خازن C_T ، ب) مرحله دشارژ خازن C_T ۶۲
- شکل ۴-۹- نوسان‌ساز اتصال-ضربدري شبیه‌سازی شده ۶۸
- شکل ۴-۱۰- شکل موج ولتاژ دو خروجی تانک در $\Phi=13^\circ$ ۶۹

- شکل ۴-۱۱- $\eta(\Phi)$ مربوط به مقدار rms تابع حساسیت منبع جریان دنباله بر حسب Φ ۶۹
- شکل ۴-۱۲- نویزفاز نوسان‌ساز در $\Phi=13^\circ$ ۷۰
- شکل ۴-۱۳- شکل موج ولتاژ دو خروجی تانک در $\Phi=50^\circ$ ۷۱
- شکل ۴-۱۴- الف) $\Gamma_{ids1,eff,rms}^2$ ، ب) $\Gamma_{tail,rms}^2$ در یک دوره تناوب بر حسب Φ ۷۲
- شکل ۴-۱۵- نویزفاز بدست آمده از روش محاسباتی وقتی C_T خیلی کوچک نباشد، به ازای مقادیر مختلف خازن C_T و با در نظر گرفتن α به طور تقریبی در $\Phi=50^\circ$ ۷۳
- شکل ۴-۱۶- نویزفاز برای سه مقدار C_T به ازای کمترین α ۷۴
- شکل ۴-۱۷- $\Gamma_{ids1,eff,rms}^2$ برای یک دوره تناوب بر حسب Φ ۷۴
- شکل ۴-۱۸- $\Gamma_{tail,rms}^2$ برای بازه $-\Phi < \phi < +\Phi$ و $\pi-\Phi < \phi < \pi+\Phi$ ۷۵
- شکل ۴-۱۹- نویزفاز نوسان‌ساز با $C_T=1$ pF در $\Phi=50^\circ$ ۷۵
- شکل ۴-۲۰- نویزفاز بدست آمده از روش محاسباتی برای C_T های مختلف ۷۶

فهرست جدول‌ها

صفحه	عنوان
۶۸.....	جدول ۴-۱- مقادیر پارامترهای مدار شبیه‌سازی شده در حالت اول $\Phi=13^\circ$
۷۱.....	جدول ۴-۲- مقادیر پارامترهای مدار شبیه‌سازی شده در حالت دوم $\Phi=50^\circ$

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه

امروزه نوسان‌سازها کلیدی‌ترین بخش از ساختمان تقریباً همه سیستم‌های الکترونیکی دیجیتال و سیستم‌های ارتباطی فرکانس بالا (RF) هستند. لذا عملکرد صحیح آن‌ها اهمیت بالایی در سیستم‌های فرستنده و گیرنده دارد. از مشخصات مطلوب یک نوسان‌ساز می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

(۱) دامنه نوسان بزرگ

(۲) چرخه کاری ۵۰٪

(۳) فرکانس خروجی قابل تنظیم (VCO)

(۴) نویزفاز و مصرف توان کم

(۵) خروجی تفاضلی

نوسان‌سازها از دو دیدگاه بررسی می‌شوند: ۱- از نگاه فیدبک و ۲- از نگاه مقاومت منفی؛ که هر کدام مفاهیم مهمی را دربردارند. از نگاه فیدبک به دو شرط معروف برخوزن^۱ می‌رسیم که برای شروع نوسان ضروری هستند.

از نگاه مقاومت منفی به شرط جریان می‌رسیم. روابط (۱-۱) و (۲-۱) شروط برخوزن و جریان را

1-Berkhousen

نشان می‌دهد که در آن H بهره حلقه نوسان‌ساز، g_m هدایت انتقالی عنصر فعال (ترانزیستور)، R_p مقاومت تلفاتی سلف و k یک عدد است که با توجه به ساختار نوسان‌ساز تعیین می‌شود.

$$|H|_{\omega=\omega_0} = 1, \quad \angle H|_{\omega=\omega_0} = -180^\circ \quad (1-1)$$

$$g_m \cdot R_p \geq k \quad (2-1)$$

با برقراری شرط جریان، حداقل جریان جهت راه‌اندازی نوسان‌ساز تأمین می‌شود.

برای معرفی برخی از انواع نوسان‌سازها می‌توان به موارد زیر اشاره کرد که هر یک دارای کاربردهای

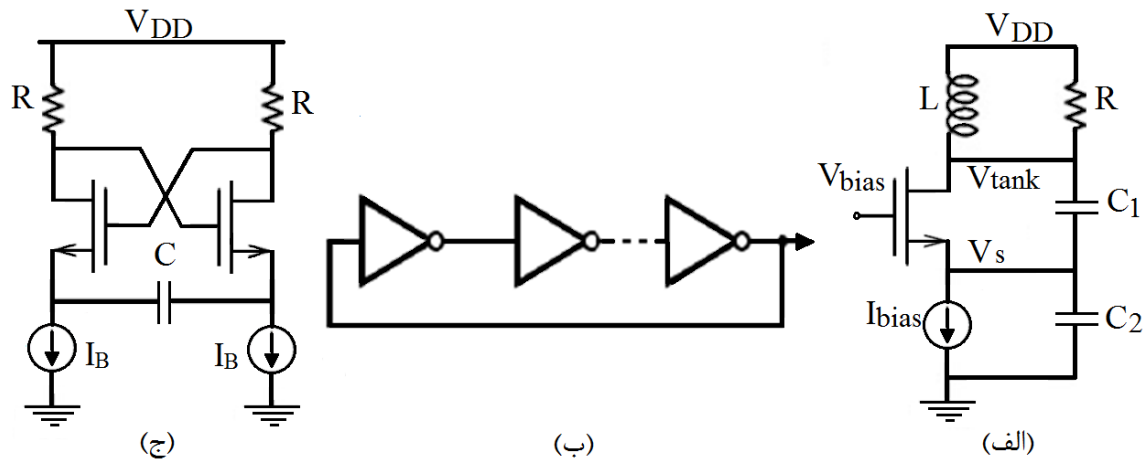
خاص خود هستند:

۱- نوسان‌سازهای کولپیتس که در شکل ۱-۱-الف قابل مشاهده است، از معروف‌ترین نوسان‌سازها هستند. شرط نوسان در این نوع نوسان‌سازها $g_m \cdot R_p \geq 4$ است که در حالت کلی R_p شامل تلفات کل تانک LC است.

۲- نوسان‌سازهای حلقوی که از تعداد فردی طبقه معکوس‌کننده تشکیل می‌شود در شکل ۱-۱-۱-

ب نشان داده شده است. در این نوسان‌ساز مجموع تأخیر طبقات، تعیین‌کننده فرکانس نوسان‌ساز است. از مزایای این نوسان‌ساز، ساختار تمام ترانزیستوری آن و عدم وجود سلف در ساختار آن است. اما کنترل فرکانسی و نویزفاز این ساختار مناسب نیست. دوره تناوب نوسان‌ساز حلقوی در یک رفتار تصادفی تغییر می‌کند. این تغییر در دوره تناوب نوسان‌ساز، jitter نامیده می‌شود. وقتی دما افزایش یابد از آنجایی که دما با قابلیت حرکت حامل‌های بار رابطه عکس دارد، جریان کاهش می‌یابد. سرعت شارژ و دشارژ خازن‌های پارازیتیک در معکوس‌کننده‌ها و به عبارتی دیگر فرکانس نوسان‌ساز کاهش می‌یابد که در نتیجه دوره تناوب افزایش می‌یابد. توان در معکوس‌کننده‌ها توان دینامیک است، از این رو با کاهش فرکانس توان دینامیک کاهش می‌یابد و سیلیکون سرد می‌شود. کاهش دما سبب افزایش قابلیت حرکت و در نتیجه افزایش جریان می‌شود، تأخیر در مدار کاهش یافته و فرکانس بالا می‌رود و دوره تناوب کاهش می‌یابد. با افزایش فرکانس دوباره دما افزایش می‌یابد و سیلیکون داغ می‌شود، تأخیر و در نتیجه دوره

تناوب افزایش و فرکانس کم می‌شود. در نتیجه سیلیکون سرد می‌شود و این چرخه ادامه دارد. از این رو کنترل فرکانس آن مشکل است. نوسان‌سازهای حلقوی معمولاً در تولیدکننده‌های عدد تصادفی سخت‌افزاری^۱ استفاده می‌شوند.



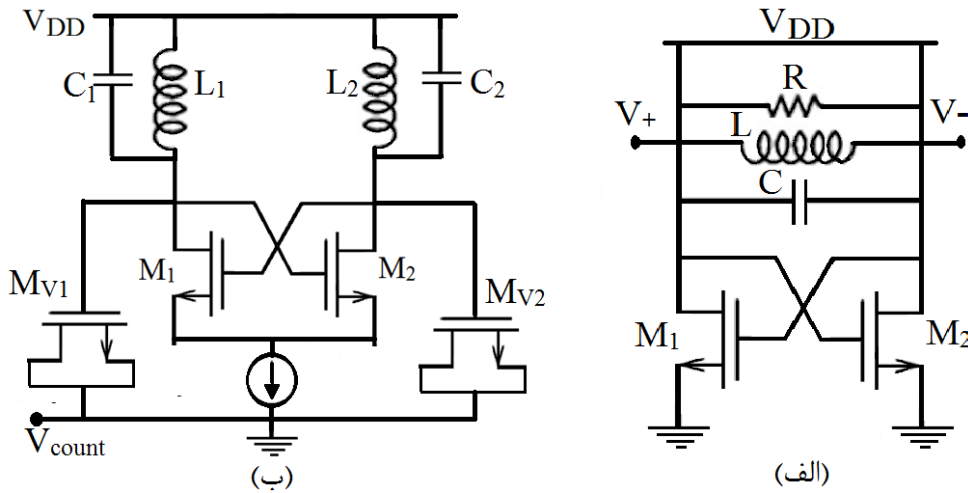
شکل ۱-۱- الف) نوسان‌ساز کولپیتس [۱] - ب) نوسان‌ساز حلقوی - ج) نوسان‌ساز آرامشی.

۳- نوسان‌سازهای آرامشی که همان‌طور که در شکل ۱-۱-ج مشاهده می‌شود ساختار RC دارند و فرکانس آن‌ها بر حسب شارژ و دشارژ شدن خازن و ثابت زمانی مربوط به آن تعیین می‌شود. مشخص است که این ساختار نوسان‌ساز نیز فاقد سلف است و از این جهت مناسب برای ساخت مدارهای مجتمع است. اما به طور نوعی برای کاربردهای فرکانس بالا، مشخصه نویزفاز خوبی ندارند. با این حال روش‌هایی برای کاهش نویزفاز آن‌ها ارائه شده است که به مقدار قابل توجهی در بهبود نویزفاز مؤثر بوده است [۲].

۴- نوسان‌سازهای اتصال-ضربداری^۲ که به آن‌ها نوسان‌سازهای تانک LC^۳ نیز گفته می‌شود و در شکل ۱-۲-الف نمایش داده شده است. این ساختار بدلیل عملکرد نویزفاز بهتر، مصرف توان کمتر، ساختار تفاضلی و پیاده‌سازی آسان نسبت به سایر نوسان‌سازها، نقش مهمی را در طراحی مدارهای فرکانس بالا ایفا می‌کند [۳]. همچنین با استفاده از خازن ورکتور که دارای ظرفیتی متغیر با ولتاژ است، می‌توان نوسان‌سازی با قابلیت تنظیم فرکانس^۴ داشت که در شکل ۱-۲-ب نشان داده شده است.

1- Hardware random number generators
 2- LC Cross-Coupled
 3- LC-tank Oscillator
 4- Voltage Control Oscillator (VCO)

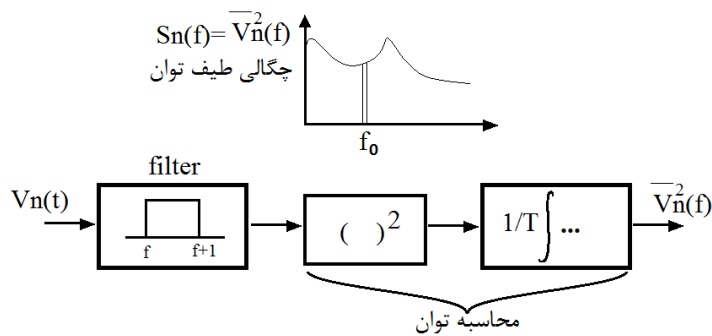
شرط نوسان در این نوع نوسان ساز $R_p \geq 2 \cdot g_m$ است که برای آغاز نوسان، نسبت به نوسان سازهای کولپیتس g_m کوچک تر و در نتیجه جریان کمتری مورد نیاز است. از این رو مصرف توان آن نیز پایین تر است.



شکل ۱-۲- الف) نوسان ساز اتصال-ضربداری- ب) نوسان ساز کنترل شونده با ولتاژ (VCO) [۳]

۱-۲- نویز و انواع آن

نویز، سیگنالی تصادفی است که دامنه آن قابل پیش بینی نیست و دارای مقدار متوسط صفر است. برای محاسبه چگالی طیف توان نویز که بیانگر مقدار توان نویز در هر فرکانس است، سیگنال نویز از یک فیلتر با پهنای باند 1 Hz عبور داده می شود و سپس توان آن اندازه گیری می گردد که بلوک دیاگرام آن در شکل ۱-۳ نمایش داده شده است.



شکل ۱-۳- بلوک دیاگرام محاسبه چگالی طیف توان نویز.

جهت جمع منابع نویز، باید به همبستگی¹ آن‌ها توجه داشت. اگر V_{n1} و V_{n2} دو منبع نویز ناهمبسته باشند، مجموع این نویزهای ناهمبسته به صورت مجموع توان آن‌ها بدست می‌آید.

$$\overline{V_n^2} = \overline{V_{n1}^2} + \overline{V_{n2}^2} \quad (3-1)$$

اگر V_{n1} و V_{n2} همبسته باشند، آن‌گاه مجموع آن‌ها به صورت رابطه بدست خواهد آمد که در آن C ضریب همبستگی نامیده می‌شود.

$$\overline{V_n^2} = \overline{V_{n1}^2} + \overline{V_{n2}^2} + 2CV_{n1}V_{n2} \quad (4-1)$$

اگر $C = \pm 1$ باشد دو منبع نویز کاملاً همبسته هستند. بنابراین مجموع آن‌ها به صورت زیر محاسبه خواهد شد.

$$\overline{V_n^2} = (V_{n1} \pm V_{n2})^2 \quad \rightarrow \quad V_n = V_{n1} \pm V_{n2} \quad (5-1)$$

منابع نویز در مدارهای الکتریکی به دو دسته ذاتی و غیر ذاتی تقسیم می‌شوند.

- نویز ذاتی: نویزی که توسط عناصر خود مدار ایجاد می‌شود؛ مانند نویز حرارتی، ضربه‌ای و فلیکر.

- نویز غیر ذاتی: نویزی که از بیرون مدار به آن وارد می‌شود و مربوط به عناصر ذاتی مدار نیست؛

مانند نویز بدنه و نویز منابع.

نویز حرارتی: این نویز ناشی از حرکت تصادفی حامل‌های بار است که در همه عناصر وجود دارد ولی در

مقاومت‌ها غالب است. چگالی طیف توان نویز حرارتی در تمام فرکانس‌ها ثابت است. از این رو نویز سفید

نامیده می‌شود.

نویز ضربه‌ای: نویزی سفید است که ناشی از حرکت حامل‌های بار در یک پیوند P.N در بایاس مستقیم

است، مانند ترانزیستورهای دوقطبی و دیودها. اما در ترانزیستورهای اثر میدانی تقریباً حضور ندارد. زیرا

پیوند P.N بین سورس و درین و بدنه بسیار ضعیف است.

نویز فلیکر یا 1/f: این نویز ناشناخته‌ترین نویز در مدار است و ناشی از انحراف حرکت حامل‌ها در اثر

معایب بلوری^۱ در سطح بلور است. در فرکانس‌های پایین مقدار این نویز زیاد است و با افزایش فرکانس کاهش می‌یابد. بنابراین چگالی طیف توان آن ثابت نیست و از این رو نویز رنگی نامیده می‌شود. با توجه به مطالب بیان شده درباره انواع نویزهای ذاتی، ترانزیستور اثر میدانی دارای نویز فلیکر و همچنین نویز حرارتی ناشی از مقاومت کانال است.

۱-۳- اهمیت آن در نوسان‌سازها

دارا بودن مشخصه نویز مطلوب به عبارتی پایین بودن نویز خروجی نوسان‌ساز در بسیاری از کاربردها مهم است. نویزی که در بخش‌های مختلف فعال و غیرفعال یک نوسان‌ساز تولید می‌شود در دامنه و فاز موج خروجی اختلال ایجاد می‌کند. این اختلال در سیستم‌هایی که عملکرد آن‌ها به تناوب دقیق نوسان-ساز بستگی دارد (از قبیل فرستنده‌ها، گیرنده‌ها، آشکارسازها، خطوط انتقال داده و ...) محدودیت‌هایی ایجاد می‌کند. معمولاً نویز دامنه از اهمیت زیادی برخوردار نیست زیرا در فرآیند غیرخطی نوسان‌ساز حذف می‌شود. ولی نویز فاز به هیچ وجه قابل حذف شدن نیست. از این رو به نویز نوسان‌ساز در حالت کلی نویز فاز گفته می‌شود.

سیگنال خروجی یک نوسان‌ساز در حالت کلی به صورت زیر بیان می‌شود.

$$V_{osc} = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_n(t)) \quad (۶-۱)$$

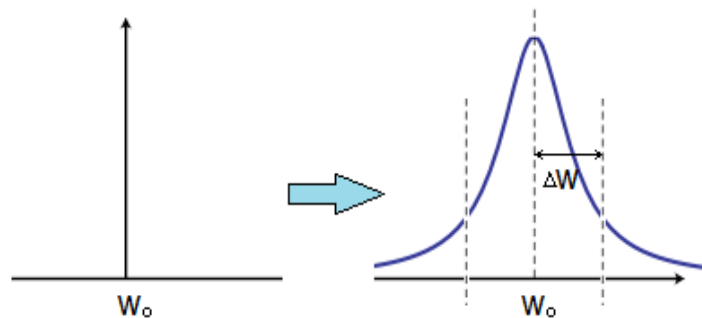
A دامنه نوسان و ω_0 فرکانس زاویه‌ای نوسان (فرکانس حامل^۲) و φ_n نویز است که در فاز ظاهر شده است. بنابراین عملاً طیف فرکانسی خروجی به جای یک ضربه ایده‌آل در ω_0 به صورت شکل ۱-۴ خواهد بود.

نویز فاز در یک نوسان‌ساز از رابطه (۷-۱) محاسبه می‌شود.

1- Defect
2- Carrier

$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = 10 \cdot \log \frac{P_N(1 \text{ Hz})}{P_C} \text{ (dBc/Hz)} \quad (7-1)$$

که $\Delta \omega$ فاصله از فرکانس مرکزی است و اصطلاحاً آفست فرکانسی نامیده می‌شود و P_N توان نویز در فاصله $\Delta \omega$ از فرکانس حامل و در پهنای باند یک هرتز تعریف می‌شود. P_C توان طیف خروجی در فرکانس حامل است. $\mathcal{L}(\Delta \omega)$ نویزفاز در آفست $\Delta \omega$ خوانده می‌شود.



شکل ۴-۱- نمایشی از نویزفاز.

در کاربردهایی که کانال‌ها نزدیک به هم چیده شده‌اند، به عنوان مثال GSM^۱، قدرت تفکیک در فرکانس مورد نظر اهمیت بیشتری پیدا می‌کند. در صورت وجود نویزفاز در سیگنال‌ها، با پدیده تداخل روبرو خواهیم بود. اهمیت این پدیده تا حدی است که در طراحی سیستم‌های ارتباطی، تخمین نویزفاز نوسان‌سازها از چالش برانگیزترین نکات طراحی به شمار می‌رود.

تلاش‌های زیادی در راستای کاهش نویزفاز نوسان‌سازها صورت گرفته است و تکنیک‌های مختلفی نیز ارائه شده است (به عنوان مثال [۲]، [۴-۷]). همچنین پژوهش‌های متعددی جهت محاسبه این پدیده انجام شده است که در [۸] به طور مختصر، انواع مدل‌های محاسبه نویزفاز جمع‌آوری و مرور شده است که شاخص‌ترین آن‌ها مدل Leeson [۹]، رضوی [۱۰]، حاجی میری [۱۱] و Demir [۱۲] می‌باشند.

۱-۴- انگیزه پژوهش

در مقالات متعددی به محاسبه نویزفاز نوسان‌سازهای LC پرداخته شده است. از طرفی در بسیاری از مقالات و کتب، براساس نتایج حاصل از شبیه‌سازی و ساخت، به بحث در مورد نویزفاز نوسان‌سازهای اتصال-ضربداری [۷ و ۱۳ و ۱۴] و همچنین اثر قرار دادن یک خازن به موازات ترانزیستور دنباله در این نوع نوسان‌ساز [۵ و ۱۵] پرداخته شده است. این خازن در مقاله [۱۶] کوچک در نظر گرفته شده و با چنین فرضی با استفاده از روابط تحلیلی، اثر آن در نویزفاز خروجی نوسان‌ساز اعمال شده است. در این پایان‌نامه هدف لحاظ نمودن اثر این خازن در حالت کلی در روابط نویزفاز، با الگو گرفتن از مدل نویزفاز حاجی‌میری و بحث در مورد اثر این خازن در عملکرد نویزفاز نوسان‌سازهای اتصال-ضربداری از منظر روابط تحلیلی و همچنین مقایسه آن با شبیه‌سازی است.

۱-۵- ساختار پایان‌نامه

در فصل دوم شرح مختصری از مدل‌های نویزفاز بیان می‌شود و همچنین توضیح داده خواهد شد که مدل حاجی‌میری نسبت به روش‌های پیش از خود دارای چه برتری‌هایی است. بر اساس روش حاجی‌میری می‌توان به روابطی رسید که قابلیت محاسبه نویزفاز را با دقت بالا دارد. از این رو با استفاده از مدل نویزفاز حاجی‌میری، مرجع [۱۶] به بررسی نویزفاز نوسان‌سازهای کولپیتس و اتصال-ضربداری پرداخته و روابط بسته‌ای را برای بیان نویزفاز آن‌ها بدست آورده است که در فصل سوم شرح داده می‌شود. نقش منبع جریان بایاس و خازن موازی با آن و همچنین اثر آن‌ها روی نویزفاز خروجی نوسان‌ساز در ادامه‌ی فصل سوم بیان خواهد شد. در فصل چهارم روابط بدست آمده از اثر خازن مذکور در روابط نویزفاز و شبیه‌سازی بیان می‌شود و همچنین مقایسه‌ی روابط و نتایج حاصل از شبیه‌سازی انجام می‌شود. در نهایت نتیجه‌گیری و پیشنهادات در فصل پنجم ارائه خواهد شد.

فصل دوم

معرفی مدل‌های نویزفاز

و شرح ویژگی‌های آنها

۲-۱- مقدمه

مطالعه نویزفاز شامل تابع انتقالی است که به طور خطی یک پالس نویز در ورودی را به فاز خروجی منتقل می‌کند. نکته قابل توجه آن است که تابع انتقال بر حسب لحظه تزریق نویز تغییر می‌کند. بنابراین روش خطی متغیر با زمان^۱ بسیار دقیق‌تر از روش‌های خطی نا متغیر با زمان^۲ متداول برای نویزفاز خواهد بود. تئوری‌های مختلفی برای مدل کردن رفتار نویز نوسان‌سازها مطرح شده است. با وجود اینکه بعضی از این مدل‌ها برای انواع مختلف نوسان‌سازها توسعه یافته است، هر کدام از این مدل‌ها دارای فرض‌های محدودکننده‌ای هستند که فقط برای دسته خاصی از نوسان‌سازها قابل اجرا هستند.

در ادامه به معرفی انواع روش‌های محاسبه نویزفاز خواهیم پرداخت که برخی از آن‌ها روش‌های مبتنی بر ریاضیات و فیزیک محض هستند، بعضی از دید طراحی و برخی دیگر از دید CAD^۳ هستند. همچنین برخی رویکرد LTI نسبت به مدار دارند و تعدادی با فرض LTV به بررسی نویزفاز مدار پرداخته‌اند.

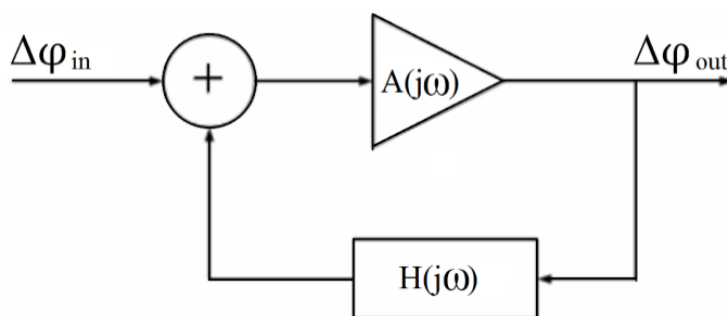
1- LTV

2- LTI

3- Computer Aided Design

۲-۲- مدل نویزفاز Leeson

مدل Leeson معروفترین مدل نویزفاز است که در سال ۱۹۶۶ توسط D.B. Leeson ارائه شده است [۹]. Leeson نویزفاز را یک سیستم فیدبک خطی نا متغیر با زمان در نظر می‌گیرد (شکل ۱-۲) و روش آن شهودی و تجربی است. یک تحلیل ریاضی از این روش در [۱۷] ارائه شده است.



شکل ۱-۲- نویزفاز فیدبک مدل Leeson [۱۸]

نویزفاز می‌تواند به عنوان یک تقویت کننده دارای فیدبک دیده شود که دارای فیلتری در مسیر فیدبک است. اگر بهره به اندازه کافی بزرگ باشد تا تضعیف فیلتر را برطرف نماید و شیفت فاز مقدار مناسبی باشد، نویزفاز اتفاق خواهد افتاد. Leeson با استفاده از شبکه فیدبک رابطه (۱-۲) را برای بیان نویزفاز استنتاج کرده است که در آن F فاکتور نویز، K ثابت بولتزمن^۱، T دمای مطلق و ω_c فرکانس گوشه برای نویز فلیکر است. از این رابطه درمی‌یابیم که نویزفاز با افزایش توان حامل و Q بهبود می‌یابد. این رابطه اصلاح شده رابطه‌ی درجه دومی است که Leeson در ابتدا برای بیان نویزفاز ارائه داد [۹] و قادر به توصیف تمامی نواحی منحنی نویزفاز نبود. منحنی بدست آمده از نتایج عملی نویزفاز نویزفاز در شکل ۲-۲ دیده می‌شود. مدل اصلاح شده‌ی Leeson تمامی نواحی منحنی نویزفاز را توصیف می‌کند.

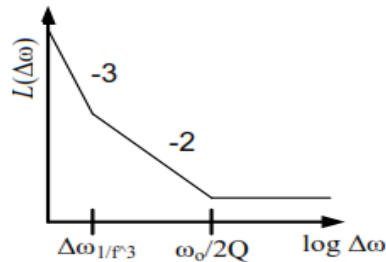
$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = 10 \cdot \log \left[\frac{F \cdot K_B \cdot T}{P_c} \left(1 + \frac{1}{4Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\Delta \omega} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{\omega_c}{\Delta \omega} \right) \right] \quad (1-2)$$

1- Boltzmann constant (K_B)

فرکانس $f_c = \omega_c / 2\pi$ در رابطه (۱-۲) در مقاله [۱۸] به صورت زیر داده شده است:

$$f_c = \sqrt{\frac{Q \cdot f_c \cdot \alpha}{\beta}} = \sqrt{\frac{Q \cdot f_c \cdot \alpha \cdot P_c}{4KTF_N}} \quad (۲-۲)$$

که در آن α ضریب نویز فلیکر، β ضریب نویز سفید و F_N فاکتور نویز نسبی است.



شکل ۲-۲- نمایش سه ناحیه نویزفاز نوسان ساز [۱]

برای سال‌های زیادی در حوزه سیستم‌های فیدبک خطی، فرمول Leeson یک ابزار بسیار مفید

برای تعیین نویزفاز نوسانسازهای فیدبک بود. یکی از اشکالات این روش آن است که ضریب F و ω_c و Q

تجربی و وابسته به ساختار نوسان ساز هستند. از این رو این روش نمی‌تواند نویزفاز را به روش تحلیلی

پیش‌بینی کند، مگر در مدار مشابهی که این پارامترها قبلاً برایش محاسبه شده باشند [۸].

با توجه به منحنی نویزفاز، به طور شهودی می‌توان به این نتیجه رسید که نویز فرکانس پایین

(فلیکر) به حوالی فرکانس حامل منتقل شده است (ناحیه با شیب -۳ در شکل ۲-۲). اما باید توجه

داشت که تحلیل روش Leeson در مورد انتقال نویز $1/f$ کاملاً تجربی است.

متأسفانه در این روش، سیستم LTI فرض شده است در حالیکه نوسان ساز یک سیستم غیر خطی

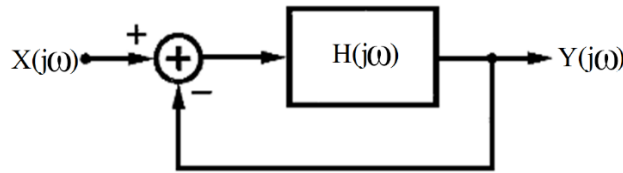
است که تقریب خطی بودن سیستم، خطای زیادی در نتیجه کار ایجاد می‌کند. یکی دیگر از مشکلات

این مدل فرض نامتغیر بودن با زمان در آن می‌باشد [۸، ۱۸].

۲-۳- مدل نویزفاز رضوی

مدل نویزفاز رضوی [۱۰] یک نوسان ساز را به عنوان یک سیستم فیدبک LTI دو سر با تابع انتقال

(۳-۲) مانند شکل ۳-۲ در نظر می‌گیرد و فرض بر آن است که در فرکانس ω_0 نوسان می‌کند.



شکل ۳-۲- بلوک دیاگرام یک نوسان‌ساز از دید دوسر [۱۰].

$$\frac{Y}{X}(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + H(j\omega)} \quad (۳-۲)$$

همان‌طور که در فصل اول اشاره شد در بررسی نوسان‌ساز از نگاه فیدبک به شروط برخوردن برای

شروع نوسان می‌رسیم. بنابراین در این سیستم نیز باید $|H| |_{\omega_0} = 1$ باشد.

این روش اثر هر منبع نویز در آفست $\Delta\omega$ از فرکانس نوسان را با مدل کردن آن منبع نویز به عنوان

یک ورودی $X(j\omega)$ مورد بررسی قرار می‌دهد. اگر $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ باشد، داریم $H(j\omega) = H[j(\omega_0 + \Delta\omega)]$ و بسط

تیلور آن حول ω_0 بصورت زیر خواهد بود.

$$H(j\omega) |_{\omega_0 \text{ حول}} = H(j\omega_0) + \Delta\omega \cdot \frac{dH}{d\omega} \quad (۴-۲)$$

$$\frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] = \frac{H[j(\omega_0 + \Delta\omega)]}{1 + H[j(\omega_0 + \Delta\omega)]} = \frac{H(j\omega_0) + \Delta\omega \cdot \frac{dH}{d\omega}}{1 + H(j\omega_0) + \Delta\omega \cdot \frac{dH}{d\omega}} \quad (۵-۲)$$

از آنجایی که $H(j\omega_0) = -1$ و $\Delta\omega \cdot \frac{dH}{d\omega} \ll 1$ است، رابطه (۶-۲) بدست می‌آید.

$$\frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \approx \frac{-1}{\Delta\omega \cdot \frac{dH}{d\omega}} \quad (۶-۲)$$

با جایگزینی $H = |H| \angle \phi = A \cdot e^{j\phi(\omega)}$ و با توجه به آن که در روابط نویزفاز از مقدار توان نویز و سیگنال

استفاده می‌شود رابطه (۶-۲) به صورت (۷-۲) مورد بررسی قرار می‌گیرد.

$$\left| \frac{Y}{X}[j(\omega_0 + \Delta\omega)] \right|^2 = \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \cdot \left| \frac{dH}{d\omega} \right|^2} = \frac{1}{(\Delta\omega)^2 \cdot \left[\left(\frac{dA}{d\omega} \right)^2 + \left(\frac{d\phi}{d\omega} \right)^2 \right]} \quad (۷-۲)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{2} \cdot \sqrt{\left[\left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2 + \left(\frac{d\phi}{d\omega}\right)^2\right]} \quad (۸-۲)$$

$$\left|\frac{Y}{X}[j(\omega_o + \Delta\omega)]\right|^2 = \frac{1}{4Q^2} \cdot \left(\frac{\omega_o}{\Delta\omega}\right)^2 \quad (۹-۲)$$

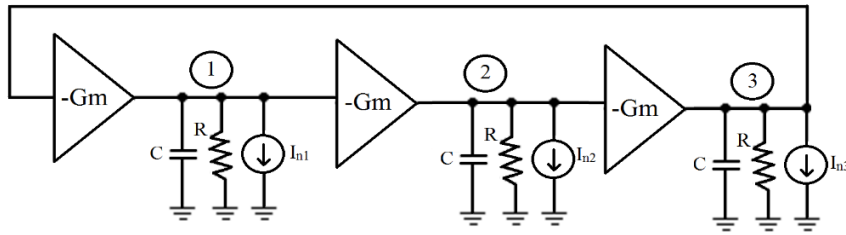
رابطه (۹-۲) مشابه رابطه درجه دوم Leeson است که با بررسی نوسان ساز از نگاه فیدبک در [۹] ارائه شده است. در نوسان ساز تانک LC در فرکانس تشدید، $dA/d\omega=0$ است. بنابراین Q به صورت زیر خواهد بود:

$$Q = \frac{\omega_o}{2} \cdot \frac{d\phi}{d\omega} \quad (۱۰-۲)$$

از آنجا که امروزه با مدارهای مجتمع سر و کار داریم در طراحی VCOها با تکنولوژی CMOS سلفها نیز توسط همین تکنولوژی پیاده سازی می شوند. نوسان سازهایی که شامل سلفهای مجتمع شده می باشند، دارای مساحت زیاد و همچنین ضریب کیفیت پایین هستند. بنابراین قدرت تفکیک فرکانسی ضعیفی دارند و فرکانس مرکزی را به خوبی جدا نمی کنند. همان طور که قبلا اشاره شد نوسان سازهای حلقوی به دلیل ساختار تمام ترانزیستوری خود مناسب برای مدارهای مجتمع می باشند ولی نویزفاز بالایی دارند. رضوی در [۱۰] روشی برای تحلیل و شبیه سازی و مدل سازی نویزفاز نوسان سازهای حلقوی CMOS نیز ارائه داده است. در این نوع نوسان سازها خازنهای بار به طور متناوب شارژ و دشارژ می شوند.

در [۱۰] نشان داده شده است که برای نوسان ساز حلقوی مقدار $dA/d\omega$ و $d\phi/d\omega$ از درجه یکسانی هستند، بنابراین می بایست فرم کلی تر رابطه (۸-۲) برای Q استفاده شود. رابطه (۱۱-۲) نویزفاز نوسان ساز حلقوی سه طبقه مورد تحلیل (شکل ۴-۲) را نشان می دهد که در آن P_{load} توان مصرف شده در بار است.

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10 \cdot \log \left[\frac{8}{3} \cdot \frac{KT}{P_{load}} \left(\frac{\omega_o}{\Delta\omega}\right)^2 \right] \quad (۱۱-۲)$$



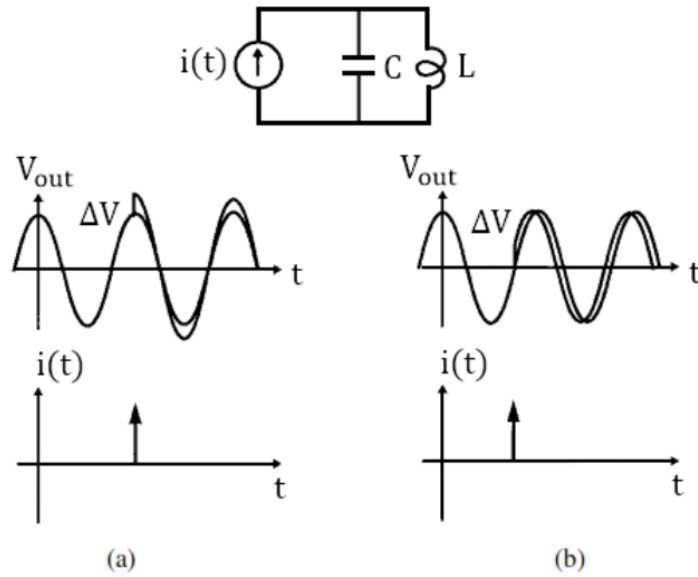
شکل ۲-۴- مدار معادل تک‌سر نوسان‌ساز حلقوی تفاضلی CMOS [۱۰].

یک تصور غلط در مورد نوسان‌سازهای حلقوی دیجیتال (که بر مبنای معکوس‌کننده‌ها هستند) این است که مدل خطی، تقریب خوبی برای تحلیل نویزفاز آنهاست. حال آنکه این فرض نادرست است و این نوسان‌سازها هرگز خطی عمل نمی‌کنند. به این ترتیب نویزفاز آنها را با فرض خطی بودن نمی‌توان تحلیل نمود.

همان‌طور که در رابطه دیده می‌شود توسط این مدل تنها بخشی از منحنی نویز که شیب ۲- را داراست قابل شناسایی است. علت بروز این اشکال فرض خطی بودن سیستم است. بنابراین قادر به پیش‌بینی رفتار غیر خطی نیست [۸].

۲-۴- مدل نویزفاز حاجی‌میری

نوسان‌سازها سیستم‌هایی متغیر با زمان هستند، بنابراین باید در تحلیل نویزفاز آنها این ویژگی در نظر گرفته شود. روش حاجی‌میری با در نظر داشتن ماهیت غیر خطی و متغیر با زمان بودن نوسان‌سازها، قادر به پیش‌بینی‌های دقیق و کمی در مورد نویزفاز انواع مختلف نوسان‌سازهای الکتریکی است. به طور کلی نویز ممکن است در هر زمانی از یک دوره تناوب نوسان‌ساز وارد شود و مقداری بار الکتریکی در مدار تزریق نماید و سبب پرش در ولتاژ خازن‌های مدار شود. اما اثر آن در نقاط مختلف کاری متفاوت است. اگر این بار تزریق شده توسط منبع نویز را یک پالس ضربه در نظر بگیریم می‌توان نشان داد که اثر وقوع آن بر روی فاز نوسان هنگامی بیشینه است که سیگنال خروجی نوسان‌ساز در نواحی گذر از صفر خود باشد و بالعکس در نقاطی که دامنه سیگنال بیشینه است کم‌ترین تأثیر را بر روی فاز خواهد داشت. این پدیده در شکل ۲-۵ نشان داده شده است.



شکل ۲-۵- نمایش اثر تزریق پالس ضربه در دو نقطه مختلف [۱۱]

بنابراین اثر نویز روی خروجی سیستم، خود تابعی از زمان است که می‌بایست آن را به صورت ضریبی (تابعی) متغیر با زمان مدل نموده و در روابط ظاهر شود. این تابع را با Γ نمایش می‌دهند [۱۱].

۲-۴-۱- تشریح مسأله

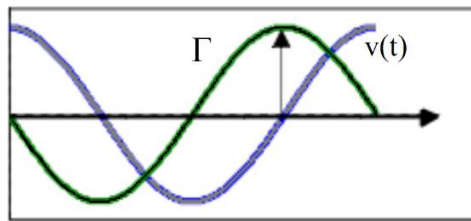
نویز ورودی سیستم به شکل منابع جریانی فرض می‌شود که باری را در گره‌های مدار تزریق می‌کنند. فرض می‌کنیم پالس ضربه یک منبع نویز $i(t)$ ، بار Δq را به یک گره مدار تزریق کند. این بار باعث پرش ولتاژ خازن به اندازه Δv شده و در اثر این تغییر ناگهانی تغییر فاز $\Delta \phi$ در خروجی ایجاد می‌شود. مقدار $\Delta \phi$ وابسته به دامنه نوسان و لحظه اعمال نویز است، بنابراین وابسته به زمان است که این وابستگی به زمان با تابع Γ مدل می‌شود.

$$\Delta v = \Delta q / C_{tot} \rightarrow \Delta \phi = \Gamma(\omega_0 t) \cdot \frac{\Delta v}{V_{max}} \quad (12-2)$$

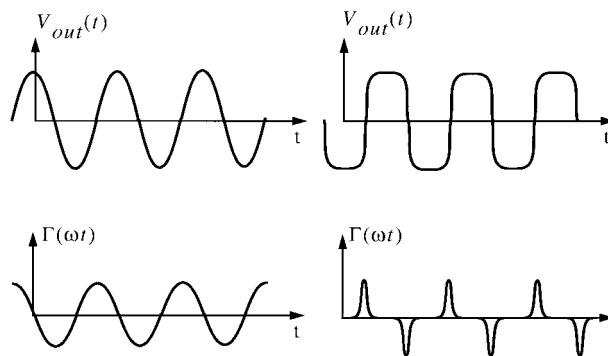
$$\Delta \phi = \Gamma(\omega_0 t) \cdot \frac{\Delta q}{C_{tot} \cdot V_{max}} = \Gamma(\omega_0 t) \cdot \frac{\Delta q}{q_{max}} = \Gamma(\omega_0 t) \cdot \frac{i(t) \cdot dt}{q_{max}} \quad (13-2)$$

که q_{max} بار کل تزریق شده ناشی از ضربه جریان و C_{tot} خازن کل در گره‌ای است که ضربه جریان نویز

وارد شده است. این ضربه جریان فقط ولتاژ دو سر خازن را تغییر می‌دهد و روی جریان عبوری از سلف اثری ندارد. از آنجایی که خروجی یک نوسان‌ساز سیگنالی متناوب است پس Γ نیز متناوب خواهد بود مانند آنچه در شکل ۶-۲ نشان داده شده است. در نوسان‌سازهایی سینوسی Γ نیز به نظر سینوسی می‌آید اما لزوماً همیشه این‌طور نیست. مثلاً همان‌طور که در شکل ۷-۲ ملاحظه می‌شود، در نوسان‌سازهای حلقوی Γ به صورت پالس‌های سوزنی است.



شکل ۶-۲- Γ تابعی متناوب



شکل ۷-۲- خروجی نوسان‌سازهای سینوسی و حلقوی و تابع گامای مربوط به آن‌ها [۱۱].

$$\Delta \phi = \Gamma(\omega_0 t) \cdot \frac{i(t) \cdot dt}{q_{\max}} \rightarrow \phi = \frac{1}{q_{\max}} \int \Gamma(\omega_0 t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (۱۴-۲)$$

بنابراین تابع حساسیت ضربه یا ISF^1 که بیان‌کننده میزان حساسیت مدار در زمان‌های مختلف به

نویز است، تابعی است متناوب و می‌توان سری فوریه آن را استفاده نمود:

$$\Gamma(\omega_0 t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_0 t) \quad (۱۵-۲)$$

با قرار دادن رابطه (۱۵-۲) در (۱۴-۲) می‌توان ϕ را به صورت زیر نوشت:

$$\phi = \frac{1}{q_{\max}} \left[\frac{C_0}{2} \int i(t) \cdot dt + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \int \cos(n\omega_0 t) \cdot i(t) \cdot dt \right] \quad (16-2)$$

در ادامه بررسی می‌کنیم که اگر جریان نویز $i(t)$ دارای اجزای مختلف باشد، ϕ به چه صورتی می‌شود. به طور خاص فرض کنید که جریان نویز سینوسی با فرکانس پایین به مدار تزریق شود. یعنی:

$$\begin{cases} i(t) = I_0 \cos(\Delta\omega t) \\ \Delta\omega \ll \omega_0 \end{cases} \quad (17-2)$$

آن‌گاه مقدار ϕ برابر است با:

$$\phi \approx \frac{1}{2q_{\max}} C_0 I_0 \int \cos(\Delta\omega t) dt = \frac{1}{2\Delta\omega \cdot q_{\max}} C_0 I_0 \sin(\Delta\omega t) \quad (18-2)$$

که در رابطه (۱۸-۲) از بقیه بخش‌های انتگرال صرف نظر شده است، زیرا در مخرج همه آنها عبارت $n\omega_0 \pm \Delta\omega$ وجود دارد که ω_0 نسبت به $\Delta\omega$ که در مخرج جمله اول ظاهر شده بسیار بزرگ‌تر است و بنابراین می‌توان از بقیه جمله‌ها در برابر جمله اول صرف نظر نمود.

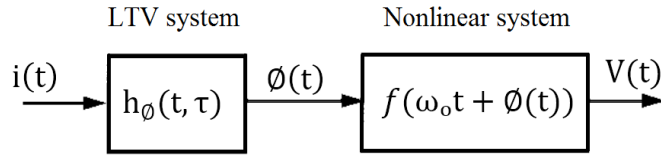
برای مورد خاص دوم فرض کنید نویز اعمالی دارای فرکانس بالایی، نزدیک به فرکانس حامل و یا هماهنگ‌های بالاتر باشد. یعنی:

$$\begin{cases} i(t) = I_n \cos((n\omega_0 + \Delta\omega)t) \\ \Delta\omega \ll \omega_0 \end{cases} \quad (19-2)$$

در فرکانس‌های بالا نویز حرارتی غالب است. در نتیجه تغییر فاز ناشی از نویز برابر است با:

$$\phi \approx \frac{1}{2\Delta\omega \cdot q_{\max}} C_n I_n \sin(\Delta\omega t) \quad (20-2)$$

تا این‌جا با فرض متغیر بودن پاسخ سیستم با زمان، جریان نویز ورودی به فاز در خروجی تبدیل شد. در فصل اول اشاره شد که خروجی نوسان‌ساز به صورت رابطه (۶-۱) بیان می‌شود. حال می‌خواهیم ϕ را در این رابطه گنجانده و نویز فاز را محاسبه نماییم. به عبارتی دیگر مقدار $\cos(\omega_0 t + \phi(t))$ به عنوان تابع انتقال تبدیل فاز به ولتاژ در باندهای جانبی حول فرکانس حامل استفاده می‌شود که نشان‌دهنده غیرخطی بودن سیستم نوسان‌ساز است این فرآیند در شکل ۸-۲ نشان داده شده است.



شکل ۸-۲- دو بخش فرآیند تبدیل نویز ورودی به ولتاژ نویز خروجی [۱۱].

$$V_{osc} = \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = \cos(\omega_0 t)\cos(\phi) - \sin(\omega_0 t)\sin(\phi) \quad (21-2)$$

با توجه به رابطه (۲۱-۲) اگر ϕ کوچک باشد داریم:

$$\cos\phi = 1, \sin\phi = \phi \rightarrow V_{osc} = \cos(\omega_0 t) - \phi\sin(\omega_0 t) \quad (22-2)$$

با جایگذاری ϕ بدست آمده از رابطه (۱۸-۲) و (۲۰-۲) در (۲۲-۲) مؤلفه اول نویز در خروجی، به ترتیب،

برای دو حالت خاص نویز فرکانس پایین و فرکانس بالا برابر است با:

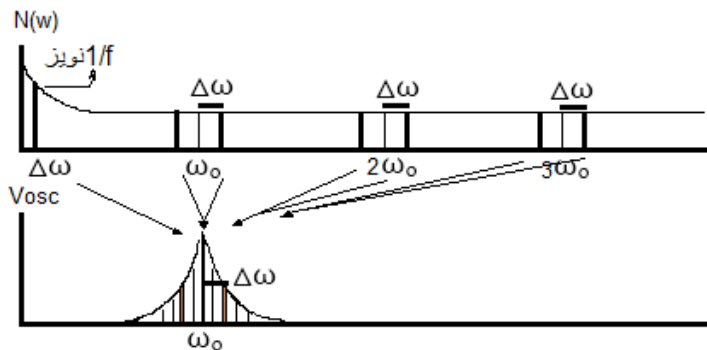
$$\begin{aligned} \phi\sin(\omega_0 t) \Big|_{i(t)=I_0\cos(\Delta\omega t)} &= \frac{C_o I_0 \sin\Delta\omega t}{\Delta\omega \cdot q_{max}} \cdot \sin\omega_0 t \\ &= \frac{C_o I_0}{4\Delta\omega \cdot q_{max}} \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega) \end{aligned} \quad (23-2)$$

$$\begin{aligned} \phi\sin(\omega_0 t) \Big|_{i(t)=I_n\cos((n\omega_0+\Delta\omega)t)} &= \frac{C_n I_n \sin\Delta\omega t}{2\Delta\omega \cdot q_{max}} \cdot \sin\omega_0 t \\ &= \frac{C_n I_n}{4\Delta\omega \cdot q_{max}} \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega) \end{aligned} \quad (24-2)$$

از (۲۳-۲) و (۲۴-۲) نتیجه می‌گیریم که n هر مقداری که باشد یعنی نویز از هر فرکانسی که باشد،

وقتی وارد مدار غیرخطی نوسان‌ساز می‌شود مطابق شکل ۹-۲ تبدیل به دو مؤلفه شده و مجموع همه

آن‌ها به صورت باند جانبی در اطراف فرکانس حامل ω_0 قرار می‌گیرند.



شکل ۹-۲- نمایش انتقال مولفه‌های مختلف نویز به اطراف فرکانس مرکزی.

در نهایت نویزفاز نوسان ساز به صورت نسبت توان در باند جانبی با فاصله $\Delta\omega$ از فرکانس حامل تقسیم بر توان حامل با دامنه واحد به صورت رابطه (۲۵-۲) بدست می آید:

$$P_{SB/C} = 10 \log \left(\frac{C_n^2 I_n^2}{(4 \cdot q_{\max} \cdot \Delta \omega)^2} \right) \quad (25-2)$$

اگر جریان نویز با چگالی طیف توان سفید در رابطه (۲۵-۲) را در نظر بگیرید، I_n در این رابطه بیشینه دامنه نویز را بیان می نماید و با استفاده از رابطه (۲۶-۲) جایگزین می شود. این رابطه چگالی طیف توان نویز را نشان می دهد.

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = \frac{I_n^2}{2} \quad (26-2)$$

نکته قابل ملاحظه دیگر این است که توان نویز در آفست فرکانسی $\Delta\omega$ از فرکانس $n\omega_0$ دو باند جانبی مساوی در اطراف فرکانس حامل $n\omega_0 \pm \Delta\omega$ ایجاد می کند. توان نویز در فرکانس $n\omega_0 - \Delta\omega$ اثری مشابه در فاصله $\pm \Delta\omega$ از فرکانس حامل دارد. بنابراین برای محاسبه توان یک تک باند جانبی نویز در اطراف فرکانس حامل باید دو برابر مجموع توان نویز در $n\omega_0 + \Delta\omega$ حساب شود. در نتیجه رابطه نویزفاز به صورت زیر خواهد بود:

$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = 10 \log \left[\frac{\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \sum_0^\infty C_n^2}{4(q_{\max} \cdot \Delta \omega)^2} \right] \quad (27-2)$$

بر اساس رابطه پارسوال^۱ داریم:

$$\sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 = 2\Gamma_{\text{rms}}^2 \quad (28-2)$$

در نتیجه به رابطه زیر می رسیم:

1- Parseval

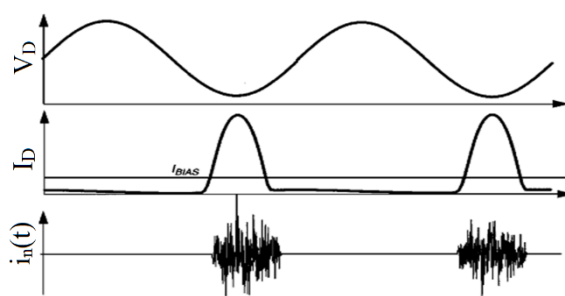
$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = 10 \log \left[\frac{\Gamma_{\text{rms}}^2 \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}}{q_{\text{max}}^2 2(\Delta \omega)^2} \right] \quad (29-2)$$

در فرکانس‌های پایین نویز فلیکر (1/f) داریم و تابع حساسیت آن فقط شامل ضریب C_0 می‌شود.

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_{on}^2} \cdot \frac{\alpha}{\Delta \omega}, \quad \overline{i_{on}^2} = \text{ثابت} \quad (30-2)$$

$$\rightarrow \mathcal{L}(\Delta \omega) = 10 \log \left[\frac{C_0^2 \frac{\overline{i_{on}^2}}{\Delta f} \cdot \frac{\alpha}{\Delta \omega}}{q_{\text{max}}^2 4(\Delta \omega)^2} \right] = 10 \log \left[\frac{C_0^2 \frac{\overline{i_{on}^2}}{\Delta f}}{q_{\text{max}}^2 4} \cdot \frac{\alpha}{(\Delta \omega)^3} \right] \quad (31-2)$$

در نوسان‌سازها دو نوع نویز با دو طبیعت متفاوت وجود دارد. نوعی مانند نویز ناشی از مقاومت تلفاتی سلف‌ها که همیشه در خروجی حضور دارد و ثابت است که به آن نویز ایستان^۱ می‌گویند. نوع دیگر مانند نویز کانال ترانزیستورهاست که با افزایش و کاهش جریان ترانزیستور افزایش و کاهش یافته و یا هنگام خاموش بودن ترانزیستور که جریان آن صفر است کاملاً حذف می‌شود. به این نوع نویز که در شکل ۲-۱۰ نشان داده شده است، نویز دوره‌ای-ایستان^۲ گفته می‌شود و اثر آن در خروجی نیز تابعی از زمان است. به عبارتی علاوه بر اینکه ساختار نوسان‌ساز باعث متغیر بودن اثر نویز در خروجی با زمان است، ایستان یا دوره‌ای ایستان بودن آن نیز در این امر مؤثر است. این اثر را با $\alpha(\omega t)$ مدل می‌کنیم که در رابطه (۲-۳۲) قابل مشاهده است.



شکل ۲-۱۰- نمایش نویز دوره‌ای-ایستان کانال ترانزیستور [۱].

1-Stationary
2-Cyclostationary

$$\Gamma_{\text{eff}}(\omega t) = \Gamma(\omega t) \cdot \alpha(\omega t) \quad (32-2)$$

α ضریبی است که تابع زمان است و نویز را مدوله می‌کند به همین علت ضریب مدولاسیون نویز نامیده می‌شود.

از روابط و ویژگی‌های بدست آمده از این مدل، نتایجی حاصل می‌شود که در زیر اشاره شده است:

۱- بخشی از منحنی L که دارای شیب ۲- است مربوط به نویز سفید (مثل نویز حرارتی) و بخش دیگری که شیب ۳- دارد مربوط به نویز فلیکر است. مدل حاجی‌میری به خوبی نشان می‌دهد که چگونه نویز فرکانس پایین $1/f$ در فرکانس‌های بالا انعکاس می‌یابد.

۲- در رابطه (۲۹-۲) تناسب مقدار مؤثر تابع حساسیت ضربه و نویز فاز قابل مشاهده است. بنابراین اگر بتوان مثلاً با تبدیل نویز ایستان به نویز دوره‌ای-ایستان مقدار مؤثر ISF را کاهش داد، نویز فاز قابل تقلیل خواهد بود. ایده اصلی در این امر افزایش زمان خاموش بودن ترانزیستورهای مؤثر در نویز خروجی است.

۳- رابطه (۳۱-۲) نشان می‌دهد که نویز فاز ناشی از نویز فلیکر با C_0 که بخش dc مربوط به Γ است، متناسب است. با این مدل اثبات می‌شود که نویز فاز ناحیه‌ی $1/(\Delta \omega)^3$ (شیب ۳-) با کم شدن C_0 کاهش می‌یابد. در یک مورد ایده‌آل اگر زمان صعود و نزول موج برابر باشد (تقارن کامل)، $C_0=0$ خواهد بود و ناحیه‌ی $1/\Delta \omega^3$ کاملاً حذف می‌شود.

با وجود اینکه ISF راه خوبی برای مدل کردن نویز فاز است، در محاسبه آن با برخی مشکلات عملی مواجه‌ایم. به دلایل مختلف برای محاسبه ISF که با اعمال تابع ضربه به بخش‌های مختلف مدار انجام می‌شود زمان زیادی لازم است. این کار با پیچیده‌تر شدن مدارها زمان‌برتر و خسته‌کننده می‌شود.

روش حاجی‌میری یک تئوری کلی از نویز فاز نوسان‌سازهاست. مزیت آن این است که همه‌ی انواع ساختارهای VCO را پوشش می‌دهد. با وجود محدودیت‌های عملی، ISF بینش مؤثرتری در تحلیل و

طراحی یک نوسان ساز و تخمین نویزفاز آن تأمین می کند [۸، ۱۱].

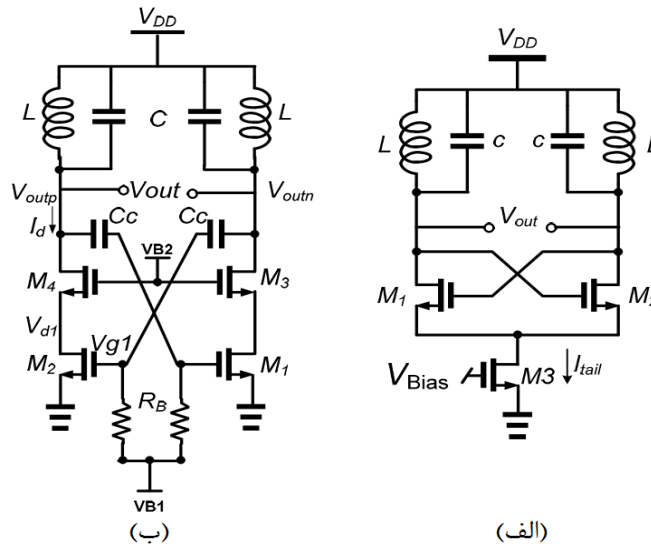
۲-۴-۲- بررسی چند پژوهش ناشی از نتایج بدست آمده از مدل ISF

۱-۲-۴-۲- نوسان ساز اتصال-ضربداری کسکود

دو وظیفه‌ی مهم منبع جریان در نوسان سازهای اتصال-ضربداری CMOS که در شکل ۱۱-۲ نشان

داده شده است، اینست که: ۱-جریان بایاس و دامنه‌ی نوسان ثابتی را تأمین می کند؛ ۲- از کاهش

ضریب Q در اثر بارگذاری ترانزیستورهای M_1 و M_2 جلوگیری می کند.



شکل ۱۱-۲ (الف) نوسان ساز اتصال-ضربداری معمولی- (ب) نوسان ساز اتصال-ضربداری کسکود [۷].

مرجع [۷] با بررسی ISF مدار و اثر منبع جریان دنباله و همچنین نواحی کاری ترانزیستورها، میزان

اثر Γ را بررسی کرده است. سپس منبع جریان را از مدار حذف و مطابق شکل ۱۱-۲-ب، یک جفت

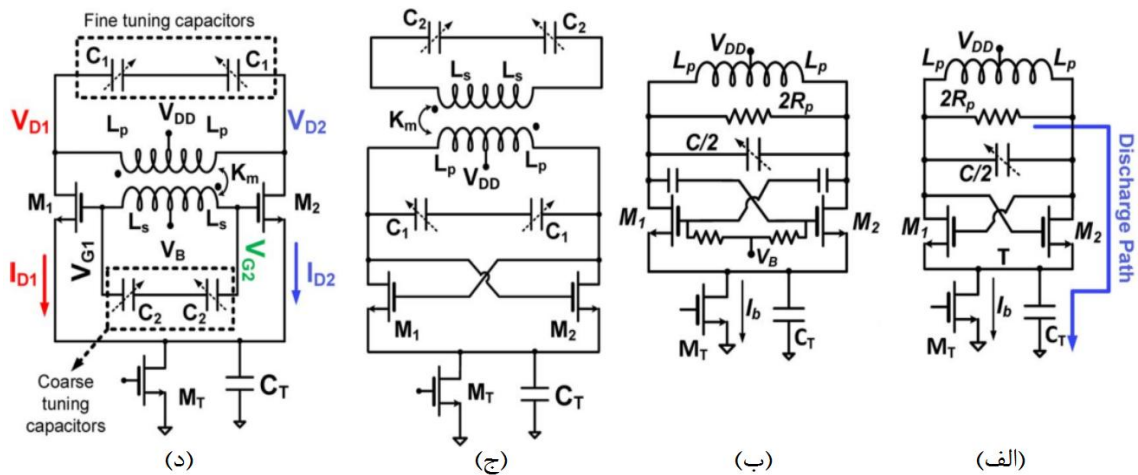
ترانزیستور کسکود جایگزین کرده است که همان نقش منبع جریان را ایفا می کند. با استفاده از این

ساختار زمان کاری ترانزیستورهای M_1 و M_2 کاهش یافته و اثر نویز آنها در نویزفاز کل کاهش می یابد.

۲-۲-۴-۲- نوسان سازهای کلاس B، C، و F

بر اساس نتیجه‌ی بدست آمده از بررسی ISF و مطالعاتی که در سالهای اخیر روی نحوه کاهش

Γ_{eff} صورت گرفته است سه کلاس از نوسان‌سازهای ضربدری CMOS ارائه شده است که در همه‌ی آنها به نحوی از خاصیت nmf استفاده شده است. شکل ۲-۱۲ این سه ساختار را نشان می‌دهد. نوسان‌سازهای کلاس B که در شکل ۲-۱۲-الف نمایش داده شده به دلیل پایداری و سادگی از رایج‌ترین ساختارها هستند. خازن C_T باید به اندازه کافی بزرگ باشد تا نویز حرارتی مربوط به منبع جریان M_T را فیلتر کند. نوسان‌سازهای کلاس C که در شکل ۲-۱۲-ب قابل مشاهده است علاوه بر فیلتر کردن نویز حرارتی منبع جریان، اثر نویز ترانزیستورهای M_1 و M_2 را نیز در خروجی کاهش می‌دهد. نوسان‌سازهای کلاس F دو حالت دارند. یک دسته از آنها کاملاً بر پایه ترانسفورمرهای کوپل شده می‌باشند همان‌طور که در شکل ۲-۱۲-د قابل ملاحظه است و دسته دیگری ساختار ضربدری رایج را حفظ کرده است و شکل ۲-۱۲-ج آن را نمایش می‌دهد که نوع اول عملکرد نویزفاز بهتری دارد [۲۰].



شکل ۲-۱۲- نوسان‌سازهای (الف) کلاس B، (ب) کلاس C، (ج) کلاس F با ساختار اتصال-ضربدری رایج، (د) کلاس F با ساختار ترانسفورمری [۲۰].

۲-۴-۳- روش‌های محاسبه ISF

روش‌های متعددی برای محاسبه تابع حساسیت ISF وجود دارد که به شرح زیر است:

(الف) دقیق‌ترین راه محاسبه ISF استفاده از شبیه‌سازی‌های متوالی است. به این ترتیب که پالس

ضربه به تمام نقاط در طول یک دوره تناوب اعمال شود و خروجی مشاهده گردد. در هر نقطه اختلاف

فازی که پالس اعمال شده در خروجی ایجاد کرده اندازه‌گیری می‌شود. از مجموع نتایج، ISF بدست

می‌آید. جریان نویز در هر نقطه به جریان مدار تزریق می‌شود [۱۱].

(ب) برای یک سیستم از درجه n ISF، از رابطه‌ی (۳۳-۲) قابل محاسبه است:

$$\Gamma_i(x) = \frac{f_i}{\sum_{j=1}^n f_j^2} \quad (33-2)$$

که f_i مقدار موج نرمالیزه شده در نقطه‌ی i و f^2 مشتق آن است.

رابطه‌ی (۳۳-۲) برای نوسان‌سازهای حلقوی به صورت معادله (۳۴-۲) نتیجه می‌شود [۱۱].

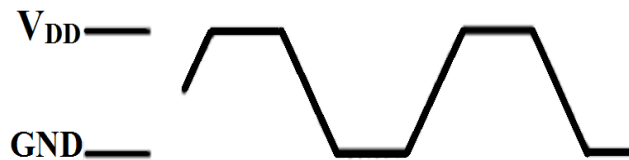
$$\Gamma(x) = \frac{f_i}{f_{\max}^2} \quad (34-2)$$

(ج) براساس مدل حاجی‌میری و رضوی، D_{ai} مدلی برای ISF ارائه داده است. اگر سطوح خروجی

ساختار نوسان‌ساز حلقوی در 0 و V_{DD} باشد^۱ یعنی شکل موج نوسانات نوسان‌ساز از طرف تغذیه (V_{DD})

و زمین برش بخورد مانند شکل ۲-۱۳، D_{ai} یک روش برای محاسبه ISF و مقدار مؤثر آن (ISF_{rms}) ارائه

می‌دهد که در روابط زیر قابل مشاهده است.



شکل ۲-۱۳- خروجی یک نوسان‌ساز حلقوی rail to rail

$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = \begin{cases} \frac{64FKTR}{9V_{PP}^2} \cdot \left(\frac{\omega_o}{\Delta \omega}\right)^2 & ; V_{PP} \ll V_{DD} \\ \frac{512 \cdot FKTR \cdot V_{dd}}{27\pi V_{PP}^3} \cdot \left(\frac{\omega_o}{\Delta \omega}\right)^2 & ; V_{PP} \gg V_{DD} \end{cases} \quad (35-2)$$

در رابطه‌ی فوق K ثابت بولتزمن، T دمای مطلق، F ضریب نویز عناصر پسیو و اکتیو و V_{PP} سطح ولتاژ

پیک تا پیک موج خروجی است [۲۱].

(د) همچنین توحیدیان [۲۲] روش جدیدی برای محاسبه ISF ارائه داده است که در آن منابع نویز

1- rail to rail

با منابع تک تون مدل می‌شوند و با شبیه‌سازی این STها مستقیماً نویز را محاسبه می‌کند. این روش از روش حاجی‌میری بسیار سریع‌تر است.

۵) مدل دیگری نیز برای محاسبه ISF و مقدار مؤثر آن توسط روابط ریاضی زیر تعریف می‌شود

[۲۳].

$$ISF = \frac{1}{A^2 \cdot \omega_o} \cdot \frac{dV_{out}(t)}{dt} \quad (۳۶-۲)$$

$$\Gamma_{rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left| \frac{1}{A^2 \cdot \omega_o} \cdot \alpha \right|^2 dt, \quad \alpha = \frac{dV_{out}(t)}{dt} \quad (۳۷-۲)$$

که A دامنه ولتاژ خروجی V_{out} است. این روش از مدل حاجی‌میری مشتق شده است و محاسبه‌ی ISF را ساده‌تر و سریع‌تر از سایر روش‌ها می‌سازد.

۲-۵- مدل نویزفاز Demir

این روش کاملاً ریاضی‌وار و مناسب برای کاربردهای کمک-کامپیوتری (CAD) و شبیه‌سازی است و فاقد دید و بینش طراحی مداری است و قادر نیست به طراحان در تخمین نویزفاز برای عملکرد بهتر نوسان‌سازها یاری رساند. با وجود اینکه این روش دید شهودی در اختیار طراح قرار نمی‌دهد اما در پیاده‌سازی الگوریتم‌های شبیه‌سازی نویزفاز مورد توجه قرار می‌گیرد.

مدل Alper Demir نوسان‌سازها را با یک گروه از معادلات به فرم زیر نمایش می‌دهد.

$$\frac{\partial x(t)}{\partial t} = f(x(t)) \quad (۳۸-۲)$$

که $x(t)$ ولتاژ خروجی نوسان‌ساز است. وقتی نوسان‌ساز با یک اختلال کوچک $b(t)$ منحرف می‌شود یا به عبارتی دیگر نویزی به آن اعمال شود در ولتاژ خروجی آن، نویزفاز و دامنه ایجاد کند، ولتاژ خروجی

آن به فرم $x(t+\varphi(t))+y(t)$ خواهد بود که $y(t)$ انحراف دورانی است. با جایگذاری در معادله (۲-۳۸) و حل آن نویزفاز محاسبه می‌شود.

نتایج این مدل بسیار مشابه مدل حاجی‌میری است. اما در مواردی که پدیده تزریق-قفل^۱ اتفاق می‌افتد مدل ISF قادر به پیش‌بینی رفتار نوسان‌ساز قفل شده نیست. با وجود اینکه هر دو روش یکسان به نظر می‌رسند روش Demir از نظر ریاضی دقیق‌تر و حاجی‌میری تقریبی‌تر و همچنین ساده‌تر است. با وجود دقت بالای مدل Demir عیب آن پیچیدگی از نظر ریاضی است زیرا نیازمند حل معادلات دیفرانسیل است [۸].

۲-۶- مدل نویزفاز Ham-Hajimiri

مدل Donhee Ham-Ali Hajimiri [۲۴] یکی از روش‌های برجسته اخیر است که بر اساس مفهوم انتشار فاز^۲ بنا نهاده شده است و پلی ارتباطی بین فیزیک بنیادی نویز و تئوری‌ها و مدل‌های نویزفاز موجود برقرار کرده است. این مدل توسط رابطه‌ی (۲-۳۹) تعریف می‌شود که در آن D ثابت انتشار فاز است [۸].

$$\mathcal{L}(\Delta \omega) = \frac{2D}{(\Delta \omega)^2 + D^2} \quad (۲-۳۹)$$

۲-۷- معیار شایستگی^۳

مواردی که در حوزه‌ی طراحی نوسان‌سازها اهمیت دارند شامل نویزفاز، مصرف توان، فرکانس نوسان

۱- Injection-Locking و Injection-pulling اثرات فرکانسی هستند که ممکن است زمانی که یک نوسان‌ساز هارمونیک با نوسان‌ساز دیگری تداخل کند اتفاق بیفتند. اگر جفت‌سازی به اندازه کافی قوی و فرکانس‌ها به قدر کافی نزدیک باشند، نوسان‌ساز دوم می‌تواند نوسان‌ساز اول را به دام بیندازد و آن را مجبور کند که ضرورتاً فرکانس یکسان با نوسان‌ساز دوم را داشته باشد. این پدیده Injection-Locking نامیده می‌شود. اگر نوسان‌ساز دوم فقط باعث تداخل در اولی شود ولی آن را به دام نیندازد، این پدیده Injection-pulling نامیده می‌شود.

2- Phase diffusion
3- Figure of merit

و گستره تنظیم فرکانس می‌باشند که بسیاری از آن‌ها با هم در تقابل^۱ هستند. از این رو مقایسه عملکرد نوسان‌سازهای مختلف آسان نیست و نیاز به یک معیار شایستگی است. معیار شایستگی که برخی از این موارد را در بردارد به صورت زیر بیان می‌شود.

$$FOM_1 = \frac{f_0^2}{P_s \cdot \mathcal{L}(\Delta f) \cdot (\Delta f)^2} \quad (40-2)$$

در این رابطه f_0 فرکانس مرکزی، P_s توان مصرفی و حاصل ضرب جریان نوسان‌ساز در ولتاژ تغذیه است. منظور از نویزفاز در این رابطه، مقدار بدترین حالت آن که معمولاً در بیش‌ترین فرکانس نوسان‌ساز رخ می‌دهد است. رابطه‌ی دیگری که گستره تنظیم را نیز در بر دارد به صورت زیر تعریف شده است [۳].

$$FOM_2 = \frac{f_0^2}{P_s \cdot \mathcal{L}(\Delta f) \cdot (\Delta f)^2} \cdot \left(\frac{\text{Tuning Range}}{f_0} \right)^2 \quad (41-2)$$

1- Trade off

فصل سوم

بررسی نویزفاز نوسان‌سازهای

کلپیتس و اتصال-ضربدري CMOS

با استفاده از روش حاجی‌میری

۳-۱- مقدمه

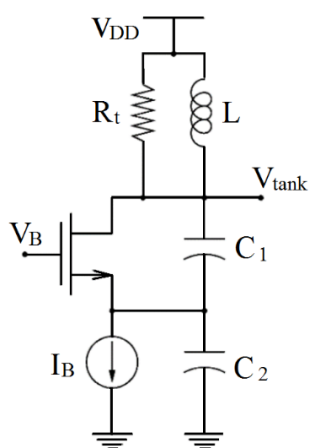
در حالیکه انتخاب نوسان‌سازهای اتصال-ضربدردی تفاضلی یک انتخاب استاندارد در انجمن RF شده است، نوسان‌سازهای کولپیتس تفاضلی نیز همچنان موضوع پژوهش‌های مختلف بوده است [۱۶]. در فصل قبل اشاره شد که یک منبع نویز یکسان، در طول یک دوره تناوب سطوح مختلفی از نویزفاز را می‌تواند تولید کند که وابسته به زمان اعمال آن است و این پدیده با تابع ISF مدل می‌شود. مفهوم تابع حساسیت ضربه، نقطه عطف روش حاجی‌میری است. در مقاله [۱۶] با استفاده از تئوری ISF یک بیان سمبولیک و فرم بسته برای نویزفاز نوسان‌سازهای کولپیتس CMOS تک‌سر و تفاضلی در ناحیه $1/f^2$ (بخشی از منحنی نویزفاز با شیب ۲-) ارائه شده و با مدلی که نویزفاز بدون در نظر گرفتن طبیعت متغیر با زمان نوسان‌سازها بدست می‌آید مقایسه شده است؛ که خطای بزرگ این فرض نادرست را اثبات می‌کند. سپس عملکرد نوسان‌ساز کولپیتس تفاضلی با نوسان‌ساز اتصال-ضربدردی مقایسه شده است.

در ادامه، شرح پژوهش انجام شده در [۱۶] و چالش‌های موجود برای بررسی نوسان‌سازهای کولپیتس و اتصال-ضربدردی تفاضلی و رسیدن به معادله نویزفاز با الهام گرفتن از تئوری ISF حاجی‌میری بیان خواهد شد.

۳-۲- تحلیل نویزفاز نوسان‌سازهای کولپیتس

۳-۲-۱- محاسبه دامنه نوسان

نوسان‌ساز کولپیتس مورد تحلیل در شکل ۳-۱ نشان داده شده است. مقاومت R_t کل تلفات سلف و خازن مدار تانک به حساب می‌آید. در تمام این پژوهش، رابطه بین V_{gs} و I_{ds} که رفتار ترانزیستور را توصیف می‌کند به صورت درجه دوم ایده‌آل است (با وجود اینکه تکنولوژی استفاده شده کانال کوتاه است؛ هدف رسیدن به یک دیدگاه مفید است بنابراین از ورود به محاسبات پیچیده اشباع سرعت و کانال کوتاه اجتناب می‌شود).



شکل ۳-۱- نوسان‌ساز کولپیتس تک‌سر [۱۶].

ابتدا فرض کنید تمام هماهنگ‌های بالاتر از هماهنگ پایه جریان ترانزیستور، فیلتر شده‌اند و در محاسبات ولتاژ خروجی قابل صرف نظر می‌باشند. با فرض اینکه C_2 (و در نتیجه ثابت زمانی τ_2) به اندازه کافی بزرگ است و جریان ترانزیستور نمی‌تواند آن را کاملاً پر کند، رفتار ولتاژ سورس ترانزیستور را ساده کرده و آن را یک سینوسی با دامنه A_s و فرکانس زاویه‌ای ω_0 و با فاز دلخواه در نظر می‌گیریم.

$$V_S(t) = -A_s \cos(\omega_0 t) \quad (۱-۳)$$

و یا،

$$V_S(\phi) = -A_S \cos(\phi) \quad , \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (2-3)$$

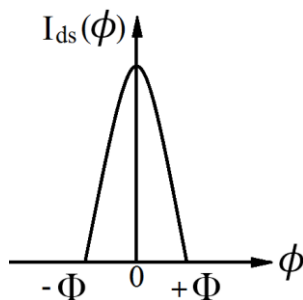
عنصر فعال در نوسان ساز کولپیتس در کلاس C کار می کند. به این معنی که در کمتر از نیم سیکل روشن است و پالس های جریان کم و بیش باریکی را تنها برای بخش کوچکی از یک دوره تناوب نوسان ساز که به آن زاویه هدایت گفته می شود، ایجاد می کند. طبق [۲۵] رابطه جریان I_{ds} به صورت زیر تعریف می شود:

$$I_{ds} = I_{ds}(\phi) = \frac{\beta}{2} [-V_{od} + A_S \cos(\phi)]^2 \quad (3-3)$$

که V_{od} ولتاژ DC مؤثر بین گیت و سورس و β همان حاصل ضرب قابلیت تحرک در ضخامت اکسید و نسبت ابعاد ($\mu_n C_{ox} W/L$) ترانزیستور است. طبق این رابطه مرز بین کلاس C و B، $V_{od}=0$ است. برای یافتن زاویه هدایت، $I_{ds}=0$ قرار می دهیم و Φ را نصف زاویه هدایت می نامیم.

$$\cos(\Phi) = \frac{V_{od}}{A_S} \quad \rightarrow \quad \Phi = \cos^{-1} \frac{V_{od}}{A_S} \quad (4-3)$$

در شکل ۲-۳ جریان درین ترانزیستور نوسان ساز کولپیتس نشان داده شده است.



شکل ۲-۳- جریان ترانزیستور در نوسان ساز کولپیتس

با جایگذاری رابطه (۴-۳) در رابطه جریان ترانزیستور خواهیم داشت:

$$I_{ds}(\phi) = \frac{\beta}{2} A_S^2 [\cos(\phi) - \cos(\Phi)]^2 \quad (5-3)$$

مقدار DC جریان ترانزیستور I_B و هماهنگ اول آن I_1 توسط روابط (۶-۳) و (۸-۳) محاسبه و در نهایت به صورت روابط (۷-۳) و (۹-۳) تقریب زده می شود.

$$I_B = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} I_{ds}(\phi) d\phi = \frac{\beta}{4\pi} A_s^2 \int_{-\Phi}^{\Phi} [\cos(\phi) - \cos(\Phi)]^2 d\phi \quad (6-3)$$

$$I_B \approx \frac{\beta A_s^2}{15\pi} \Phi^5 \left(1 - \frac{4}{21} \Phi^2\right) \quad (7-3)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} I_{ds}(\phi) \cos(\phi) d\phi = \frac{\beta}{4\pi} A_s^2 \int_{-\Phi}^{\Phi} \cos(\phi) \cdot [\cos(\phi) - \cos(\Phi)]^2 d\phi \quad (8-3)$$

$$I_1 \approx 2I_B \left(1 - \frac{\Phi^2}{21}\right) \quad (9-3)$$

بر اساس [۲۶]، هدایت انتقالی سیگنال بزرگ ترانزیستور G_m ، به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$G_m = \frac{I_{ds}(\text{fund})}{V_{gs}(\text{fund})} \quad (10-3)$$

از رابطه (۱۰-۳) و مدار معادل نوسان ساز کولپیتس خواهیم داشت:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (11-3)$$

که L مقدار القاگر مدار تانک و C از رابطه زیر بدست می آید.

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (12-3)$$

و همچنین دامنه A_s برابر است با:

$$A_s = I_1 R_t (1 - n) n, \quad n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (13-3)$$

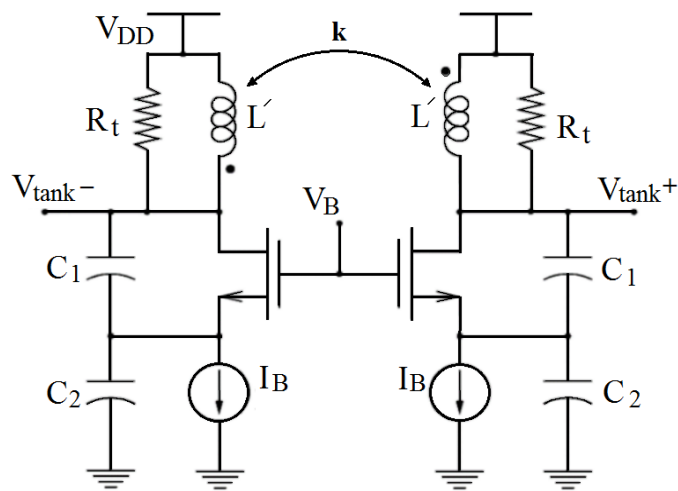
ولتاژ خروجی نوسان ساز $V_{\text{tank}}(\phi)$ به صورت زیر بدست می آید.

$$V_{\text{tank}} = -A_{\text{tank}} \cos(\phi) = -I_1 R_t (1 - n) \cos(\phi) \quad (14-3)$$

با جایگذاری I_1 از رابطه (۹-۳) در رابطه (۱۴-۳) داریم:

$$A_{\text{tank}} = 2I_B R_t (1 - n) \left(1 - \frac{\Phi^2}{14}\right) \quad (15-3)$$

با وجود اینکه روابط بیان شده برای یک نوسان‌ساز کولپیتس تک‌سر بدست آمده است، می‌توان آن‌ها را برای کولپیتس تفاضلی شکل ۳-۳ که از آن سلف با سر وسط^۱ استفاده شده است نیز تعمیم داد. مقدار سلف در مد تفاضلی و مد مشترک به ترتیب $L'(1+k)$ و $L'(1-k)$ خواهد بود که k ضریب تزویج بین دو سلف با سر وسط و هسته مشترک است. در این مدار k بزرگ است (≈ 0.9) بنابراین ضریب کیفیت مد مشترک پایین است. پس نوسان‌ها در مد مشترک میرا می‌شوند و تنها نوسان‌های مد تفاضلی



شکل ۳-۳- نوسان‌ساز کولپیتس تفاضلی [۱۶].

باقی می‌ماند. واضح است که استفاده از چنین سلفی اجازه دستیابی به فرکانس‌های نوسان خیلی بالا را با اندازه سلف کوچکتر L' می‌دهد.

مزیت دیگر استفاده از سلف CT ضریب کیفیت بالای آن در مقایسه با دو سلف مجزا است. زیرا ضریب تزویج k در این نوع سلف به این دلیل که دارای هسته مشترک هستند و همچنین از روی هم عبور می‌کنند بالاست و ضریب تزویج همانطور که اشاره شد در محاسبه مقدار سلف معادل مؤثر است. از این رو با داشتن مقدار مقاومت تلفاتی یکسان و مقدار سلف معادل بزرگتر، ضریب کیفیت سلف CT نسبت به دو سلف مجزا بیشتر خواهد بود.

حال با فرض اینکه نوسان‌ها در مد تفاضلی تولید می‌شوند می‌توانیم رفتار هر نیم‌مدار را در شکل

1- Center-Tapped (CT)

۳-۳ به عنوان یک نوسان ساز تکسر با مقدار سلف $L=L'(1+k)$ تحلیل کنیم. از این رو روابط A_{tank} و I_{ds} هر دو نوسان ساز کولپیتس تکسر و تفاضلی را توصیف می کند و همه پارامترهایی که به نوسان ساز تکسر ارجاع داده شد برای نوسان ساز تفاضلی نیز صادق است. A_{tank} دامنه نوسان برای هر یک از دو فاز خروجی و I_B نصف جریان مصرفی کل است.

۳-۲-۲- محاسبه نویزفاز در ناحیه $1/f^2$

در این بخش هدف استنتاج یک بیان برای نویزفاز نوسان ساز کولپیتس است که برای هر دو ساختار تکسر و تفاضلی صحیح باشد. در ناحیه $1/f^2$ دو نوع نویز حرارتی و نویز کانال ترانزیستور حضور دارند و نویز فلیکر حضور ندارد. ابتدا تابع حساسیت ضربه مربوط به R_t بیان شده و سپس تابع حساسیت ضربه مربوط به جریان ترانزیستور I_{ds} بررسی شده است.

۳-۲-۲-۱- تابع حساسیت Γ_{R_t}

در مرجع [۲۷] نشان داده شده است که تابع حساسیت Γ_{R_t} به صورت رابطه زیر قابل محاسبه است.

$$\Gamma_{R_t}(\varnothing) = \frac{\sin(\varnothing)}{N} \quad (۱۶-۳)$$

که برای نوسان ساز تکسر $N=1$ و برای تفاضلی $N=2$ است. این رابطه هم برای نوسان ساز کولپیتس و هم برای نوسان ساز اتصال-ضربدری LC قابل استفاده است. همچنین Γ_{R_t} با ولتاژ خروجی نوسان ساز هم فاز است. مقدار مربع rms آن نیز توسط رابطه (۳-۱۷) تعریف می شود.

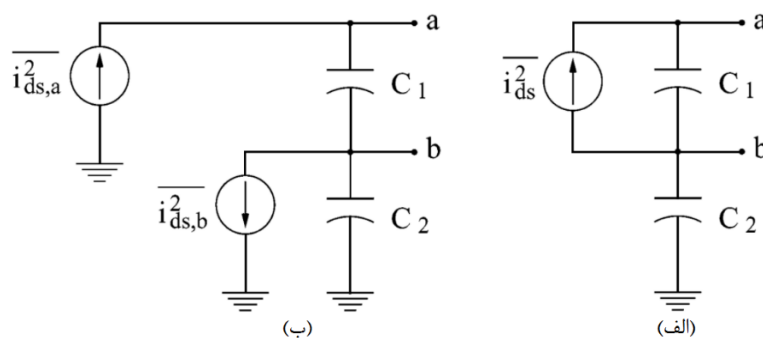
$$\Gamma_{R_t, \text{rms}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Gamma_{R_t}^2(\varnothing) d\varnothing = \frac{1}{2N^2} \quad (۱۷-۳)$$

نویز مقاومت R_t نویزی حرارتی و ایستان است. بنابراین $\Gamma_{R_t, \text{rms}}^2$ به همین صورت در رابطه \mathcal{L} استفاده می شود.

۳-۲-۲-۲- تابع حساسیت $\Gamma_{i_{\text{ds}}}$

نویز جریان ترانزیستور نویز دوره‌ای-ایستاد است، بنابراین پس از بدست آوردن تابع ISF مربوط به آن باید $\alpha(\phi)$ یعنی تابع nmf آن را نیز یافته و در نهایت پارامتری که در رابطه نویزفاز \mathcal{L} قرار داده می‌شود مقدار مؤثر تابع ISF یعنی $\Gamma_{i_{ds},rms,eff}^2$ باشد.

برای یافتن $\Gamma_{i_{ds}}$ ، منبع جریان نویز ترانزیستور را مانند شکل ۳-۴ الف مدل می‌کنیم و برای بررسی جریان ضربه‌ای آن همه اجزای مدار غیر از خازن‌ها نادیده گرفته می‌شوند زیرا جریان‌های ضربه‌ای به طور کامل فقط از امپدانس‌های خازنی عبور می‌کنند. پس برای سادگی می‌توان با استفاده از انتقال منابع، مدار را به شکل ۳-۴ ب تبدیل نمود.



شکل ۳-۴ الف) مدار معادل برای محاسبات ISF در نوسان‌ساز کولپیتس، ب) مدار معادل پس از انتقال منابع [۱۶].
از آنجا که منابع جریان نویز $\overline{i_{ds,a}^2}$ و $\overline{i_{Rt}^2}$ موازی اند، می‌توان نتیجه گرفت که $\overline{i_{ds,a}^2}$ و $\overline{i_{Rt}^2}$ دارای توابع حساسیت یکسان هستند، یعنی:

$$\Gamma_{i_{ds,a}} = \Gamma_{Rt} \quad (۱۸-۳)$$

بار ΔQ توسط منبع $\overline{i_{ds,a}^2}$ در گره a جاری می‌شود و تغییر ولتاژ $\Delta v_{a,a}$ را در گره a ایجاد می‌کند که $\Delta v_{a,a}$ برابر است با:

$$\Delta v_{a,a} = \frac{\Delta Q}{C} \quad , \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (۱۹-۳)$$

منبع $\overline{i_{ds,b}^2}$ بار $-\Delta Q$ را در گره b جاری می‌کند که سبب تغییر ولتاژ $\Delta v_{a,b}$ در این گره می‌شود که از گره a اندازه‌گیری شده است (این فرض تقریباً صحیح است زیرا این بار که در گره b جاری می‌شود C_1 را شارژ نمی‌کند). $\Delta v_{a,b}$ برابر است با:

$$\Delta v_{a,b} = \frac{-\Delta Q}{C_2} = \frac{\Delta v_{a,a} \cdot C}{C_2} = \frac{-\Delta v_{a,a} \cdot C_1}{C_1 + C_2} = -n \Delta v_{a,a} \quad (20-3)$$

در نهایت داریم:

$$\Gamma_{i_{ds,b}} = -n \Gamma_{i_{ds,a}} \quad (21-3)$$

با استفاده از روابط (3-18) و (3-21)، ISF برای نویز جریان درین M_1 به صورت زیر خواهد بود.

$$\Gamma_{i_{ds}} = \Gamma_{i_{ds,a}} + \Gamma_{i_{ds,b}} = (1-n) \Gamma_{i_{ds,a}} = (1-n) \Gamma_{R_t} = (1-n) \frac{\sin(\phi)}{N} \quad (22-3)$$

با توجه به مرجع [11]، $\alpha(\phi)$ با رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$i_n(t) = i_{n_0}(t) \cdot \alpha(\omega_0 t) \quad (23-3)$$

که $i_n(t)$ نویز سفید دوره‌ای-ایستاد و $i_{n_0}(t)$ نویز سفید ایستاد و $\alpha(\omega_0 t) = \alpha(\phi)$ تابع مدولاسیون نویز مورد نظر ما است.

با استفاده از رابطه (3-5)، g_m برابر است با:

$$g_m = \beta A [\cos(\phi) - \cos(\Phi)] \quad (24-3)$$

و در نتیجه چگالی طیف توان نویز کانال ترانزیستور به صورت رابطه زیر خواهد بود.

$$\begin{aligned} \overline{i_{ds}^2} &= 4K_B T \gamma g_m \cdot \Delta f = 4K_B T \gamma \beta A_s [\cos(\phi) - \cos(\Phi)] \cdot \Delta f \\ &= \overline{i_{ds}^{\prime 2}} [\cos(\phi) - \cos(\Phi)] \end{aligned} \quad (25-3)$$

که در رابطه فوق γ ضریب نویز حرارتی است. با توجه به رابطه فوق و رابطه (3-23)، $\alpha(\phi)$ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\alpha(\phi) = \sqrt{\cos(\phi) - \cos(\Phi)} \quad (26-3)$$

با استفاده از رابطه (3-26) و (3-22) مقدار ISF مؤثر برای نویز کانال ترانزیستور به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\Gamma_{i_{ds},rms,eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\phi}^{\phi} \Gamma_{i_{ds}}(\phi) \cdot \alpha(\phi) d\phi \quad (27-3)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{(1-n)^2}{N^2} \int_{-\phi}^{\phi} \sin^2(\phi) [\cos(\phi) - \cos(\Phi)] d\phi$$

$$\rightarrow \Gamma_{i_{ds},rms,eff}^2 = \frac{(1-n)^2}{N^2} \frac{I_1}{2\beta A_g^2} \quad (28-3)$$

۳-۲-۲-۳- تابع حساسیت Γ_{tail}

به منظور تکمیل کار، اثر نویز منبع جریان دنباله نیز محاسبه می‌شود که نویزی ایستان است. سهم منبع جریان با هدایت انتقالی معادل g_{mT} که نویز حرارتی تولید می‌کند به آسانی قابل محاسبه است زیرا ISF آن با $\Gamma_{i_{ds,b}}$ برابر است. چگالی طیف توان جریان نویز کانال ترانزیستور برابر است با:

$$\overline{i_{tail}^2} = 4K_B T \cdot \gamma g_{mT} \cdot \Delta f \quad (29-3)$$

بنابراین تابع حساسیت منبع جریان دنباله به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$\Gamma_{tail} = \Gamma_{i_{ds,b}} = -n\Gamma_{Rt} = -n \frac{\sin(\phi)}{N} \quad (30-3)$$

همچنین با توجه به رابطه (۳۰-۳) مقدار مؤثر تابع حساسیت منبع جریان برابر است با:

$$\Gamma_{tail,rms}^2 = \frac{n^2}{2N^2} \quad (31-3)$$

۳-۲-۲-۴- بیان نویزفاز نوسان ساز کولپیتس

با استفاده از روابط بدست آمده در قبل و با تعمیم رابطه (۲۹-۲) به صورت رابطه (۳۲-۳)، نویزفاز

نهایی برای نوسان سازهای کولپیتس به صورت رابطه (۳۳-۳) زیر بیان شده است.

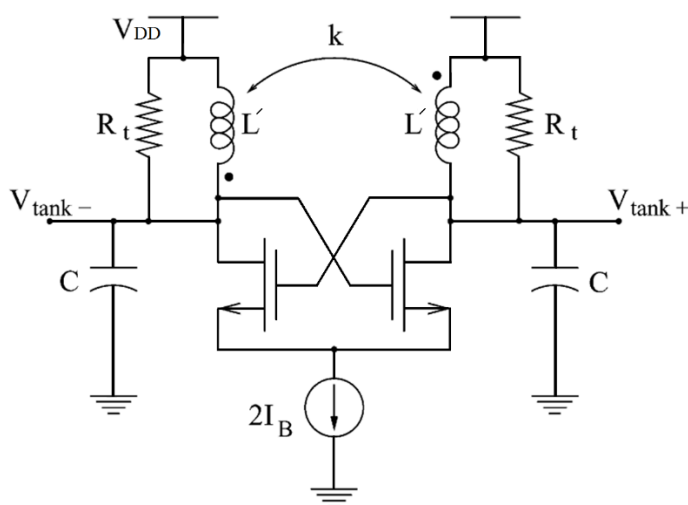
$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10 \log \left[N \frac{1}{4q_{max}^2 \Delta\omega^2} (\Gamma_{i_{ds},rms,eff}^2 \overline{i_{ds}^2} / \Delta f + \Gamma_{Rt,rms}^2 \overline{i_{Rt}^2} / \Delta f + \Gamma_{tail,rms}^2 \overline{i_{tail}^2} / \Delta f) \right] \quad (32-3)$$

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10\log \left[\frac{K_B T}{4N I_B^2 R_t^3 C^2 \left(1 - \frac{\Phi^2}{14}\right) \Delta\omega^2} \left(\frac{\gamma}{n(1-n)} + \frac{1}{(1-n)^2} + \frac{n^2 R_t g_m T}{(1-n)^2} \right) \right] \quad (33-3)$$

در نوسان‌سازی که به خوبی طراحی شده باشد، سهم نویز منبع جریان بایاس ناچیز است زیرا با توجه به رابطه (۳۳-۳) در جمله‌ای که سهم منبع بایاس در نویزفاز خروجی را نشان می‌دهد (جمله سوم) ضریب n^2 ظاهر شده است که با توجه به رابطه (۱۲-۲) مقدار آن بسیار کوچک‌تر از یک است. رابطه (۳۳-۳) نشان می‌دهد که برای یک منبع نویز، حضور N تانک در مدار نوسان‌ساز، باعث کاهش سهم نویزفاز آن با ضریب $1/N^2$ می‌شود. اما وجود N تانک یعنی حضور N منبع نویز، پس در نهایت نویزفاز $1/N$ برابر نوسان‌ساز تک فاز (در شرایط کاملاً مشابه) خواهد بود [۲۷].

۳-۳- تحلیل نویزفاز نوسان‌سازهای اتصال-ضربداری

نویزفاز ناحیه $1/f^2$ نوسان‌ساز اتصال-ضربداری که برای راحتی کار دوباره در شکل ۵-۳ نشان داده شده است، مشابه روش گفته شده در مورد نوسان‌ساز کولپیتس، بدست می‌آید.



شکل ۵-۳- نوسان‌ساز اتصال-ضربداری [۱۶]

با این فرض که خازن‌های تانک LC خیلی بزرگتر از همه خازن‌های پارازیتیک در مدار باشند، بیانی برای نویزفاز تولیدی تانک و نویز کانال ترانزیستورهای اتصال-ضربداری استنتاج می‌شود. همچنین یک معادله جدید برای نویزفاز تولیدی توسط منبع جریان بایاس بدست می‌آید.

مشابه قبل منبع جریان نویزی در گره‌های مربوطه قرار داده می‌شود و سپس به شکل منابع نویز زمین شده تقسیم می‌شود. پس از محاسبه Γ_{rms}^2 و توان مربوط به هر منبع نویز و بر اساس رابطه (۳-۳۲) رابطه نویزفاز نهایی برای نوسان‌ساز اتصال-ضربداری به صورت (۳-۳۴) بدست آمده است [۱۶].

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10 \log \left[\frac{K_B T}{N A_{\text{tank}}^2 C^2 \Delta\omega^2 R_t} \left(\gamma + 1 + \frac{\eta}{N} \gamma g_{mT} R_t \right) \right] \quad (3-34)$$

که در آن η تابعی از Φ است که از بدست آوردن $\Gamma_{\text{tail,rms}}^2$ حاصل می‌شود. این رابطه نسبت $\gamma:1$ بین نویزفاز تولیدی توسط ترانزیستورها و مقاومت تانک را اثبات می‌کند که در [۲۵] بر اساس مدل اصلاح شده Leeson بدست آمده است. نسبت $\gamma:1$ در طول بازه $0 < \Phi < \pi/2$ ثابت است. این نتیجه جالب توجه که به طور عددی برای چندین مقدار Φ تحقیق و تأیید شده است، یک اثبات دیگر برای صحت تئوری ISF است [۱۶].

۳-۴- مقایسه دو نوسان‌ساز کولپیتس تفاضلی و اتصال-ضربداری

نوسان‌سازهای کولپیتس و اتصال-ضربداری هر دو دارای قابلیت داشتن نویزفاز خوب هستند. در [۱۶] با محاسبه سهم نویزفاز تولیدی توسط ترانزیستورها، مقاومت R_t و منبع جریان دنباله نشان داده شده است که ترانزیستورها در نوسان‌ساز کولپیتس مقدار زیادی نویز تولید می‌کنند، اما تبدیل این نویز به نویزفاز حداقل است؛ ترانزیستورهای اتصال-ضربداری به علت اثر خازن پارازیتیک موازی با منبع جریان، نویز کم تولید می‌کنند، اما همه این نویز به نویزفاز تبدیل می‌شود. همچنین اثبات کرده است که تا زمانی که نویزفاز در ناحیه $1/f^2$ مورد اهمیت باشد، نوسان‌ساز اتصال-ضربداری می‌تواند نسبت به نوسان‌ساز کولپیتس برتری داشته باشد.

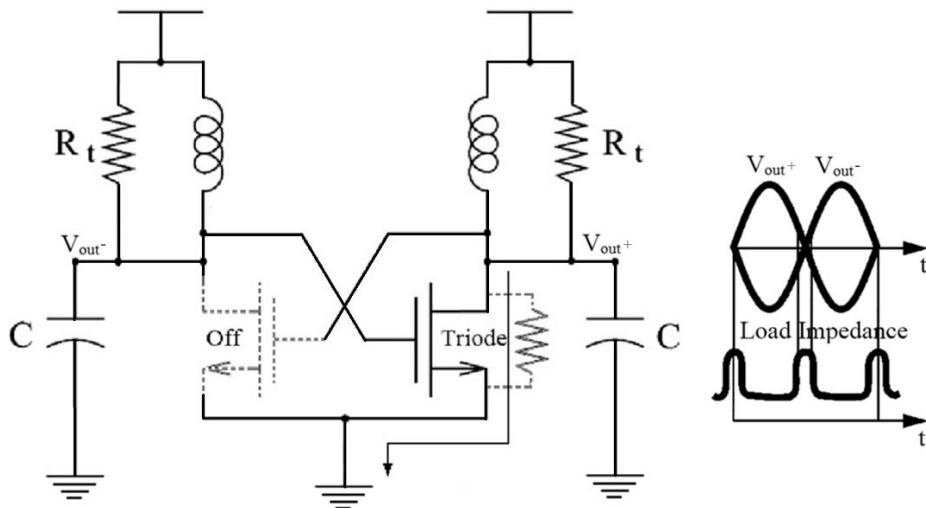
۳-۵- نقش منبع جریان و خازن C_T

مرجع [۵] نسبت نویز فاز کل نوسان ساز به نویز فاز ناشی از مقاومت تانک را ضریب نویز نامیده است که در مورد نوسان ساز اتصال-ضربداری، $1+\gamma$ است. این عدد ضریب نویز مینیمم اساسی برای یک نوسان ساز LC با مقاومت منفی است. اما منبع جریان بایاس (به طور کلی، مدارهای بایاس) به طور قابل توجهی به این مقدار می افزایند. به عبارتی نسبت $1+\gamma$ برای نویز فاز ناشی از ترانزیستورها و R_t همیشه ثابت است، اما بخش دیگری به این ضریب افزوده می شود که مربوط به منبع جریان بایاس است و با حذف این قسمت، به ضریب مینیمم اساسی $1+\gamma$ می رسیم.

اگر جریان منبع بایاس خیلی زیاد نباشد ولتاژ خروجی نوسان ساز توسط جریان منبع دنباله تعیین می شود. به عبارتی با افزایش جریان منبع دنباله، دامنه موج خروجی نوسان ساز نیز افزایش می یابد و اصطلاحاً ولتاژ خروجی جریان منبع را دنبال می کند که این ناحیه به عنوان Current-Limited شناخته می شود. با افزایش ولتاژ بایاس گیت منبع جریان، ترانزیستورها مجبور می شوند بخش بیشتری از چرخه نوسان را در ناحیه اهمی سپری کنند و دیگر افزایش جریان بایاس، افزایش محسوسی در دامنه ولتاژ خروجی ایجاد نمی کند. این ناحیه Voltage-Limited نامیده می شود که شروع آن با ورود ترانزیستور منبع جریان به ناحیه اهمی تعریف می شود.

در نوسان سازهایی که دارای سطوح جریان بالا با ضریب کیفیت بالا باشند سهم نویز منبع جریان به دیگر منابع نویز غلبه می کند. [۵]

یک نوسان ساز اتصال-ضربداری را مانند شکل ۳-۶ در نظر بگیرید که منبع جریان در آن با یک امپدانس کم (در نهایت اتصال کوتاه) جایگزین شده است. این مدار می تواند هنوز نوسان حالت ماندگار تولید کند.



شکل ۳-۶- نوسان ساز اتصال-ضربداری بدون منبع جریان دنباله و اثر بارگذاری ترانزیستورهای اتصال-ضربداری [۵].

در ناحیه‌ای که هر دو ترانزیستور اتصال-ضربداری در ناحیه اشباع هستند، زمانی که ولتاژ نوسان تفاضلی در حال افزایش، از V_{th} عبور کند، ولتاژ گیت-درین (V_{GD}) مربوط به یکی از ترانزیستورها از V_{th} فراتر می‌رود و آن را به ناحیه اهمی می‌راند و ترانزیستور دیگر به سمت خاموش شدن رانده می‌شود. مقاومت درین-سورس ($1/g_{ds}$) مربوط به ترانزیستور در ناحیه اهمی با افزایش ولتاژ تفاضلی افزایش می‌یابد و تلفات بیشتری را به تانک LC می‌افزاید. در نیم سیکل بعدی g_{ds} مربوط به ترانزیستور دیگر به تلفات تانک اضافه می‌شود. بنابراین دو ترانزیستور اتصال-ضربداری، ضریب کیفیت را در طول یک چرخه نوسان کامل، کاهش می‌دهند.

حال حضور یک منبع جریان ایده‌آل بدون نویز را در نظر بگیرید. در تحلیل حالت AC، منبع جریان معادل اتصال باز خواهد بود بنابراین هیچ جریانی در مقاومت درین-سورس ترانزیستورها در ناحیه اهمی جریان ندارد. از این رو ترانزیستورهای اتصال-ضربداری، باری به تانک LC نمی‌افزایند. لذا ضریب کیفیت، بدون اثر بارگذاری باقی می‌ماند و ترانزیستورها نویز را فقط زمان کوتاهی که هر دو ترانزیستور روشن هستند تزریق می‌کنند که به این معنی است که ضریب نویز مدار، برابر $1+\gamma$ است.

بر اساس [۳] و [۵] نویز فرکانس پایین منبع جریان، به صورت غیر مستقیم به دو باند جانبی حول فرکانس پایه منتقل می‌شود و نویز با فرکانس‌های اطراف فرکانس پایه به فرکانس‌های دور از باند عبور

مدار تنظیم منتقل می‌شوند. فرکانس‌های نویز هماهنگ دوم به نزدیک فرکانس نوسان و اطراف هماهنگ سوم منتقل می‌شوند که با مشخصه تانک LC حذف می‌شوند. بخشی که به باند گذر مدار تنظیم تزریق شد به دو بخش نویز دامنه و فاز تبدیل می‌شود. بنابراین نصف نویز در منبع جریان که اساساً در فرکانس‌های نزدیک به هماهنگ دوم واقع شده‌اند حول فرکانس حامل در خروجی، نویزفاز تولید می‌کنند.

در مسیر مد تفاضلی، هماهنگ‌های فرد و در مسیر مد مشترک (از مسیر خازن تانک و ترانزیستورهای ضربدری تا زمین) هماهنگ‌های زوج جریان دارند و همچنین بر اساس آنچه بیان شد، فقط هماهنگ‌های زوج در اطراف فرکانس حامل نویزفاز ایجاد می‌کنند. بنابراین فقط لازم است منبع جریان در هماهنگ‌های زوج فرکانس نوسان امپدانس بالایی تأمین کند (توجه می‌شود که هماهنگ دوم نسبت به دیگر هماهنگ‌های زوج غالب است)، تا جلوی بارگذاری تانک LC توسط جفت ترانزیستور اتصال-ضربدری در ناحیه اهمی گرفته شود.

یک فیلتر خوب می‌تواند ضریب نویز نوسان‌ساز را تا مقدار مینیمم پایه کاهش دهد. به عنوان مثال یک خازن بزرگ به موازات ترانزیستور دنباله، می‌تواند نویز حرارتی ناشی از منبع جریان را فیلتر کند، در حالی که بزرگ بودن این خازن باعث ایجاد امپدانس پایین موازی با منبع جریان خواهد شد. از آنجایی که ابعاد ترانزیستور منبع جریان معمولاً بزرگ است، خازن پارازیتیک آن به اندازه کافی بزرگ هست تا مسیر امپدانس پایین را ایجاد کند. بنابراین در حالت واقعی ترانزیستورها در ناحیه اهمی، ضریب کیفیت را تحت تأثیر قرار خواهند داد و مسیر امپدانس بالا وجود نخواهد داشت [۵، ۱۵]. از این رو ساختارهای کلاس C [۲۸] و F [۲۰] و همچنین ساختار دیگری در [۵] و [۲۹] با هدف حذف نویز منبع بایاس و همچنین حفظ ضریب کیفیت تانک در یک دوره نوسان، پیشنهاد داده شد. اما در هر حال با توجه به آن که منابع بایاس می‌توانند در نویزفاز نوسان‌ساز سهم عمده‌ای داشته باشند، با افزایش ظرفیت خازن موازی منبع جریان و فیلتر کردن نویز حاصل از آن، نویزفاز کاهش می‌یابد.

در [۱۶] خازن C_T موازی با منبع جریان با فرض $C_T \ll C_1, C_2$ بررسی شده است که در ادامه این

موضوع شرح داده می‌شود، همچنین تحلیلی برای عملکرد C_T در حالت کلی تر ارائه می‌شود تا اثر این خازن در عملکرد نویزفاز نوسان‌ساز، با روابط و معادلات تحلیلی بررسی شود.

اگرچه موارد فوق، یعنی تأثیر خازن C_T در نوسان‌ساز اتصال-ضربداری بر نویزفاز در شبیه‌سازی‌ها و نتایج ساخت بسیاری از مقالات [۵، ۱۵، ۲۸] مورد بحث قرار گرفته است ولی تا جایی که نویسنده این پایان‌نامه می‌داند، تاکنون رابطه تحلیلی از اثر خازن C_T بر نویزفاز ارائه نشده است. بنابراین در فصل بعد به محاسبه نویزفاز این دسته از نوسان‌سازها با هدف در نظر گرفتن خازن C_T و اثر آن در نویزفاز می‌پردازیم.

فصل چهارم

شرح محاسبه نویزفاز نوسان ساز اتصال-ضربداری

برای حالات مختلف C_T

۱-۴ - مقدمه

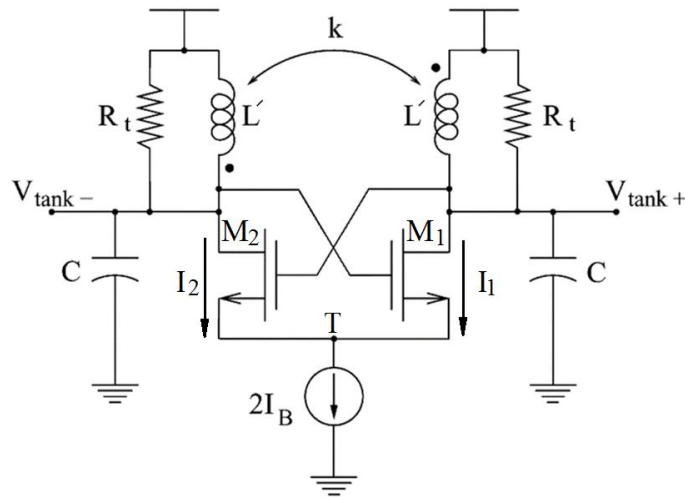
در این فصل همانند آنچه در فصل قبل بیان شد و با توجه به [۱۶]، ابتدا روابط مربوط به دامنه نوسان، جریان، زاویه هدایت و هدایت انتقالی ترانزیستورهای نوسان‌ساز اتصال-ضربداری LC با استفاده از فرض‌ها و تقریب‌هایی بدست آورده می‌شود. سپس با استفاده از روابط حاصل و بررسی منابع نویز مختلف مدار، تابع ISF مربوط به اثر هر منبع نویز در گره خروجی محاسبه و با قرار دادن مقدار مؤثر آن‌ها در رابطه نهایی، نویزفاز محاسبه می‌شود و در نهایت به بررسی اثر خازن C_T در نویزفاز پرداخته خواهد شد.

۲-۴ - محاسبات اولیه

نوسان‌ساز اتصال-ضربداری شکل ۱-۴ را در نظر بگیرید. برای ولتاژهای خروجی دو سر تانک با فاز

اولیه دلخواه، رابطه (۱-۴) را داریم و جریان ترانزیستورهای M_1 و M_2 که به ترتیب $I_1(\phi)$ و $I_2(\phi)$

نامگذاری شده‌اند، به صورت (۲-۴) و (۳-۴) قابل بیان است که در آن $V_s(\phi)$ باید مشخص شود.



شکل ۱-۴- نوسان ساز اتصال-ضربداری با منبع جریان بایاس

$$V_{\text{tank},+}(\phi) = A_{\text{tank}}\sin(\phi) \quad , \quad V_{\text{tank},-}(\phi) = -A_{\text{tank}}\sin(\phi) \quad (1-4)$$

$$I_1(\phi) = \frac{\beta}{2} (A_{\text{tank}}\sin(\phi) + V_S(\phi))^2 \quad (2-4)$$

$$I_2(\phi) = \frac{\beta}{2} (-A_{\text{tank}}\sin(\phi) + V_S(\phi))^2 \quad (3-4)$$

با نوشتن یک KCL در گره سورس مشترک و با صرف نظر از جریان عبوری از خازن‌های پارازیتیک داریم:

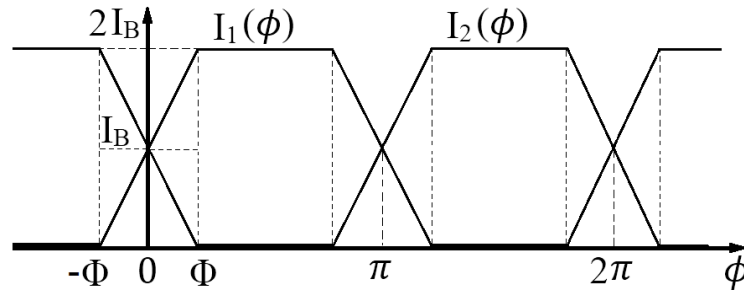
$$I_1(\phi) + I_2(\phi) = 2I_B \quad (4-4)$$

که $2I_B$ کل جریان بایاس منبع جریان دنباله است. با قرار دادن روابط (۲-۴) و (۳-۴) در عبارت (۴-۴)، $V_S(\phi)$ به صورت زیر بدست می‌آید.

$$V_S(\phi) = \sqrt{\frac{2I_B}{\beta} - A_{\text{tank}}^2 \sin^2(\phi)} \quad (5-4)$$

شکل موج‌های جریان ترانزیستورهای اتصال-ضربداری در شکل ۲-۴ نشان داده شده است که با توجه به شکل، زاویه روشن شدن ترانزیستورها برابر 2Φ است و در بازه $-\Phi$ تا Φ هر دو ترانزیستور روشن هستند. از آن جا که $I_2(\Phi)=0$ است، با جایگذاری (۵-۴) در عبارت (۳-۴) و برابر قرار دادن رابطه با صفر مقدار Φ برابر خواهد بود با:

$$\sin^2(\Phi) = \frac{I_B}{\beta A_{\text{tank}}^2} \rightarrow \Phi = \arcsin \sqrt{\frac{I_B}{\beta A_{\text{tank}}^2}} \quad (6-4)$$



شکل ۲-۴- شکل موج جریان‌های ترانزیستورهای اتصال-ضربداری.

با قرار دادن رابطه (۶-۴) در روابط (۲-۴) و (۳-۴)، هدایت انتقالی ترانزیستورهای M_1 و M_2 به صورت زیر بدست خواهد آمد.

$$g_{m1}(\phi) = \beta A_{\text{tank}} (\sin(\phi) + \sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}) \quad (7-4)$$

$$g_{m2}(\phi) = \beta A_{\text{tank}} (-\sin(\phi) + \sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}) \quad (8-4)$$

همچنین هماهنگ اول جریان و دامنه نوسان خروجی، به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$I_1 \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} (2I_B) \sin(\phi) d\phi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (2I_B) \sin(\phi) d\phi = \frac{2}{\pi} (2I_B) \quad (9-4)$$

$$A_{\text{tank}} = I_1 \cdot R_t = \frac{2}{\pi} (2I_B) R_t \quad (10-4)$$

۴-۳- محاسبه تابع حساسیت (ISF) منابع نویز

اکنون برای یافتن نویزفاز می‌بایست تابع حساسیت ضربه تمامی منابع نویز مدار را محاسبه کنیم.

برای محاسبه تابع حساسیت مربوط به ترانزیستورهای اتصال-ضربداری و منبع جریان بایاس باید مقدار

ظرفیت خازن C_T در نظر گرفته شود. با توجه به اینکه تابع حساسیت ضربه مربوط به مقاومت تانک

برای مقادیر مختلف C_T یکسان است، به یک بار بیان آن بسنده کرده و از تکرار آن در بخش‌های بعدی

اجتناب می‌کنیم.

با توجه به معادله (۱-۴) و آنچه در [۲۷] آمده است، تابع حساسیت مربوط به نویز مقاومت R_t در هر تانک به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\Gamma_{R_t,+}(\phi) = \frac{\cos(\phi)}{N} \quad , \quad \Gamma_{R_t,-}(\phi) = -\frac{\cos(\phi)}{N} \quad (11-4)$$

$\Gamma_{R_t,+}$ مربوط به فاز اضافه‌ای است که یک منبع نویز ضربه با بار ΔQ که بین گره tank^+ و زمین جریان دارد، ایجاد می‌کند و خازن تانک را به اندازه Δv شارژ می‌کند.

در ادامه با تفکیک حالات مختلف خازن C_T ، محاسبه تابع حساسیت ضربه مربوط به منبع نویز ترانزیستور M_1 و منبع جریان دنباله و نویز فاز نهایی مربوط به هر حالت شرح داده می‌شود.

۴-۳-۱- محاسبه توابع حساسیت و نویز فاز اگر C_T کوچک باشد

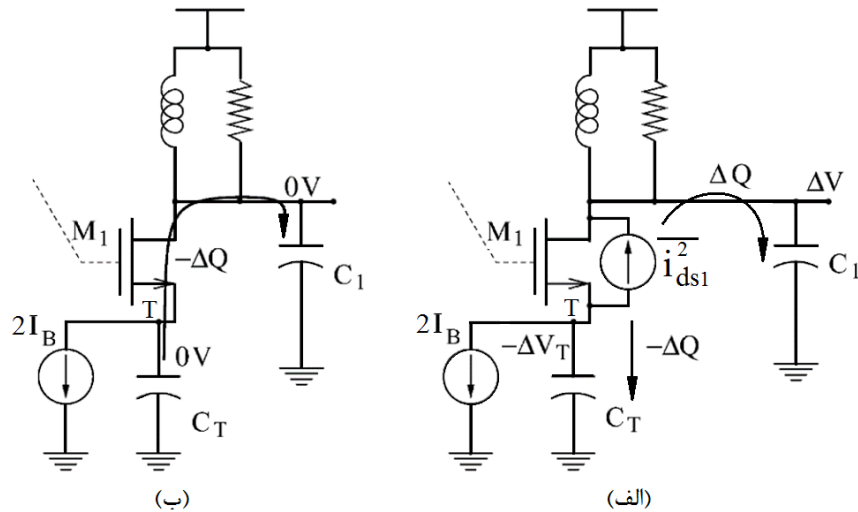
۴-۳-۱-۱- محاسبه $\Gamma_{i_{ds}}$

اگر منبع جریان نویز $\overline{i_{ds1}^2}$ همان نویز ترانزیستور M_1 باشد که بین گره درین و سورس آن مدل شده است، آن‌گاه همانند فصل قبل می‌توان این منبع را با استفاده از انتقال منابع به دو منبع تبدیل نمود که مطابق شکل ۴-۳-الف، C_1 را با بار ΔQ به اندازه Δv و C_T را با بار ΔQ به اندازه Δv_T شارژ می‌کند. حال در طول یک دوره تناوب برای زمانی که M_1 فعال است، بر حسب ϕ بین سه حالت تمایز قائل می‌شویم:

۱- $\Phi < \phi < \pi - \Phi$: در این بازه M_1 خاموش است و M_2 همه جریان منبع جریان دنباله را عبور می‌دهد. اگر C_T (که خازن پارازیتیک در گره T است) کوچک باشد، به طوری که ثابت زمانی آن ($\tau = C_T/g_{m1}$) خیلی کوچکتر از دوره تناوب نوسان باشد، تقریباً به طور هم‌زمان با شارژ شدن C_1 تا Δv ، بار ΔQ از C_T به C_1 تخلیه می‌شود [۱۶]. یعنی می‌توان جریان دشارژ C_T را جریان ضربه‌ای فرض کرد. در نتیجه تغییر ولتاژ نهایی C_1 که آن را Δv_1 می‌نامیم، مانند آنچه در شکل ۴-۳-ب نشان

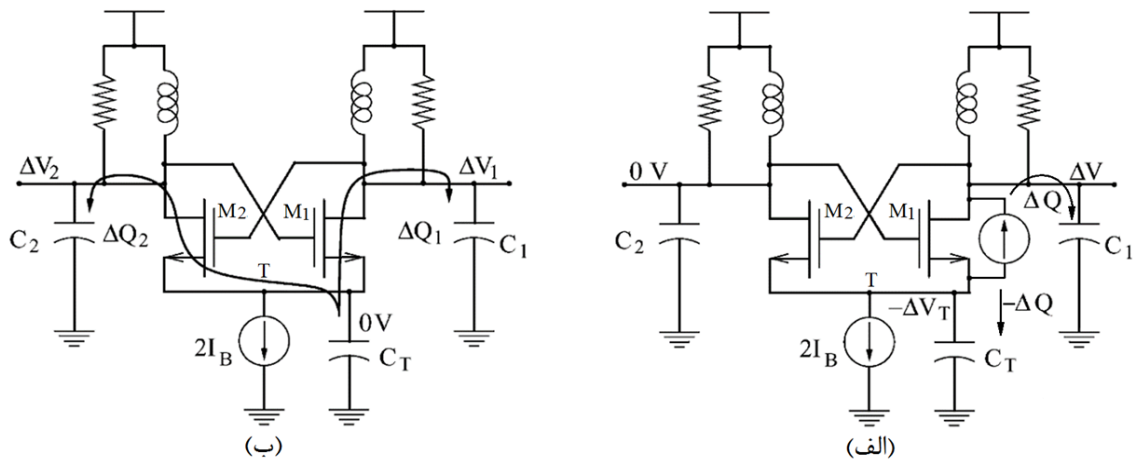
۱- در ادامه $C=C_1=C_2$ در نظر می‌گیریم.

داده شده است، صفر است. از این رو $\Gamma_{i_{ds1}}$ در این بازه صفر خواهد بود. یعنی نویز M_1 اثری بر روی نویزفاز در این بازه نخواهد داشت. حتی اگر M_1 برای بعضی زوایای $\Phi - \pi < \phi < \Phi$ وارد ناحیه اهمی شود، $\Gamma_{i_{ds1}}$ همچنان صفر است.



شکل ۳-۴- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که تنها M_1 روشن است،
 الف) مرحله شارژ خازن‌ها، ب) مرحله دشارژ C_T [۱۶].

۲- $\Phi < \phi < \pi + \Phi$ و $\pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi$: در این بازه هر دو ترانزیستور در ناحیه فعال هستند. بنابراین خازن C_T ، هم‌زمان با شارژ C_1 ، دو مسیر برای دشارژ بار ΔQ دارد. به عبارتی مانند آنچه در شکل ۴-۴ الف قابل مشاهده است، C_1 تا ولتاژ ΔV شارژ می‌شود، درحالی‌که تغییر ولتاژ C_2 صفر است و هم‌زمان با این رویداد، C_T تا $-\Delta V_T$ شارژ و در C_1 و C_2 تخلیه می‌شود. در نهایت همان‌طور که در شکل ۴-۴ ب قابل مشاهده است، در دو سر خازن C_1 تغییر ولتاژ ΔV_1 و در دو سر خازن C_2 تغییر ولتاژ ΔV_2 را خواهیم داشت و بار نهایی روی صفحات C_1 و C_2 به ترتیب ΔQ_1 و ΔQ_2 خواهد بود که از رابطه (۴-۱۲) قابل محاسبه است.



شکل ۴-۴- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن اند،
 الف) مرحله شارژ خازن‌ها، ب) مرحله دشارژ خازن C_T [۱۶].

$$\Delta Q_1 = \Delta Q - \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta Q = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta Q \quad (۱۲-۴)$$

با قرار دادن رابطه $\Delta Q = C \cdot \Delta V$ در عبارت (۱۲-۴) و با توجه به اینکه $\Delta V_1 = \Delta Q_1 / C$ است، خواهیم داشت:

$$\Delta V_1 = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta V \quad (۱۳-۴)$$

ΔQ_2 و ΔV_2 نیز به طور مشابه در روابط (۱۴-۴) و (۱۵-۴) محاسبه شده است.

$$\Delta Q_2 = \frac{-g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta Q \quad (۱۴-۴)$$

$$\Delta V_2 = \frac{-g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta V \quad (۱۵-۴)$$

با توجه به مراحل بدست آوردن نویزفاز خروجی که در [۱۱] توضیح داده شده است باید همبستگی برای مقادیر نویز بدست آمده نیز در نظر گرفته شود. ΔV_1 و ΔV_2 در خروجی‌های $V_{\text{tank},+}$ و $V_{\text{tank},-}$ کاملاً به هم همبسته‌اند و با توجه به اختلاف فاز 180° درجه‌ای این دو گره، ضریب همبستگی آن‌ها -1 خواهد بود. در نتیجه تغییر ولتاژ نهایی دو سر C_1 ، که با $\Delta V'_1$ نشان داده می‌شود، به صورت رابطه (۱۶-۴) خواهد بود.

$$\Delta v'_1 = \Delta v_1 - \Delta v_2 = \frac{2g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta v \quad (16-4)$$

از آنجا که Δv در خروجی منجر به تابع حساسیت $\Gamma_{R_{t,+}}$ می‌شود، $\Gamma_{i_{ds1}}$ را می‌توان به صورت رابطه (17-4) بدست آورد.

$$\Gamma_{i_{ds1}}(\phi) = \frac{2g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Gamma_{R_{t,+}} \quad (17-4)$$

۳- $\pi + \Phi < \phi < 2\pi - \Phi$: در این بازه ترانزیستور M_1 خاموش است، بنابراین هیچ نویزی به مدار

تزریق نکرده و تابع حساسیت آن در این بازه برابر با صفر است.

با توجه به اینکه نویز ترانزیستور M_1 یک نویز دوره‌ای-ایستنا است، می‌بایست مقدار مؤثر ISF

محاسبه شود. حال برای یافتن مقدار مؤثر ISF، یعنی $\Gamma_{i_{ds1,eff}}$ ، با استفاده از روابط چگالی طیف توان

نویز ترانزیستور در (۲۵-۳) و g_{m1} در (۷-۴) و تفکیک بخش ثابت و وابسته به ϕ در رابطه توان نویز،

$\alpha(\phi)$ به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\alpha(\phi) = \sqrt{\sin(\phi) + \sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}} \quad (18-4)$$

در نهایت مقدار $\Gamma_{i_{ds1,eff,rms}}^2$ به صورت رابطه (۱۹-۴) بدست می‌آید.

$$\Gamma_{i_{ds1,eff,rms}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\phi}^{2\pi-\phi} \Gamma_{i_{ds1}}^2(\phi) \alpha^2(\phi) d\phi \quad (19-4)$$

$$= \frac{2}{\pi N^2} \int_{-\phi}^{+\phi} \cos^2(\phi) \cdot \frac{(-\sin + \sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}) (\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi))}{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)} d\phi$$

با تغییر متغیر $x = \sin(\phi)$ و $a = \sin(\Phi)$ رابطه (۱۹-۴) به صورت رابطه (۲۰-۴) بازنویسی می‌شود.

$$\Gamma_{i_{ds1,eff,rms}}^2 = \frac{2}{\pi N^2} \int_{-a}^a \sqrt{1-x^2} \frac{(-x + \sqrt{2a^2 - x^2})(a^2 - x^2)}{2a^2 - x^2} dx \quad (20-4)$$

برای مقادیر کوچک Φ که در عمل به راحتی حاصل می‌شود، a نیز کوچک خواهد بود. بنابراین عبارت

(۲۰-۴) را به صورت عبارت (۲۱-۴) بازنویسی نموده و با استفاده از بسط تیلور، انتگرال فوق را حل

می‌نماییم.

$$\begin{aligned}\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2 &= \frac{2}{\pi N^2} \left(\int_{-a}^a \sqrt{1-x^2} \frac{(-x)(a^2-x^2)}{2a^2-x^2} dx \right. \\ &\quad \left. + \int_{-a}^a \sqrt{1-x^2} \frac{(a^2-x^2)}{\sqrt{2a^2-x^2}} dx \right) \quad (21-4) \\ &= \frac{2}{\pi N^2} \int_{-a}^a \sqrt{1-x^2} \frac{(a^2-x^2)}{\sqrt{2a^2-x^2}} dx\end{aligned}$$

با تغییر متغیر $x=at$ رابطه (21-4) به صورت زیر تبدیل می‌شود.

$$\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2 = \frac{2}{\pi N^2} a^2 \cdot \int_{-1}^1 \sqrt{1-a^2t^2} \frac{(1-t^2)}{\sqrt{2-t^2}} dt \quad (22-4)$$

بسط تیلور $\sqrt{1-a^2t^2}$ در رابطه (23-4) آورده شده است که با جایگذاری آن در رابطه (22-4) به صورت $\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2$ بدست می‌آید.

$$\sqrt{1-a^2t^2} \xrightarrow{\text{بسط تیلور}} 1 - \frac{a^2t^2}{2} + O(a^4) \quad (23-4)$$

$$\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2 = \frac{2}{\pi N^2} a^2 \cdot \int_{-1}^1 \left(1 - \frac{a^2t^2}{2} + O(a^4) \right) \frac{(1-t^2)}{\sqrt{2-t^2}} dt \quad (24-4)$$

$$= a^2 \cdot \int_{-1}^1 \frac{1-t^2}{\sqrt{2-t^2}} dt + \frac{a^4}{2} \int_{-1}^1 \frac{t^2(1-t^2)}{\sqrt{2-t^2}} dt + O(a^6)$$

$$\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2 = \frac{2}{\pi N^2} \left[a^2 + \left(-\frac{1}{2} + \frac{\pi}{8} \right) a^4 + O(a^6) \right] \quad (25-4)$$

عبارت بدست آمده برای $\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2$ با تقریب بسیار خوبی به صورت زیر قابل بیان است.

$$\Gamma_{i_{ds1},\text{eff},\text{rms}}^2 = \frac{2}{\pi N^2} a^2 = \frac{2}{\pi N^2} \sin^2(\Phi) = \frac{2}{\pi N^2} \frac{I_B}{\beta A_{\text{tank}}^2} \quad (26-4)$$

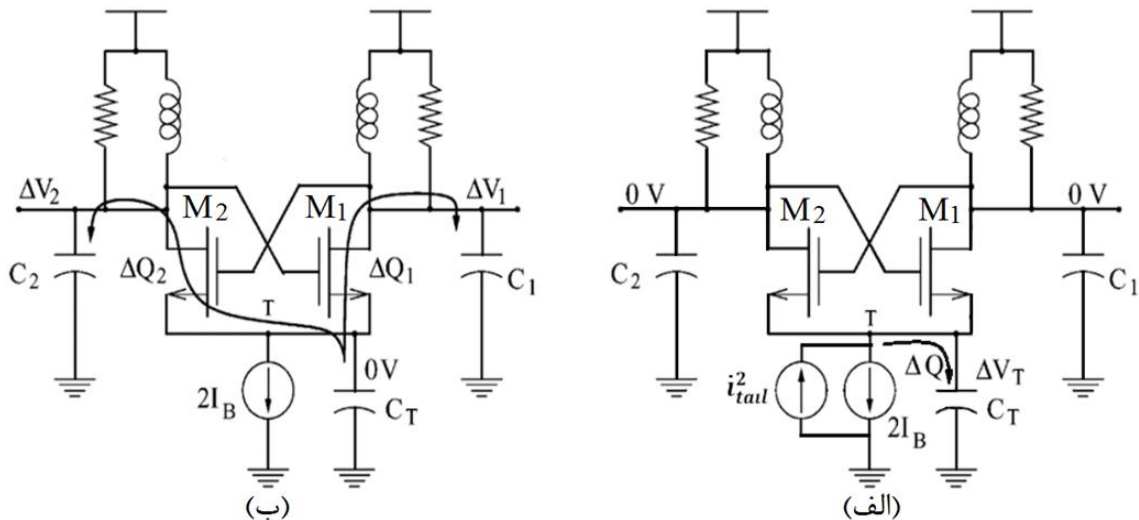
۴-۳-۱-۲- محاسبه Γ_{tail}

به روش مشابه، Γ_{tail} نیز برای منبع جریان بایاس قابل محاسبه است. منبع نویز $\overline{i_{\text{tail}}^2}$ خازن

پارازیتیک C_T را با بار ΔQ به اندازه Δv_T شارژ می‌کند، ولی همان‌طور که قبلاً هم اشاره شد جریان

ضربه‌ای تنها از خازن‌ها عبور می‌کند و از مسیر ترانزیستورهای اتصال-ضربداری عبور نمی‌کند. بنابراین در این مرحله مانند آنچه در شکل ۴-۵-الف مشاهده می‌شود، تغییر ولتاژ C_1 و C_2 صفر است. بار دیگر دوره تناوب به بازه‌هایی بر حسب ϕ تقسیم می‌شود:

۱- $-\Phi < \phi < +\Phi$: در این بازه M_1 و M_2 فعال هستند. از این رو خازن همه بار C_T در دو مسیر C_1 و C_2 با ثابت زمانی به ترتیب $\tau_{T1} = C_T/g_{m1}$ و $\tau_{T2} = C_T/g_{m2}$ که نسبت به دوره تناوب نوسان کوچک هستند، دشارژ می‌شود. بنابراین بار نهایی روی خازن‌های تانک ΔQ_1 و ΔQ_2 خواهد بود و مطابق شکل ۴-۵-ب در گره $tank^+$ و $tank^-$ به ترتیب تغییر ولتاژ ΔV_1 و ΔV_2 ایجاد می‌شود که با روابط (۴-۲۷) و (۴-۲۸) قابل محاسبه هستند.



شکل ۴-۵- استخراج ISF برای نویز منبع جریان بایاس، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن اند، (الف) مرحله شارژ خازن C_T ، (ب) مرحله دشارژ خازن C_T .

$$\Delta V_1 = \frac{\Delta Q_1}{C} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{\Delta Q}{C} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \Delta V \quad (۴-۲۷)$$

$$\Delta V_2 = \frac{\Delta Q_2}{C} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{\Delta Q}{C} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \Delta V \quad (۴-۲۸)$$

با در نظر گرفتن اثر همبستگی، تغییر ولتاژ نهایی C_1 ، یعنی $\Delta V'_1$ ، بدست می‌آید.

$$\Delta V'_1 = \Delta V_1 - \Delta V_2 = \frac{g_{m1} - g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \Delta V \quad (۴-۲۹)$$

۲- $\Phi < \phi < \pi - \Phi$: در این بازه M_1 فعال است و تمام بار ΔQ از C_T به C_1 تخلیه می‌شود و تغییر ولتاژ Δv را در گره tank^+ ایجاد می‌کند.

۳- $\pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi$: مانند حالت اول هر دو ترانزیستور فعال اند و Δv_1 همانند قبل قابل محاسبه است.

۴- $\pi + \Phi < \phi < 2\pi - \Phi$: در این بازه M_2 فعال است. پس بار ΔQ از C_T به C_2 تخلیه می‌شود و تغییر ولتاژ Δv در گره tank^- ایجاد می‌کند.

در نهایت با توجه به اینکه Δv موجب تابع حساسیت $\Gamma_{R_{t,+}}$ در خروجی tank^+ و تابع حساسیت $\Gamma_{R_{t,-}}$ در خروجی tank^- می‌شود، $\Gamma_{\text{tail}}(\phi)$ به صورت رابطه (۴-۳۰) قابل بیان است که همان‌طور که مشاهده می‌شود فرکانس Γ_{tail} دو برابر فرکانس نوسان است. زیرا همان‌طور که در قبل بیان شد، منبع جریان در مسیر مد مشترک و هماهنگ زوج فرکانس عمل می‌کند.

$$\Gamma_{\text{tail}}(\phi) = \begin{cases} \frac{g_{m1} - g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \Gamma_{R_{t,+}} = \frac{\sin(\phi)}{\sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}} \frac{\cos(\phi)}{N}, & -\Phi < \phi < \Phi \\ \Gamma_{R_{t,+}} = \frac{\cos(\phi)}{N}, & \Phi < \phi < \pi - \Phi \quad (30-4) \\ \frac{g_{m1} - g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \Gamma_{R_{t,+}} = \frac{\sin(\phi)}{\sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\phi)}} \frac{\cos(\phi)}{N}, & \pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi \\ \Gamma_{R_{t,-}} = -\frac{\cos(\phi)}{N}, & \pi + \Phi < \phi < 2\pi - \Phi \end{cases}$$

نویز منبع جریان نویز ایستان است و دائم در مدار حضور دارد. بنابراین برای مقدار rms آن رابطه (۴-۳۱) را خواهیم داشت که $\eta(\Phi)$ با انتگرال‌گیری از توان دوم رابطه (۴-۳۵) برای محاسبه مقدار rms آن بدست می‌آید.

$$\Gamma_{\text{tail,rms}}^2(\Phi) = \frac{1}{2N^2} \eta(\Phi) \quad (31-4)$$

۴-۳-۱-۳- محاسبه نویز فاز

با کوچک فرض کردن Φ ، کوچک بودن خازن C_T و با استفاده از رابطه (۳-۳۲) نویز فاز کلی برای

نوسان‌ساز اتصال-ضربداری به صورت رابطه زیر قابل محاسبه است.

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10\log \left[\frac{K_B T}{NA_{\text{tank}}^2 C^2 \Delta\omega^2 R_t} \left(\gamma + 1 + \frac{\eta}{N} \gamma g_{mT} R_t \right) \right] \quad (32-4)$$

در کل بر اساس روابط و تحلیل‌های بیان شده، قابل مشاهده است که حتی اگر C_T به اندازه‌های کوچک نباشد که مسیر امپدانس بالا را برای رفع اثر بارگذاری ضریب کیفیت تانک، توسط امپدانس ترانزیستورهای اتصال-ضربداری در ناحیه اهمی فراهم کند، باز هم به علت اثر انحطاط سورس^۱ قادر به رفع بخشی از نویزفاز ایجاد شده توسط نویز کانال ترانزیستورها خواهد بود.

در ادامه به تجدید نظر در محاسبه نویزفاز با فرض کوچک نبودن C_T خواهیم پرداخت و اثر افزایش خازن C_T بر روی نویزفاز را مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۴-۳-۲- محاسبه توابع حساسیت و نویزفاز اگر C_T خیلی کوچک نباشد

در بخش قبل با فرض کوچک بودن خازن C_T ، فرض شد که هم‌زمان با شارژ خازن‌های تانک خازن C_T با بار ΔQ شارژ و سپس در مسیر ترانزیستورها و خازن‌های تانک بسته به بازه‌ای که ϕ در آن قرار دارد، دشارژ می‌شود. اگر C_T خیلی کوچک نباشد، ثابت زمانی آن نسبت به دوره تناوب نوسان خروجی قابل ملاحظه است؛ بنابراین این فرض که همه بار آن در لحظه مورد بررسی در مسیر ترانزیستورها و خازن تانک تخلیه می‌شود فرض درستی نیست. در بازه‌ای از زمان دشارژ C_T که نسبت به دوره تناوب نوسان کوچک است، بخشی از بار آن دشارژ می‌شود و بقیه بار روی آن باقی می‌ماند. بنابراین تغییر ولتاژ نهایی گره T که با $\Delta V'_T$ نشان داده می‌شود، غیرصفر خواهد بود و باید اثر آن روی گره خروجی محاسبه شود. حال با در نظر گرفتن این موضوع برای محاسبه توابع حساسیت منابع نویز مختلف و نویزفاز نوسان‌ساز مورد بررسی به روش زیر عمل می‌کنیم.

۱- source degeneration : افزودن المانی مداری بین سورس ترانزیستور و زمین که باعث ایجاد اثرات مختلف روی مدار، مانند کاهش بهره و رده نویز می‌شود.

۴-۳-۲-۱- محاسبه Γ_{ids}

همانند آنچه گذشت سه بازه برای محاسبه تابع حساسیت ضربه نویز کانال ترانزیستور M_1 در نظر

می‌گیریم:

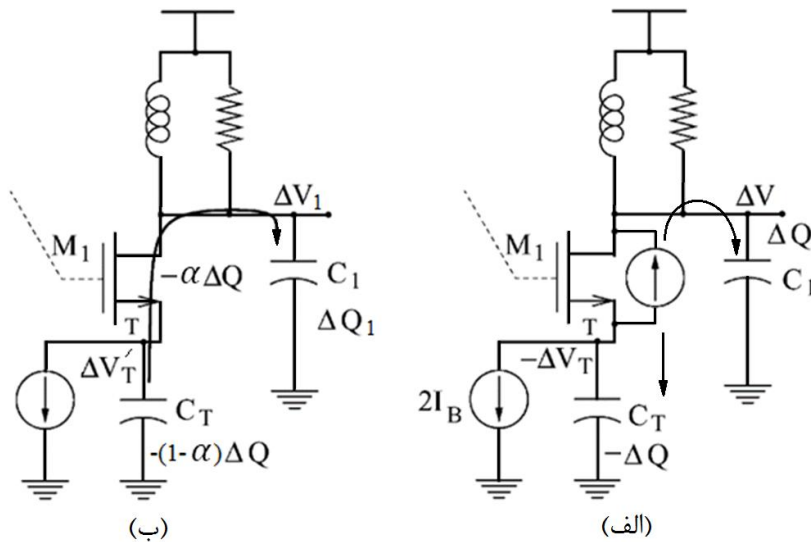
۱- $\Phi < \phi < \pi - \Phi$: در این بازه M_1 فعال و M_2 خاموش است. همان‌طور که در شکل ۴-۶-الف

نشان داده شده است، C_1 با بار ΔQ به اندازه ΔV و C_T با بار $-\Delta Q$ به اندازه $-\Delta V_T$ شارژ می‌شود. اما در

این حالت ثابت زمانی مربوط به مسیر دشارژ C_T به اندازه کافی کوچک نخواهد بود که بتوان فرض کرد

همه بار آن در خازن C_1 تخلیه می‌شود. پس در ادامه با فرض آن که α برابر بار خازن C_T (نه همه بار)

دشارژ می‌شود به محاسبه تابع حساسیت می‌پردازیم.



شکل ۴-۶- استخراج ISF برای نویز ترانزیستور M_1 ، زمانی که تنها M_1 روشن است و C_T کوچک نباشد، (الف) مرحله شارژ خازن‌ها، (ب) مرحله دشارژ خازن C_T .

با توجه به فرض فوق تغییر بار نهایی خازن C_1 برابر است با:

$$\Delta Q_1 = \Delta Q - \alpha \Delta Q = (1 - \alpha) \Delta Q \quad (۳۳-۴)$$

و تغییر ولتاژ گره خروجی برابر است با:

$$\Delta v_1 = (1 - \alpha) \Delta v \quad (۳۴-۴)$$

همچنین تغییر بار و ولتاژ خازن C_T از رابطه (۴-۳۵) قابل محاسبه است.

$$\Delta Q_T = -(1 - \alpha)\Delta Q \quad , \quad \Delta v'_T = (\alpha - 1)\Delta v_T \quad (35-4)$$

همان طور که ملاحظه می شود، با فرض فوق یک تفاوت عمده بین این مدار و آنچه در صفحات قبل بیان شد به چشم می خورد. تفاوت مذکور همان طور که در قبل هم اشاره شد، آن است که در این جا ولتاژ خازن C_T غیر صفر است و می تواند بر روی گره خروجی tank^+ از طریق ترانزیستور M_1 به عنوان یک تقویت کننده گیت مشترک تأثیر گذارد. بنابراین با لحاظ کردن اثر ولتاژ باقیمانده بر روی خازن C_T در خروجی tank^+ ، تغییر ولتاژ نهایی این گره، یعنی $\Delta v'_1$ ، برای محاسبه تابع حساسیت به صورت زیر است.

$$\Delta v'_1 = \Delta v_1 + A_{CG1} \cdot \Delta v'_T = (1 - \alpha)\Delta v + g_{m1}R_t(\alpha - 1)\Delta v_T \quad (36-4)$$

که A_{CG1} بهره گیت مشترک ترانزیستور M_1 است. با توجه به اینکه $\Delta v_T = C/C_T \cdot \Delta v$ است، رابطه (36-4) را به صورت زیر می توان نوشت.

$$\Delta v'_1 = (1 - \alpha)\Delta v + g_{m1}R_t(\alpha - 1) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v \quad (37-4)$$

در نهایت $\Delta v'_1$ به صورت رابطه (38-4) خواهد بود.

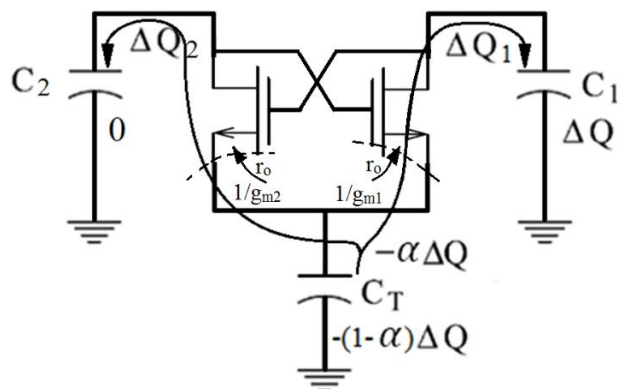
$$\Delta v'_1 = (1 - g_{m1}R_t \frac{C}{C_T})(1 - \alpha)\Delta v \quad (38-4)$$

در نتیجه Γ_{ids1} در بازه $\Phi < \phi < \pi - \Phi$ به صورت زیر قابل بیان است.

$$\Gamma_{ids1} = (1 - g_{m1}R_t \frac{C}{C_T})(1 - \alpha)\Gamma_{R_t,+} \quad (39-4)$$

$-\Phi < \phi < \Phi$ و $\pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi$: با توجه به اینکه هر دو ترانزیستور در این بازه فعال هستند و با فرض عدم تخلیه کامل بار خازن C_T ، بار $-\alpha\Delta Q$ در دو مسیر C_1 و C_2 تا زمین تخلیه می شود. محاسبه میزان باری که در هر یک از دو مسیر تخلیه می شود مانند آنچه در شکل 4-7 نشان داده شده است، با توجه به مقاومت دیده شده از سورس ترانزیستورها و با استفاده از روابط تقسیم بار بین دو مسیر صورت می گیرد. بنابراین تغییر بار خازن C_1 برابر است با:

$$\Delta Q_1 = \Delta Q - \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha\Delta Q = \frac{g_{m2} + (1 - \alpha)g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta Q \quad (40-4)$$



شکل ۴-۷- تقسیم بار تخلیه شده خازن C_T در دو مسیر

و از آنجا تغییر ولتاژ در گره خروجی tank^+ برابر است با:

$$\Delta v_1 = \frac{g_{m2} + (1 - \alpha)g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta v \quad (41-4)$$

همچنین تغییر بار و ولتاژ در خازن C_2 به صورت زیر خواهد بود.

$$\Delta Q_2 = -\frac{\alpha g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta Q \quad (42-4)$$

$$\Delta v_2 = -\frac{\alpha g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta v \quad (43-4)$$

بار دیگر با توجه به آنکه بار خازن C_T کاملا تخلیه نشده است و ولتاژ آن غیر صفر است، باید اثر تغییر ولتاژ گره T روی دو گره tank^+ و tank^- از طریق دو ترانزیستور M_1 و M_2 به عنوان تقویت کننده‌های گیت مشترک و به ترتیب با بهره A_{CG1} و A_{CG2} اعمال گردد. با توجه به اینکه $\Delta v'_T = (\alpha - 1)\Delta v_T$ است و با انتقال اثر گره tank^- روی tank^+ (ناشی از همبستگی نوین)، $\Delta v'_1$ به صورت رابطه (۴۴-۴) قابل بیان است.

$$\Delta v'_1 = \Delta v_1 + A_{CG1}(\alpha - 1)\Delta v_T - \Delta v_2 - A_{CG2}(\alpha - 1)\Delta v_T \quad (44-4)$$

با جایگذاری روابط (۴۱-۴) و (۴۳-۴) در رابطه (۴۴-۴) و با توجه به آنکه $\Delta v_T = \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v$ است، تغییر ولتاژ نهایی گره خروجی برابر است با:

$$\Delta V_1' = \frac{g_{m2} + (1 - \alpha)g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta V + g_{m1}R_t(\alpha - 1) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta V + \frac{\alpha g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta V$$

$$- g_{m2}R_t(\alpha - 1) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta V = \frac{(1 + \alpha)g_{m2} + (1 - \alpha)g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \Delta V \quad (45-4)$$

$$+ (\alpha - 1)(g_{m1} + g_{m2})R_t \frac{C}{C_T} \cdot \Delta V$$

در نهایت Γ_{ids1} در بازه مذکور از رابطه (46-4) قابل محاسبه است.

$$\Gamma_{ids1} = \left[\frac{(1 + \alpha)g_{m2} + (1 - \alpha)g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} + (g_{m1} - g_{m2})(\alpha - 1)R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_t,+} \quad (46-4)$$

3- $\pi + \Phi < \phi < 2\pi - \Phi$: در این بازه ترانزیستور M_1 خاموش است، و تابع حساسیت آن در این بازه

برابر با صفر است.

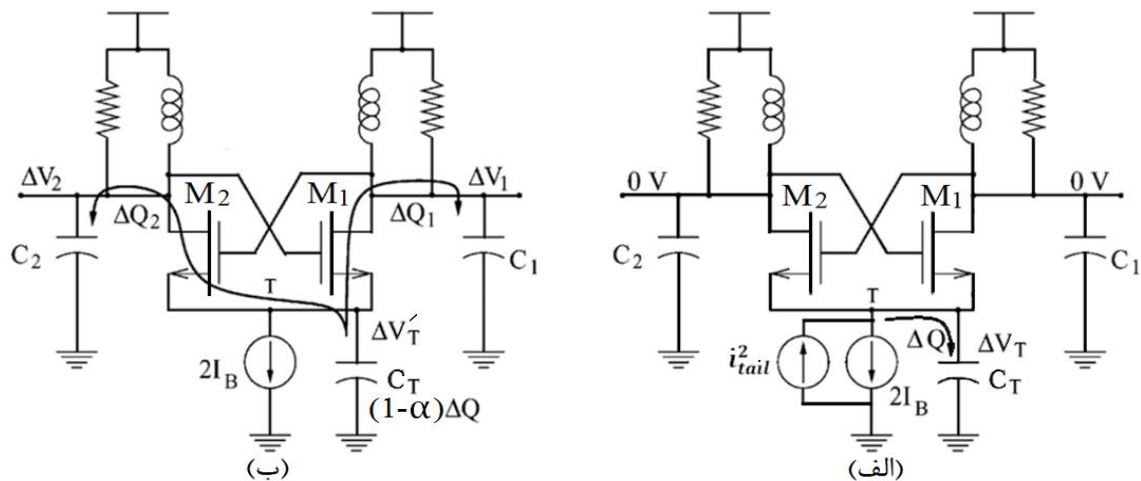
4-3-2- محاسبه Γ_{tail}

منبع نویز i_{tail}^2 خازن C_T را با بار ΔQ تا ولتاژ ΔV_T شارژ می کند که جهت یادآوری دوباره تکرار

می کنیم که جریان نویز ضربه ای تنها از خازن ها عبور می کند، بنابراین جریان منبع نویز تنها خازن C_T

را شارژ می کند. از این رو تغییر ولتاژ خازن های C_1 و C_2 مطابق شکل 4-8-الف در این مرحله صفر

است.



شکل 4-8- استخراج ISF برای نویز منبع جریان بایاس، زمانی که هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن اند و C_T

کوچک نباشد، الف) مرحله شارژ خازن C_T ، ب) مرحله دشارژ خازن C_T .

جهت محاسبه تابع حساسیت Γ_{tail} مشابه قبل چهار بازه مختلف برای نواحی کار ترانزیستورها در

نظر می‌گیریم:

۱- $-\Phi < \phi < +\Phi$: در این بازه هر دو ترانزیستور M_1 و M_2 روشن هستند، بنابراین بخشی از بار

خازن C_T در دو مسیر ترانزیستورها و خازن‌های تانک دشارژ می‌شود و بخشی دیگر روی آن باقی می‌ماند.

مانند آنچه در محاسبه Γ_{ids1} بیان شد، فرض می‌کنیم α برابر بار خازن C_T در C_1 و C_2 تخلیه شده و

$1-\alpha$ برابر آن باقی بماند که ولتاژ باقیمانده در دو سر خازن C_T برابر $\Delta v'_T = (1-\alpha)\Delta v_T$ است. در نتیجه

تغییر ولتاژ خازن C_1 با بار ΔQ_1 ، برابر Δv_1 و تغییر ولتاژ خازن C_2 با بار ΔQ_2 ، برابر Δv_2 خواهد بود که

در شکل ۴-۸-ب قابل مشاهده است. با ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 با روابط و قابل محاسبه است.

$$\Delta Q_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta Q \quad , \quad \Delta v_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta v \quad (47-4)$$

$$\Delta Q_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta Q \quad , \quad \Delta v_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta v \quad (48-4)$$

اکنون با اعمال اثر تغییر ولتاژ گره T از طریق ترانزیستورهای M_1 و M_2 روی گره‌های tank^+ و

tank^- و همچنین انتقال اثر گره tank^- روی tank^+ به علت همبستگی نویز آن‌ها، تغییر ولتاژ نهایی گره

خروجی، یعنی $\Delta v'_1$ به صورت رابطه زیر قابل محاسبه خواهد بود.

$$\Delta v'_1 = \Delta v_1 + A_{CG1}(1 - \alpha)\Delta v_T - \Delta v_2 - A_{CG2}(1 - \alpha)\Delta v_T \quad (49-4)$$

در نهایت با جایگذاری عبارات Δv_1 و Δv_2 از روابط (۴۷-۴) و (۴۸-۴) در رابطه (۴۹-۴) و همچنین با

در نظر داشتن $\Delta v = \Delta v_T = \frac{C}{C_T} \Delta v$ ، به صورت رابطه زیر بدست خواهد آمد.

$$\Delta v'_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta v + g_{m1} R_t (1 - \alpha) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v - \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \cdot \alpha \Delta v \quad (50-4)$$

$$-g_{m2} R_t (1 - \alpha) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v = (g_{m1} - g_{m2}) \left[\frac{\alpha}{g_{m1} + g_{m2}} + (1 - \alpha) R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Delta v$$

۲- $\Phi < \phi < \pi - \Phi$: در این بازه M_1 روشن و M_2 خاموش است. پس بار $\alpha \Delta Q$ که آن را ΔQ_1

می‌نامیم، تنها از مسیر ترانزیستور M_1 و خازن C_1 دشارژ می‌شود و آن را تا ولتاژ Δv_1 شارژ می‌نماید. از

آنجا که بار باقیمانده روی خازن C_T برابر $(1-\alpha)\Delta Q$ و ولتاژ گره T برابر $\Delta v_T = (1-\alpha)\Delta v_T$ خواهد بود، با انتقال اثر این ولتاژ روی گره خروجی tank^+ تغییر ولتاژ نهایی گره خروجی به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\Delta v'_1 = \Delta v_1 + A_{CG1}\Delta v'_T = \Delta v_1 + g_{m2}R_t(1-\alpha)\Delta v_T \quad (51-4)$$

با قرار دادن عبارات $\Delta v_T = C/C_T \cdot \Delta v$ و $\Delta v_1 = \alpha \Delta v$ در رابطه (51-4)، $\Delta v'_1$ به صورت رابطه زیر قابل بیان است.

$$\Delta v'_1 = \alpha \Delta v + g_{m1}R_t(1-\alpha) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v = \left[\alpha + g_{m1}(1-\alpha)R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Delta v \quad (52-4)$$

3- $\pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi$: در این بازه مانند بازه اول هر دو ترانزیستور روشن هستند، بنابراین $\Delta v'_1$ همانند قبل قابل محاسبه است.

4- $\pi + \Phi < \phi < 2\pi - \Phi$: در این بازه M_2 روشن و M_1 خاموش است، بنابراین بار $\alpha \Delta Q$ از مسیر ترانزیستور M_2 و خازن C_2 دشارژ شده و آن را تا ولتاژ $\Delta v_2 = \alpha \Delta v$ شارژ می‌نماید. بار دیگر با اعمال اثر ولتاژ گره T روی گره خروجی tank^- از طریق بهره گیت مشترک ترانزیستور M_2 ، تغییر ولتاژ نهایی این گره یعنی $\Delta v'_2$ را به صورت زیر می‌توان محاسبه نمود.

$$\begin{aligned} \Delta v'_1 &= \Delta v_1 + A_{CG1}\Delta v'_T = \alpha \Delta v + g_{m2}R_t(1-\alpha) \frac{C}{C_T} \cdot \Delta v \\ &= \left[\alpha + g_{m2}(1-\alpha)R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Delta v \end{aligned} \quad (53-4)$$

در نهایت با توجه به اینکه Δv در گره tank^+ و tank^- به ترتیب منجر به تابع حساسیت $\Gamma_{R_t,+}$ و $\Gamma_{R_t,-}$ می‌شود، Γ_{tail} به صورت رابطه زیر قابل بیان خواهد بود.

$$\Gamma_{\text{tail}} = \begin{cases} (g_{m1} - g_{m2}) \left[\frac{\alpha}{g_{m1} + g_{m2}} + (1 - \alpha) R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , -\Phi < \emptyset < \Phi \\ \left[\alpha + g_{m1} (1 - \alpha) R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \Phi < \emptyset < \pi - \Phi \quad (54-4) \\ (g_{m1} - g_{m2}) \left[\frac{\alpha}{g_{m1} + g_{m2}} + (1 - \alpha) R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \pi - \Phi < \emptyset < \pi + \Phi \\ \left[\alpha + g_{m2} (1 - \alpha) R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,-}} & , \pi + \Phi < \emptyset < 2\pi - \Phi \end{cases}$$

۳-۲-۳-۴- محاسبه نویزفاز

در انتها توان دوم مقادیر مؤثر توابع حساسیت بدست آمده را با فرض آنکه خازن C_T خیلی کوچک نباشد و با توجه به ایستادن یا دوره‌ای-ایستادن بودن منبع نویز مربوط به آن‌ها در رابطه تعمیم یافته (۳۲-۳) حاصل از مدل نویزفاز حاجی‌میری [۱۱] قرار داده و $\mathcal{L}(\Delta\omega)$ را محاسبه می‌کنیم.

برای محاسبه α ابتدا ثابت زمانی خازن C_T را از رابطه $\tau = C/g_m$ محاسبه کرده و سپس میزان دشارژ خازن را در زمان t که خیلی کوچکتر از دوره تناوب نوسان ($t \ll T$) باشد، بدست می‌آوریم. ولتاژ خازن C_T هنگام دشارژ بر حسب زمان برابر است با:

$$V_{C_T}(t) = \Delta v_T e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (55-4)$$

با توجه به رابطه $Q = CV$ بار خازن C_T بر حسب زمان به صورت رابطه (۵۶-۴) محاسبه می‌شود.

$$Q_{C_T}(t) = \Delta Q e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (56-4)$$

بنابراین مقدار بار دشارژ شده از خازن C_T که با ΔQ_d نشان داده شده است، به صورت رابطه (۵۷-۴) بدست خواهد آمد.

$$\Delta Q_d = \Delta Q - Q_{C_T}(t) = \Delta Q \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (57-4)$$

در نهایت مطابق رابطه (۵۸-۴) نسبت بار دشارژ شده به بار کل، α را به طور تقریبی نشان می‌دهد.

$$\alpha = \frac{\Delta Q_d}{\Delta Q} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (58-4)$$

با توجه به آنکه در محاسبه مقدار مؤثر توابع حساسیت، بسیاری از انتگرال‌ها فقط به صورت عددی قابل حل هستند از ارائه یک فرمول بسته در این بخش خودداری می‌نماییم و تنها به بررسی اثر خازن C_T با حل عددی انتگرال‌ها در بخش شبیه‌سازی خواهیم پرداخت.

۴-۳-۳- محاسبه توابع حساسیت اگر C_T بزرگ باشد

حالت دیگری که می‌توان برای C_T متصور بود آن است که C_T به اندازه‌ای بزرگ باشد که تقریباً هیچ بخشی از بار آن تخلیه نشود^۱ به عبارتی $\alpha = 0$ باشد، بنابراین با قرار دادن $\alpha = 0$ در روابط بدست آمده در قسمت قبل به راحتی می‌توان توابع حساسیت $\Gamma_{i_{ds1}}$ و Γ_{tail} را به ترتیب از روابط (۴-۵۹) و (۴-۶۰) محاسبه نمود.

$$\Gamma_{i_{ds1}} = \begin{cases} \left[1 - (g_{m1} - g_{m2})R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , -\Phi < \varnothing < \Phi \\ \left[1 - g_{m1}R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \Phi < \varnothing < \pi - \Phi \\ \left[1 - (g_{m1} - g_{m2})R_t \frac{C}{C_T} \right] \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \pi - \Phi < \varnothing < \pi + \Phi \\ 0 & , \pi + \Phi < \varnothing < 2\pi - \Phi \end{cases} \quad (۴-۵۹)$$

$$\Gamma_{tail} = \begin{cases} (g_{m1} - g_{m2})R_t \frac{C}{C_T} \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , -\Phi < \varnothing < \Phi \\ g_{m1}R_t \frac{C}{C_T} \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \Phi < \varnothing < \pi - \Phi \\ (g_{m1} - g_{m2})R_t \frac{C}{C_T} \cdot \Gamma_{R_{t,+}} & , \pi - \Phi < \varnothing < \pi + \Phi \\ g_{m2}R_t \frac{C}{C_T} \cdot \Gamma_{R_{t,-}} & , \pi + \Phi < \varnothing < 2\pi - \Phi \end{cases} \quad (۴-۶۰)$$

با توجه به آنچه در مراحل محاسبات نویزفاز گذشت، ظاهراً بزرگ بودن خازن C_T از یک طرف سبب افزایش تبدیل نویز ترانزیستورهای اتصال-ضربداری به نویزفاز و از طرفی سبب کاهش تبدیل نویز منبع جریان به نویزفاز می‌گردد. البته نتیجه دقیق را می‌بایست بر عهده محاسبات ریاضی و عددی گذاشت.

۱- در حالت کلی به نظر می‌رسد به علت اختلاف پتانسیل بین خازن‌های تانک و C_T ، بار موجود در آن‌ها گرایش به ایجاد تعادل داشته باشد. اما اگر C_T به اندازه کافی کوچک نباشد، ممکن است تبادل بار و ایجاد تعادل به طور کامل صورت نگیرد.

۴-۴- شبیه‌سازی

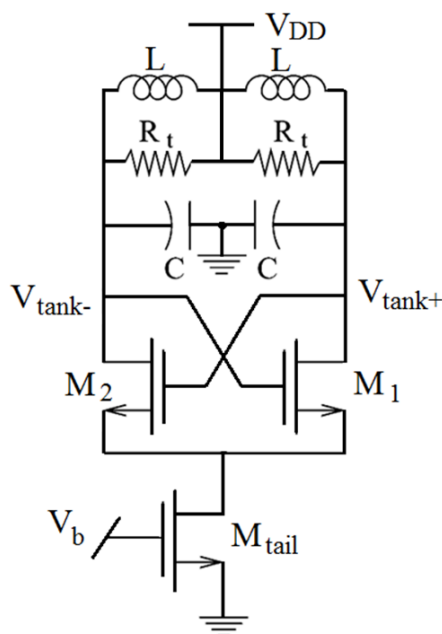
۴-۴-۱- چالش‌های شبیه‌سازی

در روابط (۷-۴) و (۸-۴) که g_{m1} و g_{m2} را بیان می‌کنند، مقدار عبارت زیر رادیکال در عبارت $\sqrt{2\sin^2(\Phi) - \sin^2(\emptyset)}$ ، برای بعضی مقادیر ϕ کوچکتر از صفر می‌شود که این موضوع بستگی به مقدار Φ دارد. همان‌طور که در بخش قبل ملاحظه شد، برای C_T های کوچک انتگرال گیری در بازه‌ای از ϕ صورت گرفته است که عبارت زیر رادیکال مثبت است.

در این پایان‌نامه که C_T بزرگ نیز در نظر گرفته شده، انتگرال‌گیری در بازه‌های مختلف صورت می‌گیرد که در بعضی از بازه‌ها عبارت زیر رادیکال منفی بدست می‌آید. آنچه از محاسبات پاسخ انتگرال‌ها و توابع حساسیت بر حسب Φ از 0 تا $\pi/2$ مشاهده شد آن است که برای Φ های کوچک‌تر از $\pi/4$ مقدار انتگرال محاسبه شده موهومی خواهد بود. از این رو شبیه‌سازی که در ادامه ارائه می‌شود برای C_T های کوچک نباشد و یا بزرگ باشد، برای $\Phi > \pi/4$ انجام خواهد شد، زیرا تحلیل و توجیهی برای موهومی شدن پاسخ‌ها نداریم.

۴-۴-۲- نتایج شبیه‌سازی

نوسان‌ساز اتصال-ضربدری شبیه‌سازی شده که در شکل ۹-۴ نشان داده شده است، با استفاده از نرم‌افزار ADS و در تکنولوژی TSMC 0.18 μm CMOS طراحی و شبیه‌سازی شده است. هدف از این قسمت مقایسه نتایج محاسبات تحلیلی و شبیه‌سازی و سپس بررسی اثر خازن C_T در نویزفاز توسط روابط تحلیلی است. برای مقایسه نتایج شبیه‌سازی و محاسبات تحلیلی مقایسه خود را در چند مرحله و به ازای حالت‌های متفاوت انجام می‌دهیم.



شکل ۹-۴- نوسان ساز اتصال-ضربدبری شبیه سازی شده.

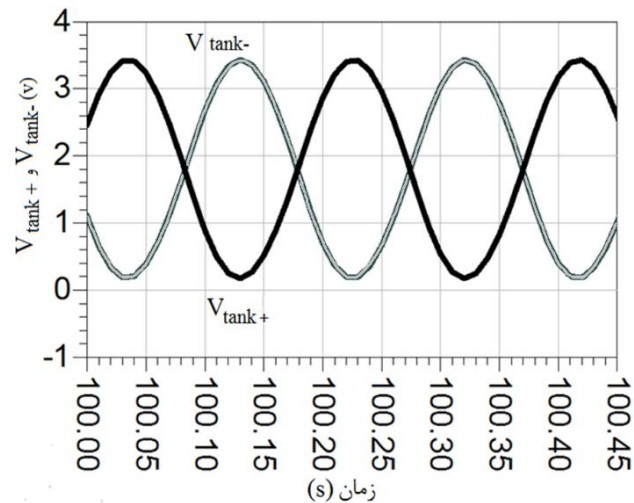
۴-۲-۱- حالت اول $\Phi=13^\circ$ و خازن C_T خیلی کوچک:

ابتدا شبیه سازی های خود را برای $\Phi=13^\circ$ و C_T بسیار کوچک انجام می دهیم. مشخصات نوسان ساز شبیه سازی شده با فرکانس 5.2 GHz و توان مصرفی 6.05mW در جدول ۴-۱ نشان داده شده است که با فرض اینکه خازن پارازیتیک گره T باشد، شبیه سازی انجام شده است.

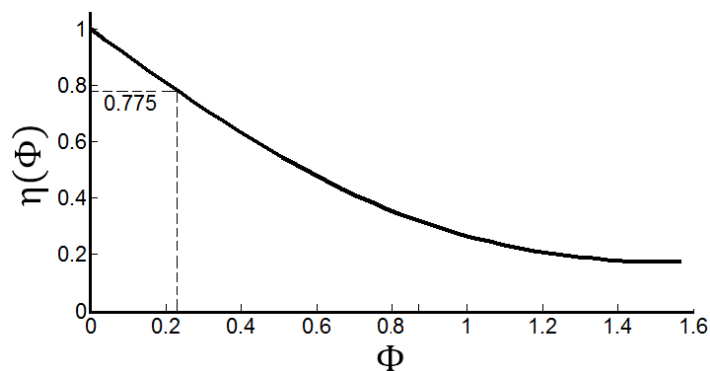
جدول ۴-۱- مقادیر پارامترهای مدار شبیه سازی شده در حالت اول $\Phi=13^\circ$.

پارامتر	مقادیر
$(W/L)_{M1,2}$	16 $\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
$(W/L)_{Mtail}$	18 $\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
L	1 nH
r_L	1 Ω
C	0.837 pF
V_{DD}	1.8 V
V_b	1 V

شکل ۴-۱۰ ولتاژ خروجی tank^+ و tank^- را نمایش می‌دهد. با استفاده از انتگرال‌گیری عددی $\eta(\Phi)$ مربوط به مقدار rms تابع حساسیت منبع جریان دنباله محاسبه و در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود با افزایش Φ مقدار η کاهش می‌یابد و همچنین مقدار $\eta(\Phi)$ به ازای $\Phi=13^\circ$ برابر 0.775 است.

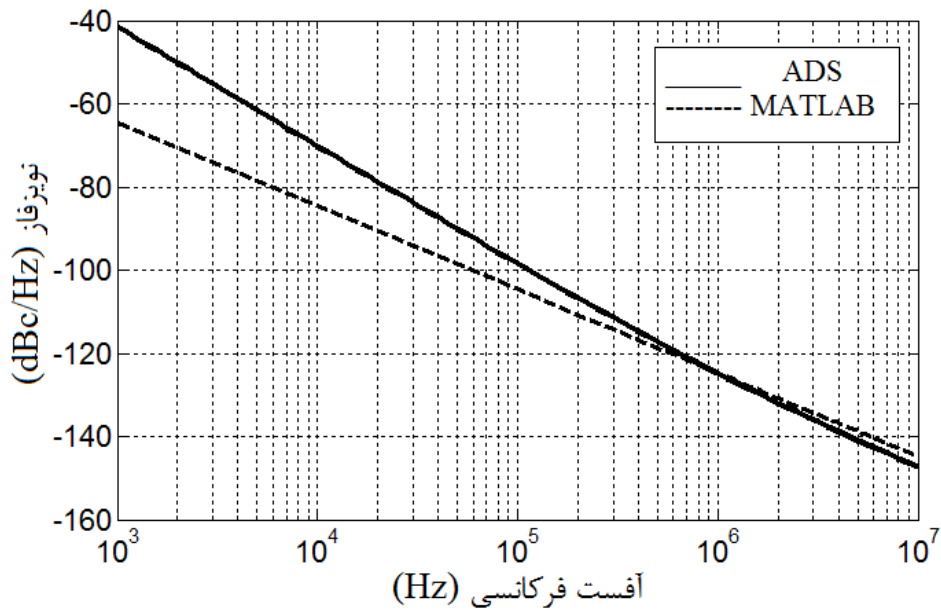


شکل ۴-۱۰- شکل موج ولتاژ دو خروجی تانک در $\Phi=13^\circ$.



شکل ۴-۱۱- $\eta(\Phi)$ مربوط به مقدار rms تابع حساسیت منبع جریان دنباله بر حسب Φ .

با استفاده از رابطه (۴-۳۲) نویزفاز مربوط به این نوسان‌ساز، محاسبه و توسط نرم افزار MATLAB در شکل ۴-۱۲ رسم شده است. همچنین در شکل ۴-۱۲ نویزفاز بدست آمده از شبیه‌سازی مداری در ADS نیز برای مقایسه با محاسبات تحلیلی نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۲- نویزفاز نوسان‌ساز در $\Phi=13^\circ$.

همان‌طور که ملاحظه می‌شود نتایج محاسبات تحلیلی در آفست‌های فرکانسی دور از فرکانس مرکزی مطابقت نسبتاً خوبی با شبیه‌سازی مداری دارد ولی در آفست فرکانسی نزدیک به فرکانس مرکزی دارای خطای قابل توجهی است. به عنوان مثال مقدار نویزفاز در آفست فرکانسی 1 MHz از فرکانس مرکزی با استفاده از شبیه‌سازی -124.763 dBc/Hz و با استفاده از روابط استنتاج شده -125 dBc/Hz بدست آمده است. اما در نواحی نزدیک به فرکانس مرکزی خطای چشم‌گیری وجود دارد که با دور شدن از این فرکانس میزان خطا کاهش می‌یابد. دلیل این خطا این است که روابط برای ناحیه $1/f^2$ نوشته شده و نویزفاز برای این ناحیه محاسبه شده است. بنابراین رابطه (۴-۳۲) نویزفاز نوسان‌ساز را در نواحی نزدیک به فرکانس مرکزی مدل نمی‌کند. به طور کلی شکل ۴-۱۲ حاکی از آن است که روابط تحلیلی روند کاهشی نویزفاز را به خوبی مدل می‌کنند.

در ادامه همان‌طور که گفته شد برای C_T ‌های بزرگ‌تر، شبیه‌سازی بعدی را برای $\Phi > \pi/4$ انجام می‌دهیم. با در نظر گرفتن حاشیه اطمینان 5° ، به طور خاص $\Phi=50^\circ$ انتخاب شده است.

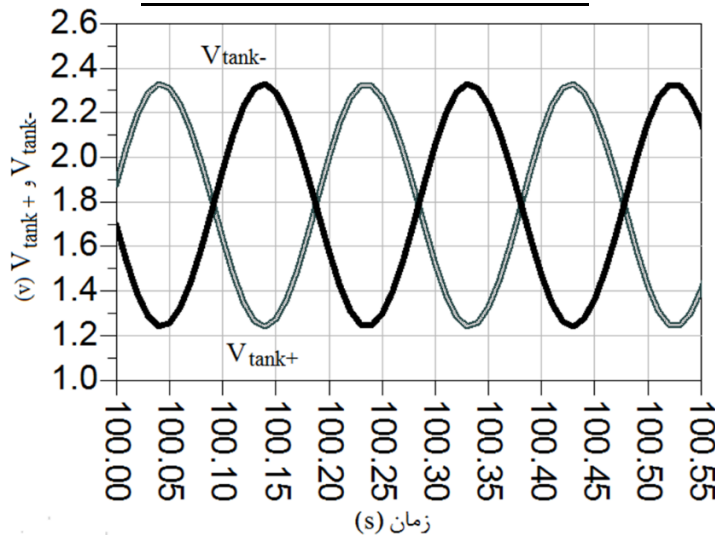
۲-۲-۴-۴- حالت دوم $\Phi=50^\circ$:

مشخصات نوسان ساز شبیه سازی شده در این حالت با فرکانس 5.2 GHz و توان مصرفی 8.87 mW

در جدول ۲-۴ و ولتاژهای خروجی tank^+ و tank^- در شکل ۴-۱۳ قابل مشاهده است.

جدول ۲-۴- مقادیر پارامترهای مدار شبیه سازی شده در حالت دوم $\Phi=50^\circ$.

پارامتر	مقادیر
$(W/L)_{M1,2}$	$16\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
$(W/L)_{Mtail}$	$26.8\mu\text{m}/0.18\mu\text{m}$
L	1 nH
r_L	6Ω
C	0.837 Pf
V_{DD}	1.8 V
V_b	1 V



شکل ۴-۱۳- شکل موج ولتاژ دو خروجی تانک در $\Phi=50^\circ$.

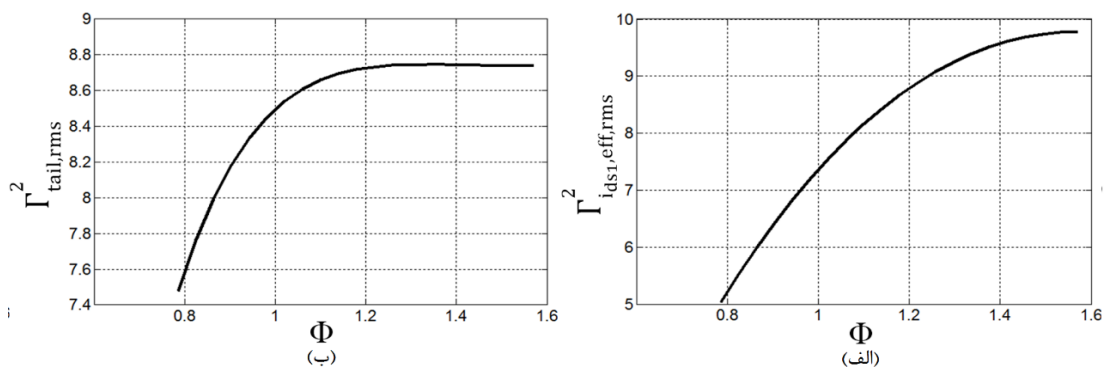
در $\Phi=50^\circ$ ، $\sin(\Phi)$ دیگر مقدار کوچکی نیست، بنابراین استفاده از روش بسط تیلور برای حل

انتگرال های مربوط به محاسبه مقدار rms توابع حساسیت ضربه، امکان پذیر نیست، زیرا در این حالت

جملات با توان‌های بزرگ‌تر در بسط تیلور قابل صرف نظر کردن نیستند. بنابراین انتگرال‌های بدست آمده برای مقادیر غیر کوچک Φ صرفاً به صورت عددی محاسبه گردیده اند.

الف) اگر C_T خیلی کوچک نباشد :

همان‌طور که قبلاً شرح داده شد زمانی که C_T خیلی کوچک نباشد کسری از بار آن (α برابر) دشارژ می‌شود. به ازای $C_T=100$ fF، $\Gamma_{ids1,eff,rms}^2$ و $\Gamma_{tail,rms}^2$ به ازای مقادیر مختلف Φ که با استفاده از انتگرال‌گیری عددی محاسبه شده اند، در شکل ۴-۱۴ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۴ الف) $\Gamma_{ids1,eff,rms}^2$ ، ب) $\Gamma_{tail,rms}^2$ در یک دوره تناوب بر حسب Φ .

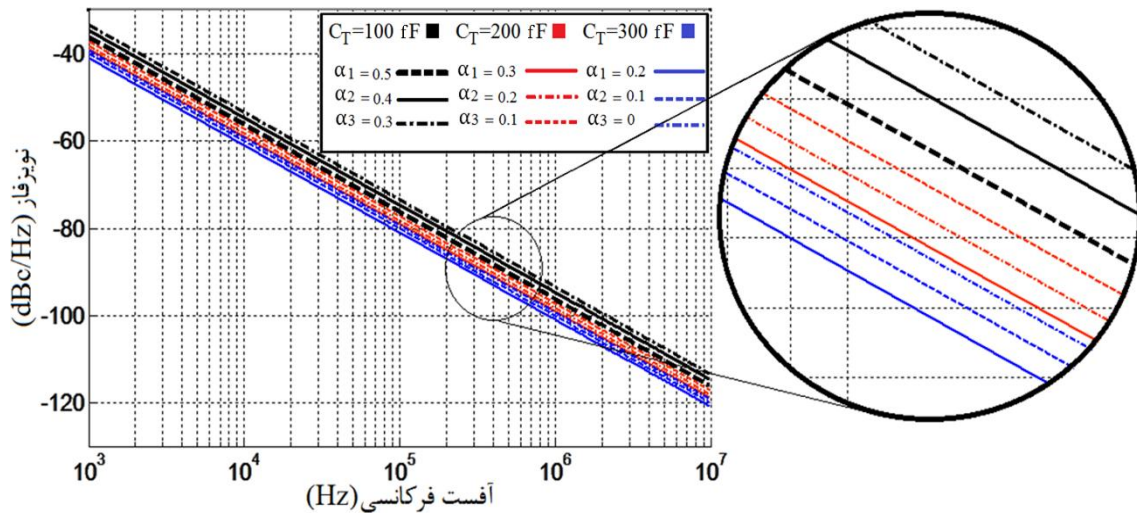
برای محاسبه α با استفاده از رابطه (۴-۵۸)، به طور تقریبی در $t=T/20$ نظر گرفته شده است.

با قرار دادن مقادیر توابع حساسیت به ازای $\Phi=50$ در رابطه نویزفاز (۴-۶۱) نویزفاز بر حسب آفست

فرکانسی $\Delta\omega$ قابل محاسبه است.

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10\log \left[N \frac{1}{4q_{max}^2 \Delta\omega^2} (\Gamma_{ids,rms,eff}^2 \overline{i_{ds}^2} / \Delta f + \Gamma_{Rt,rms}^2 \overline{i_{Rt}^2} / \Delta f + \Gamma_{tail,rms}^2 \overline{i_{tail}^2} / \Delta f) \right] \quad (۴-۶۱)$$

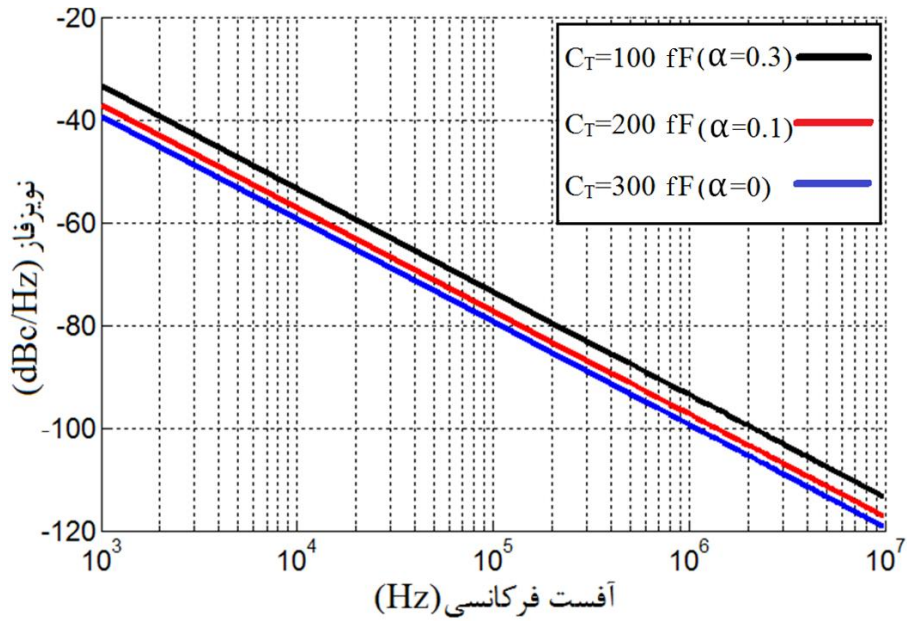
در شکل ۴-۱۵ نویزفاز که برای سه مقدار مختلف خازن C_T با استفاده از روابط تحلیلی و توسط نرم‌افزار MATLAB رسم شده است، قابل مشاهده است. از آنجاکه مقدار دقیقی برای α نمی‌توان یافت (زیرا بستگی به مقدار t دارد)، برای محاسبه نویزفاز سه مقدار α به ازای هر C_T به طور تقریبی در نظر گرفته شده است. هر دسته از نمودارها که مربوط به یک C_T مشخص با سه مقدار α مختلف است در شکل مشخص شده است.



شکل ۴-۱۵- نویز فاز بدست آمده از روش محاسباتی وقتی C_T خیلی کوچک نباشد، به ازای مقادیر مختلف خازن C_T و با در نظر گرفتن α به طور تقریبی در $\Phi=50^\circ$.

با توجه به شکل ۴-۱۵، روند افزایشی نویز فاز همراه با افزایش خازن C_T قابل مشاهده است. همچنین مشاهده می‌شود که نمودار مربوط به ضریب کوچکترین α در یک C_T خاص، نویز فاز بیشتری را نشان می‌دهد. بنابراین این شکل نشان می‌دهد که با کاهش α ، یعنی کاهش میزان باری که از C_T در مسیر C_1 و C_2 تخلیه می‌شود (توجه شود که در $\alpha=0$ همه بار C_T دشارژ می‌شود)، نویز فاز افزایش می‌یابد. به عبارت دیگر این پدیده یعنی دشارژ بخشی از بار C_T در کاهش نویز فاز مؤثر است. همان‌طور که در قبل اشاره شد افزایش خازن C_T به علت افزایش ثابت زمانی دشارژ خازن، موجب کاهش α خواهد شد اما از طرفی دیگر افزایش C_T باعث فیلتر شدن نویز منبع جریان نیز می‌شود. در کل با توجه به شکل ۴-۱۵ افزایش C_T موجب کاهش نویز فاز شده است، بنابراین اثر فیلتر شدن نویز منبع جریان دنباله نسبت به اثر افزایش نویز فاز ناشی از کاهش α غالب بوده است.

برای مقایسه بهتر، نمودارهای نویز فاز شکل ۴-۱۶ برای سه مقدار C_T به ازای کمترین α در شکل نمایش داده شده است که مشاهده می‌شود با افزایش C_T نویز فاز کاهش می‌یابد.



شکل ۴-۱۶- نویز فز برای سه مقدار C_T به ازای کمترین α .

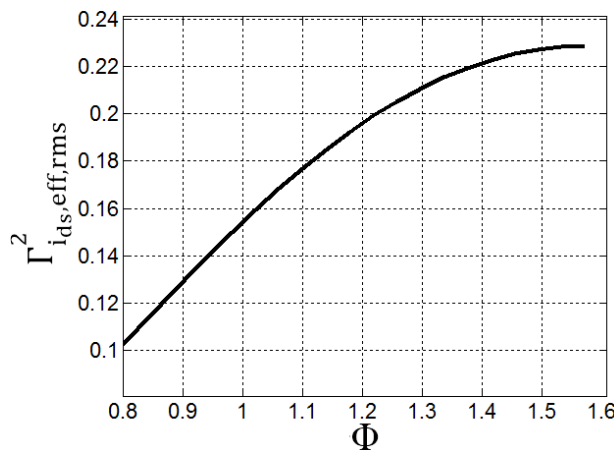
(ب) اگر C_T بزرگ باشد :

یادآوری می‌شود که اگر خازن C_T بزرگ باشد، یعنی ثابت زمانی دشوار آن نسبت به دوره تناوب

نوسان به اندازه‌ای بزرگ باشد که $\alpha=0$ شود، آن‌گاه توابع حساسیت با استفاده از روابط (۴-۵۹) و (۴-۶۰)

محاسبه می‌شوند. برای $C_T=1$ pF، $\Gamma_{ids,eff,rms}^2$ در یک دوره تناوب، به ازای مقادیر مختلف Φ و با

استفاده از انتگرال‌گیری عددی در شکل ۴-۱۷ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۷- $\Gamma_{ids,eff,rms}^2$ برای یک دوره تناوب بر حسب Φ .

همچنین $\Gamma_{tail,rms}^2$ برای بازه $-\Phi < \phi < +\Phi$ و $\pi-\Phi < \phi < \pi+\Phi$ به صورت یک عبارت ریاضی

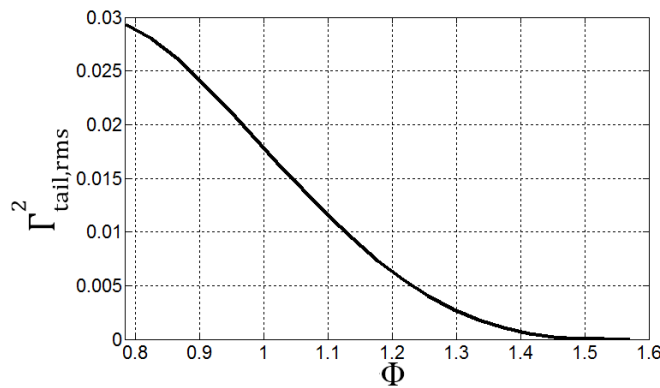
ساده قابل محاسبه است که در رابطه (۴-۶۲) نشان داده شده است.

$$\Gamma_{\text{tail,rms}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} \left((g_{m1} - g_{m2}) R_t \frac{C}{C_T} \cdot \frac{\cos(\phi)}{N} \right)^2 d\phi \quad (۴-۶۲)$$

$$= \frac{\left(A\beta R_t \frac{C}{C_T} \right)^2}{2\pi N^2} \left(\Phi - \frac{1}{4} \sin^2(4\Phi) \right)$$

$\Gamma_{\text{tail,rms}}^2$ در بازه $\Phi < \phi < \pi - \Phi$ و $\Phi < \phi < 2\pi - \Phi$ به صورت عددی حل شده و به ازای مقادیر

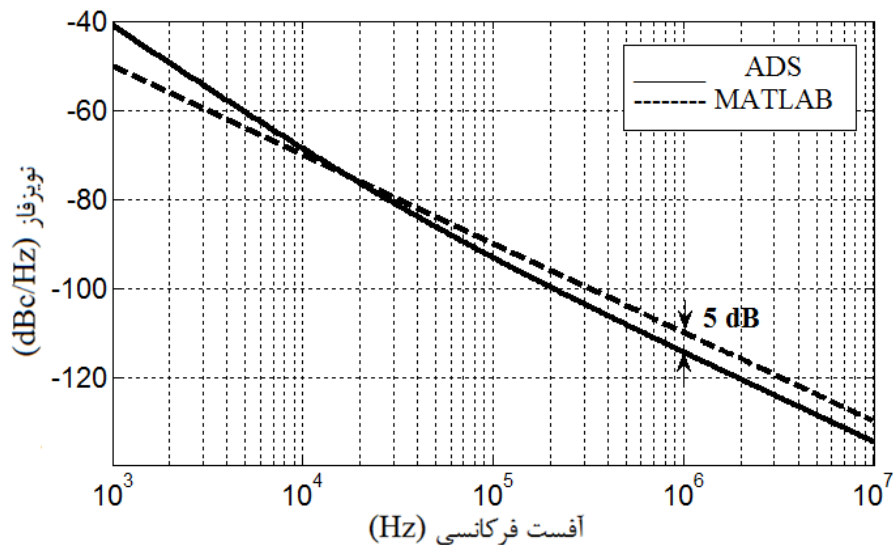
مختلف Φ در شکل ۴-۱۸ نمایش داده شده است.



شکل ۴-۱۸ - $\Gamma_{\text{tail,rms}}^2$ برای بازه $-\Phi < \phi < +\Phi$ و $\pi - \Phi < \phi < \pi + \Phi$

اکنون با استفاده از رابطه (۴-۶۱) مقدار نویزفاز به ازای فرکانس مرکزی 5.2 GHz، $\Phi = 50^\circ$ و جریان

مصرفی 4.94 mA در شکل ۴-۱۹ رسم و نتایج حاصل از شبیه‌سازی مورد مقایسه قرار گرفته است.

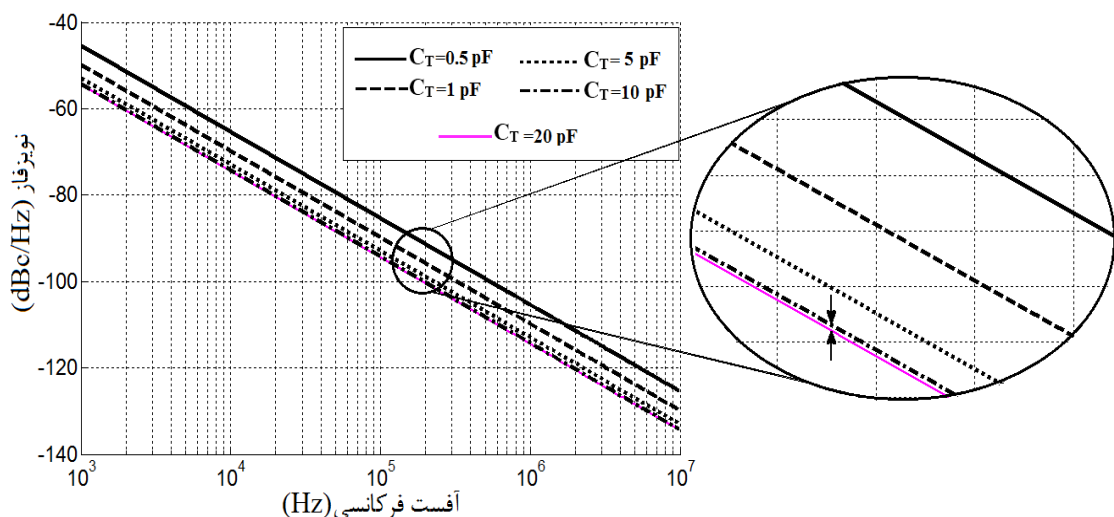


شکل ۴-۱۹ - نویزفاز نویسن‌ساز با $C_T = 1$ pF در $\Phi = 50^\circ$

همان‌طور که مشاهده می‌شود در آفست فرکانسی 1 MHz اختلاف دو نمودار، 5 dB است و البته دو نمودار تطابق خوبی با هم دارند. این اختلاف می‌تواند به علت تقریبی باشد که در هنگام محاسبه نویزفاز به کار برده شده است. به عبارتی، قبلاً بیان شد که اگر ظرفیت خازن C_T خیلی کوچک نباشد همه بار آن در C_1 و C_2 (دشارژ نمی‌شود بلکه بخشی از آن در مسیر ترانزیستور و C و تا زمین تخلیه می‌شود و بقیه بار روی صفحات خازن C_T باقی می‌ماند. اما برای C_T های بزرگ در محاسبات فرض شد که همه بار C_T باقی می‌ماند و دشارژ نمی‌شود. این فرض البته در مورد C_T های خیلی بزرگ با دقت خوبی قابل قبول است.

اکنون برای بررسی اثر خازن C_T بر مقدار نویزفاز، نویزفاز حاصل از رابطه (۴-۶۱) را به ازای مقادیر

مختلف C_T بزرگ در شکل ۴-۲۰ رسم می‌کنیم.



شکل ۴-۲۰- نویزفاز بدست آمده از روش محاسباتی برای C_T های مختلف.

در تأیید کارهای گذشته، نتایج ناشی از روابط تحلیلی بدست آمده در شکل ۴-۲۰ نشان می‌دهد

که با افزایش خازن C_T ، نویزفاز نوسان‌ساز کاهش می‌یابد. این امر نشان دهنده آن است که C_T از انتقال اثر نویز تولیدی توسط منبع جریان، که سهم قابل توجهی در نویزفاز نهایی دارد، به نویزفاز کل نوسان‌ساز جلوگیری می‌نماید و آن را به زمین هدایت می‌کند. هر چه C_T بزرگ‌تر باشد نویزفاز نهایی کمتر خواهد بود. اما با توجه به شکل ۴-۲۰ مشاهده می‌شود که افزایش C_T بیش از مقدار خاصی تغییر زیادی در نویزفاز ایجاد شده نخواهد کرد. از این رو می‌توان این مقدار را به عنوان مقدار بهینه برای خازن C_T در

نظر گرفت. این امر نشان‌دهنده این پدیده است که اثر نویز منبع جریان بایاس در نویزفاز خروجی نوسان‌ساز از بین رفته است و افزایش C_T دیگر باعث تغییر محسوس در نویزفاز نخواهد شد. مقدار بهینه برای C_T بستگی به فرکانس نوسان دارد. همانطور که در شکل ۴-۲۰ مشاهده می‌شود مقدار بهینه خازن C_T در نوسان‌ساز مورد بررسی 10pF است.

حال می‌خواهیم علت این پدیده را با روابط بیان شده در تحلیل نویزفاز گره خروجی بررسی نماییم. برای این منظور یک بازه از بازه‌های مربوط به محاسبه هر کدام از توابع حساسیت مربوط به نویز کانال ترانزیستور M_1 و نویز منبع جریان دنباله را به عنوان نمونه بررسی می‌کنیم. در حالتی که C_T خیلی بزرگ باشد، در بررسی نویز کانال ترانزیستور M_1 و زمانی که تنها M_1 فعال است، تغییر ولتاژ خروجی tank^+ برابر است با:

$$\Delta v'_1 = \Delta v - A_{C.G1} \cdot \Delta v_T \quad (۴-۶۳)$$

که با قرار دادن مقدار $\alpha=0$ در رابطه (۴-۳۶) حاصل می‌شود. با افزایش ظرفیت خازن C_T ، بر اساس رابطه $\Delta Q = C_T \cdot \Delta v_T$ ، کاهش می‌یابد. اگر C_T خیلی بزرگ باشد، Δv_T بسیار کوچک خواهد بود و می‌توان در مقابل Δv در رابطه (۴-۶۳) از آن صرف نظر نمود که این یعنی اثر تغییر ولتاژ خازن C_T بر روی گره خروجی بسیار ناچیز است و می‌توان آن را نادیده گرفت. پس تغییر ولتاژ گره خروجی همان Δv خواهد بود و نویز ناشی از کانال ترانزیستور M_1 به طور کامل باقی خواهد ماند.

از سوی دیگر در بررسی نویز منبع جریان، زمانی که هر دو ترانزیستور روشن هستند، تغییر ولتاژ خروجی برابر است با:

$$\Delta v'_1 = A_{C.G1} \cdot \Delta v_T - A_{C.G2} \cdot \Delta v_T \quad (۴-۶۴)$$

که با قرار دادن مقدار $\alpha=0$ در رابطه (۴-۴۹) حاصل می‌شود. با توجه به آن که Δv_T بسیار کوچک است Δv_1 تقریباً صفر خواهد بود، به این معنی که نویز منبع جریان کاملاً فیلتر شده است و نویز کل نوسان‌ساز برابر مجموع نویز مقاومت تانک و ترانزیستورهای اتصال-ضربداری خواهد بود. البته با توجه به اثر بارگذاری این ترانزیستورها روی تانک LC در ناحیه اهمی، مقدار نویزفاز نوسان‌ساز با فیلتر خازنی C_T

با وجود کاهش قابل ملاحظه، همچنان بیشتر از مقدار مینیمم پایه خواهد بود.

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه با در نظر گرفتن سه حالت متفاوت برای اندازه خازن C_T موازی با منبع جریان دنباله به محاسبه نویزفاز نوسان‌سازهای اتصال-ضربدردی در ناحیه $1/f^2$ پرداخته شد و با استفاده از توابع حساسیت ضربه و رابطه نویزفاز حاجی‌میری به بررسی اثر مقدار خازن C_T در نویزفاز پرداخته شد. برای محاسبه نویزفاز باید مقدار rms توابع حساسیت محاسبه شود که به دلیل وجود برخی چالش‌ها برای محاسبه آن‌ها به ازای مقادیر غیر کوچک C_T انتگرال‌ها به روش عددی حل شد. از این رو یک فرمول بسته برای نویزفاز نهایی حاصل نشد.

برای هر حالت از اندازه خازن C_T نویزفاز بدست آمده از روش محاسباتی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB رسم شد و به ازای دو حالت خاص، نویزفاز بدست آمده با نتایج حاصل از شبیه‌سازی مقایسه شد که دارای تطابق نسبتاً خوبی با یکدیگر بودند. همچنین اثر افزایش خازن C_T با استفاده از روابط تحلیلی بدست آمده بررسی شد و نتایج آن بیان شد.

با توجه به نتایج شبیه‌سازی و ساخت که در کارهای قبلی ارائه شده است، اگر خازن C_T موازی با منبع جریان در نوسان‌سازهای اتصال-ضربدردی به اندازه کافی بزرگ باشد، نویزی که توسط منبع جریان در هماهنگ دوم تولید می‌شود، به زمین هدایت می‌شود. بنابراین حضور یک خازن در سورس ترانزیستورهای اتصال-ضربدردی باعث کاهش نویزفاز می‌شود. هر چه این خازن بزرگتر باشد نویزفاز نیز کمتر خواهد بود. از طرفی این خازن مسیر امپدانس پایین را برای بارگذاری ترانزیستورهای اتصال-ضربدردی در ناحیه اهمی روی تانک LC ایجاد می‌نماید.

این نتایج که در پژوهش‌های پیشین با استفاده از شبیه‌سازی و ساخت استنتاج شده است، در نمودارهای بدست آمده از محاسبات تحلیلی در بخش شبیه‌سازی قابل مشاهده و همچنین بر اساس روابط ارائه شده در فصل قبل قابل توجیه هستند.

در این پژوهش با بررسی روابط تحلیلی استنتاج شده نشان داده شد که با افزایش C_T مقدار باری

که از C_T در مسیر خازن‌های تانک دشارژ می‌شود و باعث کاهش نویز تولیدی ترانزیستورها در خروجی می‌شود، کاهش یافته و بار بیشتری روی C_T باقی می‌ماند که اثر آن به خروجی نوسان‌ساز منتقل می‌شود. بنابراین از این جهت، افزایش خازن C_T باعث افزایش نویزفاز می‌شود. اما از آن جایی که اثر نویز منبع جریان بایاس در نویزفاز نهایی غالب است و همچنین کوچک شدن ΔV_T با افزایش C_T ، در کل شاهد کاهش نویزفاز بودیم. همچنین اگر خازن C_T به اندازه‌ای بزرگ باشد که بتوان فرض کرد همه نویز منبع جریان فیلتر شده است، افزایش خازن C_T دیگر اثر قابل توجهی در نویزفاز نخواهد داشت.

۵-۲- پیشنهادات و موضوعات قابل تحقیق در آینده

نوسان‌ساز مورد بررسی در این پژوهش، به طور خاص نوسان‌ساز اتصال-ضربداری CMOS بوده است. می‌توان این روش تحلیل نویزفاز را برای نوسان‌سازها با ساختارهای مختلف پیاده‌سازی نمود. زیرا روش نویزفاز حاجی‌میری همه انواع نوسان‌سازها را پوشش می‌دهد.

علاوه بر آن می‌توان با استفاده از نتایج بدست آمده از تئوری تابع حساسیت ضربه، با کاهش Γ_{rms}^2 و Γ_{DC}^2 یا تبدیل منابع نویز ایستان به منابع نویز دوره‌ای-ایستان، همان‌طور که در چند کار قبلی انجام شده است (به عنوان نمونه [۴]، [۲۰])، با اعمال فنونی خاص، نویزفاز نوسان‌ساز را بهبود بخشید.

همان‌طور که در فصل قبل ملاحظه کردید تابع حساسیت ضربه برای برخی مقادیر Φ موهومی به دست آمده بود که هیچ توجیهی برای آن وجود نداشت. از این رو شبیه‌سازی و محاسبات برای بازه‌ای از Φ انجام شد که نتایج حاصل، در محدوده اعداد حقیقی باقی بماند. یافتن توجیهی برای این موضوع نیز می‌تواند زمینه تحقیق برای آیندگان باشد.

- [1] T. H. Lee, A. Hajimiri, "Oscillator Phase Noise : A Tutorial," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 3, pp. 326-336, March 2000.
- [2] R. Navid, T. H. Lee, "Minimum Achievable Phase Noise of RC Oscillators," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 40, No. 3, pp. 630-637, March 2005.
- [3] B. Razavi, *RF Micro Electronics*, 2^{ed} Edition, Paull Boger, New York, US, 2011.
- [4] E. A. M. Klumperink, L. J. Gierkink, A. P. van der Wel, and B. Nauta "Reducing MOSFET 1/f Noise and Power Consumption by Switched Biasing," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 7, pp. 994-1001, July 2000.
- [5] E. Hegazi, H. Sjöland, "A Filtering Technique to Lower LC Oscillator Phase Noise," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, *IEEE*, Vol. 36, No. 12, pp. 1921-1930, December 2001.
- [6] B. Yang, Z. Lu, and J. Zhou "A 6–13 GHz wide-tuning-range low-phase-noise ring oscillator utilizing frequency multiplication technique," *Proceedings of 11th International Conference on ASIC (ASICON)/IEEE*, pp. 1-4, Shanghai, China, 2015.
- [7] H. Teymoori, A. F. Ahmady, A. Nabavi, "A New Low Phase Noise LC-Tank CMOS Cascode Cross-Coupled Oscillator," *Proceedings of the 18th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)/IEEE*, pp. 397-402, Iran, 2010.
- [8] S. Vishwasrao Shinde, "Review of Oscillator Phase Noise Models," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS)*, pp. 733-740, Hong Kong, march 2014.
- [9] D.B. Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," *IEEE RFIC Virtual Journal*, Vol. 54, No. 2, pp. 329-330, June 2005.
- [10] B. Razavi, "Analysis, modeling and simulation of phase noise in monolithic voltage-controlled oscillators," *Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 323-326, May 1995.
- [11] A. Hajimiri, T. H. Lee, "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 2, pp.179 -194, February 1998.
- [12] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury "Phase Noise in Oscillators: A Unifying Theory and Numerical Methods for Characterisation," *IEEE RFIC Virtual Journal IEEE RFID Virtual Journal*, Vol. 47, No. 5, pp. 655-674, 2000.
- [13] I. Chlis, D. Pepe, and D. Zito, "Comparative Analyses of Phase Noise in Differential Oscillator Topologies in 28 nm CMOS Technology," *Proceedings of the 10th conference on PH.D.Research in Micoelectronics and Electronics (PRIME)*, pp. 1-4, Grenoble, France, 2014.
- [14] L. Jia, J. Ma, K. S. Yeo and M. A. Do, "9.3–10.4-GHz-Band Cross-Coupled Complementar Oscillator With Low Phase-Noise Performance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 4, pp. 1273-1278, April 2004.
- [15] Z. Wang, L. He, and L. Yang, "A high-resolution tail-capacitor based tuning scheme for LC-DCO," *Proceedings of IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, pp. 1-4, Anhui, China, 2015.

- [16] P. Andreani, X. Wang, L. Vandi, and A. Fard, "A Study of Phase Noise in Colpitts and LC-Tank CMOS Oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 5, pp. 1107-1118, May 2005.
- [17] G. Sauvage, "Phase Noise in Oscillators: A Mathematical Analysis of Leeson's Model," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 26, No. 4, pp. 408-410, November 2007.
- [18] X. Huang, F. Tan, W. Wei, and W. Fu, "A Revisit To Phase Noise Model Of Leeson," *Proceedings of IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 21st European Frequency and Time Forum*, pp. 238-241, Chengdu, China, 2007.
- [19] A. Hajimiri, T. H. Lee, "Corrections to "A general theory of phase noise in electrical oscillators"," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 6, p. 928, June 1998.
- [20] M. Babaie, R. B. Staszewski, "A Class-F CMOS Oscillator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 48, No. 12, pp. 3120-3133, December 2013.
- [21] L. Dai ,R. Harjani. "Design of low-phase-noise CMOS ring-oscillators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 49, No.5, pp. 328-338, May 2002.
- [22] M. Tohidian, A. Fotowat Ahmady, and M. Kamarei, "A Simplified Method for Phase Noise Calculation," *Proceedings of IEEE Custom Intergrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 535-538, Tehran, Iran, 2009.
- [23] S. Izadpanah Tous, M. Behroozi, E. Kargaran, H. Nabovati, "Oscillator Noise Calculation Technique Using Time Varying Model", *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, Vol. 6, No. 8, pp. 47-53, December 2014.
- [24] D. Ham, A. Hajimiri, "Virtual Damping and Einstein Relation in Oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 3, pp. 407-418, March 2003.
- [25] J. J. Rael and A. Abidi, "Physical processes of phase noise in differential LC oscillators," *Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 569-572, May 2000.
- [26] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, Cambridge, U.K, 1998.
- [27] P. Andreani, X. Wang, "On the phase-noise and phase-error performances of multiphase LC CMOS VCOs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 11, pp. 1883-1893, November 2004.
- [28] A. Mazzanti, P. Andreani, "Class-C Harmonic CMOS VCOs, With a General Result on Phase Noise," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, No. 12, pp. 2716-2729, December 2008.
- [29] A. Mazzanti, P. Andreani, "A Push-Pull Class-C CMOS VCO," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 48, No. 3, pp. 724-732, March 2013.

Abstract

Nowadays due to the expansion of wireless communications, improvement of the quality of the transmitter and receiver systems, is an important issue. Oscillators are one of the main parts of the telecommunication system. Among the features of an oscillator its phase noise has a significant role in the quality of data and signals sent and received by the transceiver systems. Thereby reducing oscillator phase noise have long been the subject of many studies.

Several methods have been proposed to calculate the phase noise of which Hajimiri method is highly regarded. Among the different structures of the oscillators, CMOS cross-coupled oscillator is one of the structures that have good phase noise characteristic. In previous works the study of the effect of capacitor C_T in parallel with the tail current source on cross-coupled oscillator phase noise performance has been noteworthy. In a typical cross-coupled oscillator, this capacitor is the parasitic capacitor of the tail current source and analysis and understanding of its effect on the oscillator phase noise behavior leads to interesting results. In a study using analytical equations as well as simulation and manufacturing, it is shown that capacitor C_T has noise rejection property on the one hand and on the other hand reduces the quality factor of LC circuit.

In several studies using simulation and manufacturing has been proven that by putting a large capacitor in parallel with the current source, the current source noise can be filtered out. In this thesis the effect of the capacitor C_T in the more general case has been discussed using analytical equations and calculating the impulse sensitivity function that is the base of the Hajimiri's method in analysis of phase noise. To evaluate the accuracy of calculations, the results of mathematical analysis were compared with the results of the simulations. Based on the values and formulas presented in this thesis, the phenomenon of reducing oscillator's output phase noise by increasing the capacitor C_T is justified by analytical values. Also one of the very interesting results obtained from the equations is that capacitor C_T greater than a certain value, will have little effect on phase noise reduction.

Index Terms: CMOS cross-coupled oscillator, phase noise, capacitor C_T , impulse sensitivity function, analytical equations.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Electronic Integrated Circuits Engineering

Analysis of Phase Noise in CMOS Oscillators

By:

Majedeh Mos'hafi

Supervisor:

Dr. Emad Ebrahimi

February 2017