وزارت علوم، تحقیقات و فناوری
مؤسسه آموزش عالی غیردولتی-غیرانتفاعی سجاد

**پایاننامه کارشناسی ارشد مهندسی برق الکترونیک**

# بررسی روشهای طراحی و خطیسازی میکسر در تکنولوژی CMOS

تهیه و تنظیم

**حجت خسروجردی**

استاد راهنما

**دکتر هومن نبوتی**

بهمن ۱۳۸۸

# چکیده


این پایاننامه ایده استفاده از ترانزیستورهای *PMOS* را به جای نوع *NMOS* در طراحی میکسر پایین آورنده گیلبرت، برای کاهش عدد نویز خروجی بررسی میکند. و پس از ارائه روابط مربوط به اثر خازنهای پارازیتی منبع جریان اصلی در ایجاد اعوجاج و مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم، روشی برای حذف آن ارائه میدهد. این میکسر در تکنولوژی *TSMC 0.18µm RF CMOS* طراحی شده و برای گیرندههای *WLAN* یا *Blutooth* در پهنای باند *2.4GHz* تا *2.5GHz* مناسب میباشد. نتایج شبیه - سازی نشان میدهد که مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم به میزان *10dB* در خروجی کاهش یافته است و نقطه برخورد مرتبه سوم در کل باند برابر *(7.5-10.5)dBm* میباشد. عدد نویز با اعمال روش خطیسازی مذکور تغییر چشمگیری نمییابد و مقدار آن کمتر از *9dB* است. در حالی که توان مصرفی کل مدار در حدود *6.5mW* میباشد، بهره آن نیز برای پهنای باد مورد نظر مناسب و برابر *9dB* است. همچنین روش کاربردی ریاضی پیشنهاد شده است که با بررسی اثر تزریق مدولاسیون تداخلی مرتبه دوم (*IM2*) در حذف مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم (*IM3*)، بهترین حالت خطی برای مدار را در محاسبات و شبیه - سازی بدست میآورد. روش ریاضی پیشنهادی به یک میکسر پایین آورنده گیلبرت که در فرکانس *2.4GHz* کار میکند اعمال شده است. این میکسر در تکنولوژی *TSMC 0.18µm* و با ترانزیستورهای *CMOS* طراحی شده و به وسیله نرمافزار *ADS2006A* شبیهسازی گردیده است. شرایط کاری میکسر به صورت ولتاژ تغذیه *1.8v* و جریان مصرفی کل *2.7mA* میباشد. این میکسر مقدار بهره *11dB* و عدد نویز *SSB* با مقدار *11.1dB* را نتیجه میدهد. روش ریاضی فوق در تکنیک خطیسازی سبب کاهش *IM3* به میزان *14.4dB* شده و میزان *IIP3* را از *1dBm* به *8dBm* افزایش داده است. این روش اثر قابل توجهی بر روی بهره و نویز میکسر ندارد و تنها نیازمند مقدار ناچیزی از جریان در حدود *0.05mA* میباشد. درصد خطای روش فوق برای دستیابی به بهترین *IIP3* حدود ۱۰٪ بوده که در نوع خود قابل توجه است و کارآیی بالای آن را در خطیسازی نشان میدهد.

# فهرست مطالب

**عنوان** **صفحه**


فصل اول اصول عملکرد میکسر ..... ۱

**۱-۱- پارامترهای میکسر ..... ۲**

**۱-۱-۱- بهره تبدیل ..... ۲**

**۱-۱-۲- نویز ..... ۳**

۱-۲-۱-۱- نویز حرارتی کانال ..... ۳

۲-۲-۱-۱- نویز فلیکر ..... ۳

۳-۲-۱-۱- عددهای نویز SSB و DSB ..... ۴

**۳-۱-۱- اعوجاج مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم ..... ۵**

**٤-۱-۱- فشردگی بهره ..... ٦**

فصل دوم طراحی و شبیهسازی میکسر ..... ۷

**۱-۲- طرح اولیه ..... ۷**

**۲-۲- طراحی وشبیهسازی میکسرهای PMOS و NMOS ..... ۸**

**۳-۲- روش خطیسازی پیشنهادی ..... ۱۲**

**۱-۳-۲- محاسبه IM3 ..... ۱۳**

**٤-۲- ملاحظات کلی طراحی میکسر خطی ..... ۱۷**

**۲-۵- طراحی و شبیهسازی مدار..... ۱۸**

**۲-۵-۱- بهره تبدیل میکسر..... ۱۸**

**۲-۵-۲- نویز میکسر..... ۱۹**

**۲-۵-۳- فشردگی بهره 1dB..... ۲۰**

**۲-۵-٤- نقطه برخورد مرتبه سوم..... ۲۰**

**۲-٦- شبیهسازی نهایی..... ۲۱**

**۲-٦-۱- ضریب شایستگی..... ۲۲**

فصل سوم خطیسازی میکسر با استفاده از IM2..... ۲۴

**۳-۱- تحلیل ریاضی مدار..... ۲٤**

**۳-۲- مدار مربع کننده برای تولید IM2..... ۳٤**

**۳-۳- شبیهسازی و تعیین مقدار بهینه برای خطیسازی ..... ۳٦**

**۳-۳-۱- استخراج پارامترها با استفاده از نمودار جریان درین بر حسب ولتاژ گیت-سورس ..... ۳۸**

**۳-۳-۲- استخراج پارامترها با استفاده از مقادیر بدست آمده در شبیهسازی ..... ٤۲**

فصل چهارم بحث ونتیجهگیری..... ۴۵

منابع و مآخذ..... ۴۷

**فهرست شکلها**

**عنوان** **صفحه**


شکل ۱-۱ : انتقال نویز RF و تصویر به باند IF. [5] ..... ۴

شکل ۲-۱ : پایین آوردن طیف سیگنال به صورت دو طرفه. [5] ..... ۴

شکل ۳-۱ : رشد مؤلفه های خروجی در آزمون انترمدولاسیون الف)نمودار لگاریتمی ب)نمودار اصلی. [5] ..... ۵

شکل ۴-۱ : نقطه فشردگی 1-dB. [5] ..... ۶

شکل ۱-۲ : میکسر گیلبرت NMOS. ..... ۹

شکل ۲-۲ : میکسر گیلبرت PMOS. ..... ۹

شکل ۳-۲ : مدار SCP به عنوان مبدل V-I با خازن پارازیتی. [7] ..... ۱۲

شکل ۴-۲ : گره منبع جریان با سلف و خازن خطی ساز. ..... ۱۴

شکل ۵-۲ : تغییرات IIP3 قبل و بعد از خطی سازی در کل باند فرکانسی. ..... ۱۵

شکل ۶-۲ : نمودار قسمت موهومی ادمیتانس گره منبع جریان قبل و بعد از اعمال سلف و خازن. ..... ۱۶

شکل ۷-۲ : تغییرات عدد نویز قبل و بعد از خطی سازی در کل باند فرکانسی. ..... ۱۶

شکل ۸-۲ : تغییرات بهره میکسر قبل و بعد از خطی سازی در کل باند فرکانسی. ..... ۱۷

شکل ۹-۲ : طیف فرکانسی خروجی میکسر PMOS. ..... ۱۹

شکل ۱۰-۲ : نقطه فشردگی بهره 1 dB ..... ۱۹

شکل ۱۱-۲ : نمودار نقطه برخورد مرتبه سوم ..... ۲۱

شکل ۱-۳ : شماتیک زوج تفاضلی CMOS [12]. ..... ۲۵
شکل ۲-۳ : بلوک دیاگرام روش خطیسازی با تزریق IM2 [12] ..... ۲۹
شکل ۳-۳ : شماتیک زوج تفاضلی همراه با روش خطیسازی [12] ..... ۳۰
شکل ۴-۳ : مدار سورس مشترک برای استخراج $g_1$، $g_2$ و $g_3$ ترانزیستور ..... ۳۲
شکل ۵-۳ : ضرایب $g_1$، $g_2$ و $g_3$ به عنوان تابعی از بایاس گیت ترانزیستور NMOS/PMOS ..... ۳۳
شکل ۶-۳ : : مدار مربع کننده برای تولید IM2 ..... ۳۴
شکل ۷-۳ : میکسر گیلبرت NMOS ..... ۳۷
شکل ۸-۳ : مدار سورس مشترک برای بدست آوردن $g_i$ های ترانزیستور ..... ۳۸
شکل ۹-۳ : نمودارهای جریان درین و $g_1$، $g_2$ و $g_3$. ..... ۳۹
شکل ۱۰-۳ : شماتیک زوج تفاضلی همراه با روش خطیسازی ..... ۴۰
شکل ۱۱-۳ : تغییرات IIP3 بر حسب تغییرات x برای یافتن نقطه بهینه خطیبودن ..... ۴۱
شکل ۳-۳ : شماتیک زوج تفاضلی همراه با روش خطیسازی [12] ..... ۳۰

**فهرست جداول**

**عنوان** **صفحه**


جدول ۱-۱ : مشخصات طراحی مربوط به بخش ابتدایی گیرنده WLAN. [3] ..... ۱

جدول ۱-۲ : پارامترهای ترانزیستور برای طراحی. [11] ..... ۱۰

جدول ۲-۲ : مقادیر طراحی میکسرها برای سایز ترانزیستورها ..... ۱۰

جدول ۳-۲ : مقادیر طراحی میکسرها برای بایاس. ..... ۱۰

جدول ۴-۲ : نتایج محاسبات وشبیه سازی پارامترهای میکسر ..... ۱۲

جدول ۵-۲ : مقادیر شبیه سازی شده برای سایز ترانزیستورها. ..... ۱۸

جدول ۶-۲ : ولتاژهای بایاس ورودی شبیه سازی ..... ۱۹

جدول ۷-۲ : مقدار عدد نویز میکسر PMOS. ..... ۱۹

جدول ۸-۲ : نتایج شبیه سازی مدار بدون خطی سازی. ..... ۲۱

جدول ۹-۲ : نتایج شبیه سازی و مقایسه دو مدار ..... ۲۲

جدول ۱-۳ : بسط جملات شامل $g_2$ در رابطه (۶-۳) ..... ۲۶

جدول ۲-۳ : جملات IM3 در رابطه (۶-۳) پس از محاسبه $\omega_3$ ..... ۲۷

جدول ۳-۳ : جملات IM3 در رابطه (۶-۳) شامل $g_3$ پس از محاسبه $\omega_3$ ..... ۲۷

جدول ۴-۳ : جملات مرتبه دوم $v_s$ ..... ۳۰

جدول ۵-۳ : سایر فرکانسهای تولید شده در ترانزیستور M3 ..... ۳۶

جدول ۶-۳ : مقادیر طراحی میکسرها برای سایز ترانزیستورها ..... ۳۷

جدول ۷-۳ : مقادیر طراحی میکسرها برای بایاس ..... ۳۷

جدول ۸-۳ : مشخصات شبیهسازی میکسر ..... ۳۸
جدول ۹-۳ : مقادیر بدست آمده از شبیهسازی ..... ۴۰
جدول ۱۰-۳ : نتایج خطیسازی میکسر در دو حالت بهینه و مقدار بدست آمده از محاسبات ..... ۴۱
جدول ۱۱-۳ : نتایج محاسبات و شبیهسازی نهایی میکسر ..... ۴۳

# فصل ۱

## اصول عملکرد میکسر

طراحی سیستمهای بیسیم یکی از مهمترین و جذابترین زمینههای مهندسی برق میباشد. پیشرفتهای صورت گرفته درصنعت ارتباطات بیسیم در اواخر قرن بیستم و اوایل قرن بیست و یکم گواه بر این موضوع میباشد. امروزه با توسعه ادوات بیسیم، گرایش شدیدی در استفاده از تکنولوژی CMOS در سیستمهای RF و Microwave وجود دارد و تقاضا برای ارائه خدمات به صورت بیسیم نیز در حال افزایش است. شبکههای بیسیم محلی ( WLANs) که با بهرهگیری از باند فرکانسی آزاد 2.4GHz در حوزههای صنعتی، تجاری و پزشکی و حتی مصارف خانگی، کاربردهای فراوانی یافته است، مثالی از گستردگی پیشرفت در زمینه بیسیم میباشد. پروتوکل 802.11.b از سیستم WLAN، استاندارد بیسیم شبکههای اترنت[۱] است که برای هر دو کاربرد خانگی و تجاری استفاده میشود. دراستانداردهای 802.11b باند 2.4 GHz به یازده کانال تقسیم میگردد که پهنای باند هر کانال 22 MHz میباشد. جدول ( ۱–۱) مشخصات کلی طراحی در این استاندارد را نمایش میدهد. [1,2,3]

جدول ۱–۱ : مشخصات طراحی مربوط به بخش ابتدایی گیرنده WLAN. [3]

| Parameter | Value |
|---|---|
| Frequency Range | 2.4 GHz ~ 2.4835 GHz |
| Number of channels | 11 Channels |
| Bit Rate (Rb) | 1/2/5.5/11 Mbits/sec |
| Sensitivity | -80 dBm |
| Frame Error Rate | 32 dB |
| Adjacent Channel Rejection | 32 dB |
| NF | < 10.6 dB |
| IIP3 | > -21 dBm |

[۱] Ethernet

میکسر یکی از اجزای تاییننکننده در بخش ابتدایی هر سیستم بیسیم است و کاربردهای فراوانی در فرستنده –گیرندههای RF دارد. از نظر ساختاری مداری است غیر خطی که امکان تبدیل فرکانس سیگنال اطلاعات را فراهم مینماید و بدین ترتیب سبب افزایش توانایی فرستنده و گیرنده در ارسال یا دریافت اطلاعات میگردد . تبدیل فرکانس در حوزه زمان با ضرب دو سیگنال RF و LO عملی میشود . از این رو غیرخطی بودن میکسر برای ایجاد فرکانسهای جمع و تفریق الزامی است. از آنجایی که در میکسر تنها خواص غیرخطی مرتبه دوم برای تبدیل فرکانس، مطلوب میباشد، حذف آثار غیرخطی از مراتب بالاتر همواره چالشی برای طراحی مدارات میکسر بوده است. وقتی سیگنال بکار رفته به پورت RF که فرکانس حامل $\omega_{RF}$ و شکل موج مدولاسیون A(t) دارد و به صورت $V_{RF}(t) = A(t)\cos(\omega_{RF}t)$ بیان میشود با سیگنال اسیلاتور محلی (LO) ضرب میشود $V_{LO}(t) = \cos(\omega_{LO}t)$ ، یک سیگنال IF بصورت رابطه (۱–۱) به دست می‌آید. [4,5]

$$V_{IF}(t) = \frac{A(t)}{2}[cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})\,t - cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})\,t] \qquad (۱–۱)$$

در گیرندهها مولفه اختلاف فرکانسی مطلوب است و مولفه جمع فرکانسی توسط فیلتر IF حذف می‌شود. یک میکسر واقعی یک ضرب کننده ایده آل نیست. حتی اگر سیگنال LO سینوسی کامل باشد، تابع LO مولفه هایی در فرکانس LO بعلت خواص غیرخطی قطعه دارد. این خواص غیرخطی سیگنال RF را از شکل طبیعی خود خارج می‌کند و باعث ایجاد هارمونیک در آن می‌شود. بنابراین ترکیب همه تولیدات ممکن هارمونیک‌های LO و RF در پورت خروجی IF وجود دارد.

## ۱–۱– پارامترهای میکسر

### ۱–۱–۱– بهره تبدیل[۱]

بهره تبدیل میکسر معیاری است برای بیان میزان تقویت و یا تضعیف سیگنال IF مطلوب نسبت به سطح سیگنال RF ورودی. بهره تبدیل می‌تواند مثبت یا منفی باشد. بهره تبدیل منفی به صورت اتلاف تبدیل[۲] اطلاق می‌شود . اتلاف تبدیل بالاتر نویز سیستم بالاتری را بدنبال دارد و به تقویت RF بیشتر نیاز دارد و در نهایت توان مصرفی سیستم را افزایش می‌دهد. محدوده دینامیک میکسر تحت تاثیر بهره تبدیل نیست زیرا حساسیت میکسر فقط به عدد نویز میکسر بستگی دارد. بنابراین بهره تبدیل میکسر بزرگتر محدوده دینامیک گیرنده را با کاهش‌دادن عدد نویز بهبود می بخشد. بهره میکسر بالا همیشه مطلوب نیست زیرا میتواند خطیبودن سیستم را کاهش دهد.

---

۱ Conversion Gain
۲ Conversion Loss

بهره تبدیل به‌طور نوعی با بهره توان مشخص می‌شود که نسبت توان تحویل داده شده به امپدانس بار در فرکانس IF به توان قابل دسترس در ورودی در فرکانس RF است. با فرض انطباق در ورودی و خروجی میکسر رابطه (۲-۱) بیان می - شود. [5]

$$powerGain(dB) = 10\,log\left[\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)^2 \frac{R_s}{R_L}\right] \qquad (۱-۲)$$

در این رابطه $R_s$ و $R_L$ بترتیب مقاومت منبع و بار می‌باشد و $V_{in}$ ولتاژ ورودی در RF و $V_{out}$ ولتاژ خروجی درIF است.

### ۲-۱-۱- نویز

نویز یک نوع سیگنال تصادفی است که با سیگنال مطلوب همراه می‌شود. بنابراین پدیده‌های غیر تصادفی مثل اعوجاج هارمونیکی و مدولاسیون تداخلی شامل تعریف نویز نمی‌شود. حساسیت سیستم‌های مخابراتی با نویز محدود می‌شود بنابراین نویز یک مساله مهم است که باید در طراحی مدارهای RF مورد ملاحظه قرار گیرد. [5]

#### ۱-۲-۱-۱- نویز حرارتی کانال

مهمترین منبع نویز ماسفت در کانال تولید میشود. برای ادوات MOS کانال بلند که در اشباع کار میکنند، نویز را میتوان با یک منبع جریان که بین ترمینالهای درین و سورس وصل شده مدل نمود. طیف چگالی آن عبارت است از؛

$$\overline{I_n^2} = 4KT\gamma g_m \qquad (۱-۳)$$

ضریب $\gamma$ برای ترانزیستورهای کانال بلند برابر $\frac{2}{3}$ است و برای ماسفتهای زیر میکرون لازم است که آن را با مقادیر بزرگتری جایگزین کرد. $K$ ثابت بولتزمن و $T$ دمای مطلق بر حسب کلوین میباشد. $g_m$ نیز ترارسانایی ترانزیستور است و از رابطه (۴-۱) قابل محاسبه میباشد.

$$g_m = \mu_{n-p} C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{th}) \qquad (۱-۴)$$

#### ۲-۲-۱-۱- نویز فلیکر

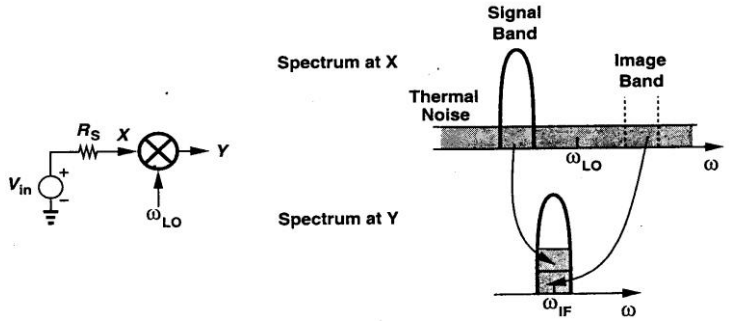
هنگامی که حاملهای بار در مرز بین اکسید گیت و زیربنای سیلیکن حرکت میکنند، بعضی از آنها به طور تصادفی به دام میافتند و دوباره آزاد میشوند و باعث ایجاد نویز فلیکر در جریان درین میشوند. نویز فلیکر را با یک منبع ولتاژ که با گیت سری است مدل میکنند و تقریبا با رابطه ( ۵-۱) بیان میشود.

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox} WL} \times \frac{1}{f} \qquad (۱-۵)$$

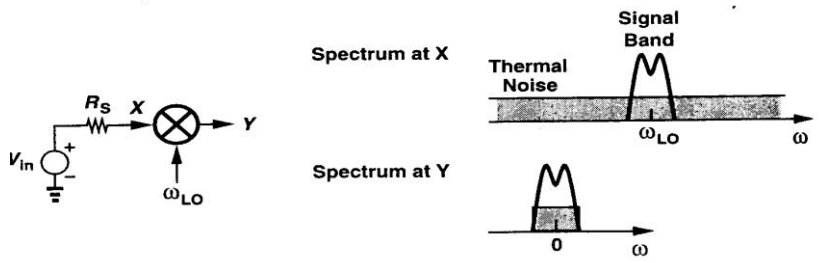
در این رابطه $K$ یک مقدار ثابت وابسته به فرآیند ساخت است و برای ترانزیستور PMOS حدود آن $10^{-28}\mathrm{V}^2F$ است در حالی که برای NMOS حدود ۵۰ برابر بزرگتر است. $f$ فرکانس کاری ترانزیستور میباشد و $WL$ به ترتیب طول و پهنای ترانزیستور هستند. [6]

### ۳-۲-۱-۱- عددهای نویز SSB[۱] و DSB[۲]

یک میکسر بدون نویز با بهره واحد در نظر گرفته می‌شود. همان طور که در شکل ( ۱-۱) نشان داده شده، طیفی که ورودی RF دریافت می‌کند شامل مولفه‌های سیگنال و نویز حرارتی ناشی از $R_S$ در باند مطلوب و باند تصویر است. با پایین آوردن طیف، سیگنال و نویز درون این باند و نویز باند تصویر همه به فرکانس میانی $\omega_{if}$ منتقل می‌شوند. بنابراین اگر پاسخ فرکانسی فیلتر برای باند سیگنال و تصویر یکی باشد، SNR خروجی نصف SNR ورودی است. به عبارت دیگر، عدد نویز میکسر بدون نویز برابر با 3dB است. این عدد نویز عدد نویز یک طرفه است. عبارت SSB نشان می‌دهد که، طیف سیگنال فقط در یک طرف فرکانس LO است، که این در بیش‌تر سیستم‌های هترودین برقرار میباشد. [5] حال پایین آورنده همودین برای سیگنال AM با یک میکسر بدون نویز در نظر گرفته می‌شود(شکل( ۲-۱)). از آنجا که طیف سیگنال در دو طرف فرکانس LO می‌باشد نسبت‌های سیگنال به نویز ورودی و خروجی با هم برابرند و عدد نویز 0dB می‌شود. این عدد نویز را عدد نویز دو طرفه می‌نامند. به طور خلاصه عدد نویز SSB، 3dB از عدد نویز DSB بیش‌تر است اگر بهره میکسر در ورودی RF برای هر دو باند تصویر و سیگنال یکی باشد. [5]




شکل ۱-۱ : انتقال نویز RF و تصویر به باند IF. [5]




شکل ۲-۱ : پایین آوردن طیف سیگنال به صورت دوطرفه. [5]

---

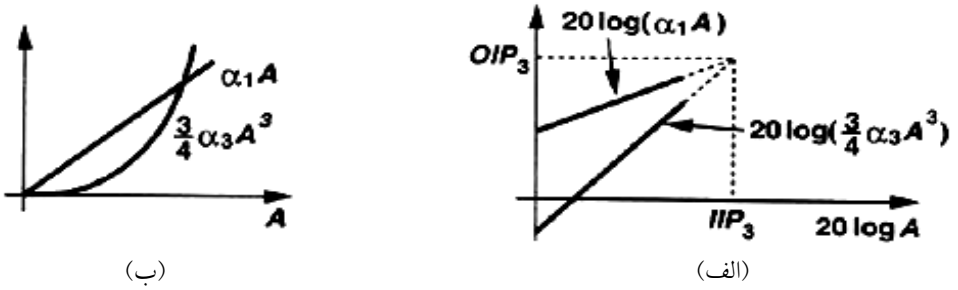
[۱] Single-Sideband NF
[۲] Double-Sideband NF

### ۳-۱-۱- اعوجاج مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم[۱]

اگرچه اغلب از اعوجاج هارمونیکی برای توصیف خواص غیرخطی مدارهای آنالوگ استفاده می‌شود ولی در بعضی حالتها برای بررسی رفتار غیرخطی به معیارهای دیگری نیاز است. مدولاسیون تداخلی هنگامی ظاهر می‌شود که دو سیگنال با فرکانس متفاوت به یک سیستم غیرخطی اعمال شوند. در آن صورت خروجی مؤلفه‌هایی خواهد داشت که به طور کلی هارمونی فرکانس ورودی نیستند. برای این منظور میتوان از روشهای دیگری برای بررسی اعوجاج در سیستم استفاده نمود. یکی از این روشها، آزمون «اعوجاج اینترمدولاسیون» یا آزمون «دوتُن»[۲] نام دارد. پدیده مدولاسیون تداخلی (IM)، ناشی از «میکس شدن»[۳] یا ضرب دو سیگنال است. به عبارت دیگر هنگامی که جمع آنها به توان عددی بزرگتر از یک می‌رسد پدیده مدولاسیون تداخلی اتفاق میافتد. [6,7]

تخریب سیگنال در اثر انترمدولاسیون مرتبه سوم بین دو تداخل کننده نزدیک به قدری اهمیت دارد که برای بررسی این پدیده یک معیار جدید تعریف می‌شود. این پارامتر «نقطه برخورد سوم» ($IP_3$) نامیده میشود . و از آزمون «دوتُن » اندازه گرفته می‌شود. در این آزمون دامنه سیگنال ورودی ( A) کوچک انتخاب میگردد تا جملات غیرخطی بالاتر ناچیز شوند . و بهره نسبتاً ثابت باشد. هنگامی که A افزایش یابد، مؤلفه اصلی فرکانس متناسب با A افزایش می‌یابد . درحالیکه مؤلفه مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم متناسب با $A^3$ زیاد میگردد (شکل (ب-۳-۱)). اگر مقدار مؤلفه $IM_3$ روی مقیاس لگاریتمی رسم شود همانطور که در شکل (الف-۳-۱) نشان داده شده است، نسبت به مؤلفه اصلی با شیب سه برابر افزایش می‌یابد. نقطه برخورد مرتبه سوم جایی تعریف میشود که این دو خط همدیگر را قطع می‌کنند . مختصات افقی این نقطه IP3 ورودی (IIP3) و مختصات عمودی آن IP3 خروجی (OIP3) نامیده می‌شود. نقطه برخورد مرتبه سوم به عنوان معیاری برای سنجش تخریب مدولاسیون تداخلی استفاده می‌شود و رابطه (۶-۱) نحوه محاسبه آن را بیان مینماید. [5]

$$IIP_3 = P_{in} + \frac{\Delta P_{IM3}}{2} \qquad (۱-۶)$$




(ب) (الف)

شکل ۳-۱ : رشد مؤلفههای خروجی در آزمون انترمدولاسیون الف)نمودار لگاریتمی ب)نمودار اصلی. [5]

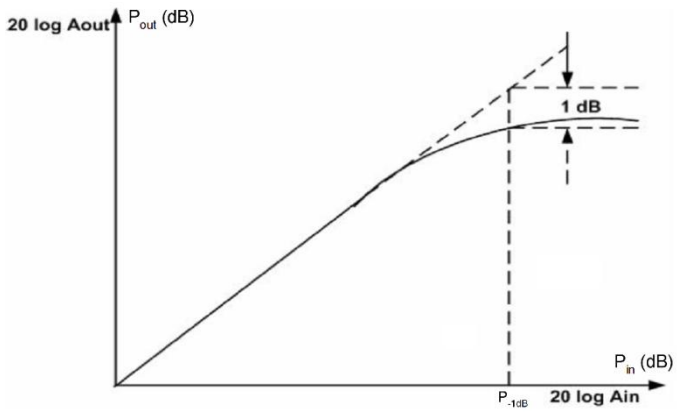
---

۱ Third Order Intermodulation
۲ Tow-Tone
۳ Mixing

درک مزیت IP3 نسبت به اندازه‌گیری ساده $IM_3$ مهم است. اگر مقدار مؤلفه‌های $IM_3$ (که نسبت به حامل نرمالیزه شده ) به عنوان معیاری از خطسانی به کار برده شود، آنگاه دامنه‌ی ورودی که با آن این آزمون انجام شده، باید مشخص شود . از سوی دیگر، نقطه ورودی کمیت منحصر به فردی است که به تنهایی به عنوان معیاری برای مقایسه خطسانی مدارهای مختلف کافی است. [5,8]

### ٤-١-١- فشردگی بهره

بهره سیگنال کوچک معمولا با صرف نظر کردن از هارمونیک‌ها بدست می‌آید. ولی هنگامی که دامنه سیگنال افزایش می‌یابد، بهره شروع به تغییر می‌کند. در حقیقت، خاصیت غیر خطی را می‌توان به صورت تغییر بهره سیگنال کوچک با سطح ورودی در نظر گرفت. در مدارهای RF مقدار این اثر را با تعریف «نقطه فشردگی بهره 1-dB» بدست می آورند. این نقطه به صورت سطحی از مقدار سیگنال ورودی که می‌تواند بهره خطی سیگنال (بهره سیگنال کوچک) را 1-dB کاهش دهد تعریف می‌شود. همانطور که در شکل (۴-۱) مشاهده میشود در ابتدا با افزایش سیگنال ورودی به صورت خطی، سیگنال خروجی نیز بصورت خطی افزایش مییابد. به عبارت دیگر بهره ثابت است. با افزایش سیگنال بهره کاهش یافته و در نقطه فشردگی بهره مقدار واقعی آن از مقدار برونیابی شده 1dB کمتر است. نقطه فشردگی معیاری از حداکثر گستره تغییرات ورودی در مدار است. [5,9,10]




شکل ۴-۱ : نقطه فشردگی 1-dB. [5]

# فصل ۲

# طراحی و شبیهسازی میکسر

با توجه به آنچه در فصل گذشته بدان اشاره شد، در این پایان نامه هدف از طراحی میکسر، ارائه روشی است برای بهبود میزان خطیبودن میکسر بدون اینکه دیگر پارامترهای اساسی آن دچار افت شدید شوند. بنابراین در این فصل ابتدا ایده اولیه برای طراحی یک میکسر مطرح میگردد و پس از اثبات آن در شبیهسازی، پاسخ آن با پاسخ مقالات دیگر مقایسه میشود. در نهایت یک طرح پیشنهادی برای بهبود کارآیی خطی میکسر و جبران اثرات غیرخطی خازنی در گره مشترک منبع جریان ارائه شده، بررسی و نتایج آن در شبیهسازی عنوان خواهد شد. لازم به ذکر است تمامی مراحل شبیهسازی توسط نرم افزار Advanced Design System 2006A (ADS) و در تکنولوژی TSMC 0.18µm CMOS انجام گردیده است.

## ۱-۲- طرح اولیه

به طور کلی اغلب میکسرهای گیلبرت در تکنولوژی CMOS با ترانزیستورهای کانال-n طراحی میشوند. این امر به دلیل خصوصیات ویژه آنها نظیر سرعت بالاتر یا فرکانس قطع بیشتر، قابلیت تحرک بیشتر الکترونها نسبت به حفرهها، اعوجاج کمتر و مراحل ساخت آسانتر و ارزانتر صورت میپذیرد. در مقایسه با برتریهای ذکر شده، یک ترانزیستور NMOS، نویز بیشتری را نسبت به نوع PMOS خود تولید میکند. برای اثبات این مطلب ابتدا رابطه نویز برای

ترانزیستور ماسفت باید نوشته شود که در فصل قبل به آن اشاره شد. با توجه به روابط ( ۲-۱) و (۳-۱) برای دو ترانزیستور NMOS و PMOS که $g_m$ برابر دارند و در یک تکنولوژی هستند مقدار نویز حرارتی برابر است. به دلیل کمتر بودن قابلیت تحرک حفرهها در ترانزیستور PMOS نسبت به الکترونها در ترانزیستور NMOS، برای برابر بودن $g_m$، $W/L$ ترانزیستور PMOS باید بزرگتر انتخاب شود. میتوان گفت نویز فلیکر ترانزیستور کانال- p کمتر از کانال- n است. دلیل دیگر کم بودن نویز PMOS این است که حفرهها از درون یک کانال مدفون که از مرز اکسید – سیلیکن فاصله دارد انتقال مییابند. نکته دیگر این که اعوجاج ناشی از ترانزیستورهای PMOS به خاطر بیشتر بودن $W/L$ آنها و افزایش خازنهای پارازیتی و عواملی نظیر کندتر بودن نسبت به NMOS بیشتر است. بنابراین پیشبینی میشود که در یک میکسر گیلبرت با ترانزیستورهای کانال-p علیرغم کم شدن نویز، اعوجاج افزایش یابد. به همین دلیل جهت کلی پایان نامه بدین صورت است که ابتدا میکسر PMOS کم نویزی طراحی شده و سپس با کاربرد روش خطیسازی معین در جهت رفع اعوجاج آن اقدام میگردد.

## ۲-۲- طراحی و شبیه سازی میکسرهای NMOS و PMOS

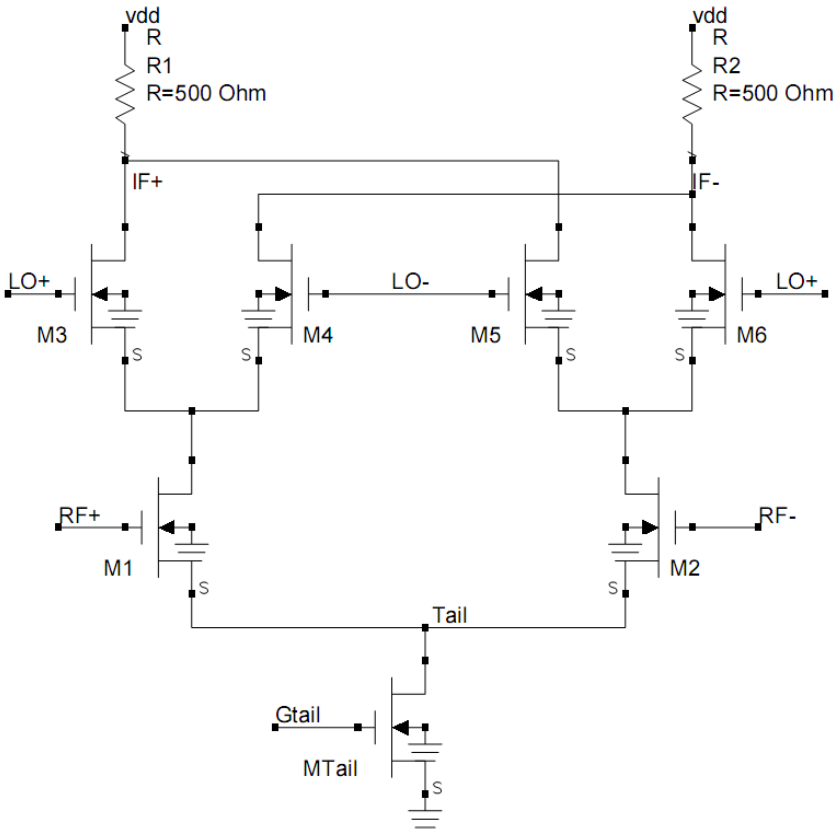
مدار شکلهای ( ۱-۲) و (۲-۲) میکسرهای متعادل دوگانه کانال-p و کانال-n هستند که در آنها ترانزیستورهای $M_1$، $M_2$، $M_{tail}$ و $M_{3-6}$ ساختار پایه یک میکسر سلول گیلبرت را تشکیل میدهند. ترانزیستورهای $M_1$ و $M_2$ که در آرایش سورس مشترک به کار رفتهاند، مبدل ولتاژ به جریان میباشند همچنین با تقویت $V_{rf}$ باعث افزایش بهره قبل از عمل ضرب میشوند. ترانزیستورهای $M_{3-6}$ به عنوان سوئیچ عمل میکنند که با توجه به سیگنال LO جریانی متناسب با آن را ایجاد مینمایند. در اینجا از بارهای مقاومتی به دلیل نویز کم و پهنای باند مناسب استفاده شده است. در این مدار تمامی ترانزیستورها در ناحیه اشباع قرار دارند. استفاده از این ناحیه کاری موجب افزایش بهره و کاهش حساسیت جریان مدار نسبت به تغییرات ولتاژ ترانزیستورها خواهد شد. به منظور سادهسازی محاسبات، در کل مراحل طراحی از اثر مدولاسیون طول کانال صرف نظر میشود و رابطههای (۱-۲) و (۲-۲) برای جریان ترانزیستورها در نظر گرفته میشود.

$$I_{DS_N} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{t_N}\right)^2 \qquad (۲-۱)$$

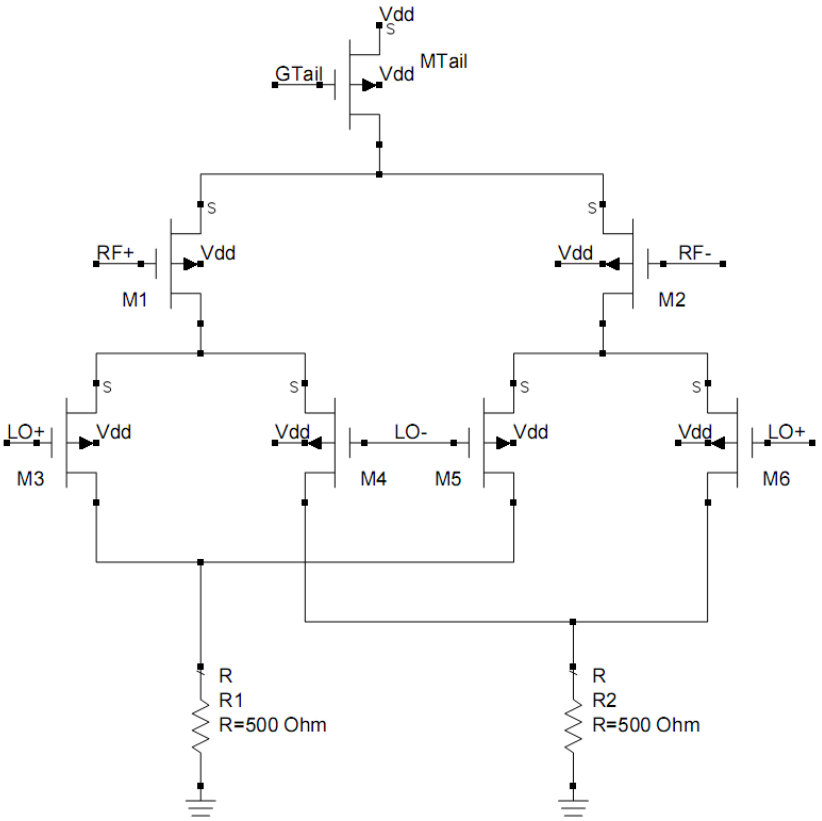
$$I_{DS_P} = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{t_P}\right)^2 \qquad (۲-۲)$$

بهره تبدیل در آرایش گیلبرت به صورت زیر قابل محاسبه است. [5]

$$G_c = \frac{2}{\pi} g_{m_{1,2}} R_{eq} \qquad (۲-۳)$$




شکل ۱-۲ : میکسر گیلبرت NMOS.




شکل ۲-۲ : میکسر گیلبرت PMOS.

جدول ۱-۲ : پارامترهای ترانزیستورها برای طراحی. [11]

| | |
|---|---|
| $V_{th}$ | 0.5 – 0.8 V |
| $\mu_n C_{ox}$ | $300\frac{\mu A}{V^2}$ |
| $\mu_p C_{ox}$ | $100\frac{\mu A}{V^2}$ |

$R_{eq}$ مقاومت معادل دیده شده در خروجی میکسر پس از اتصال آن به طبقه بعد، که عموما یک فیلتر IF است، می‌باشد. مقاومت ورودی فیلتر IF معمولا بین $300\Omega$ تا $500\Omega$ می‌باشد که این مقاومت باعث کاهش بهره تبدیل میکسر خواهد شد. حال با استفاده از روابط کلی فوق، برای طراحی مدار شکلهای ( ۱-۲) و (۲-۲) در تکنولوژی 0.18µm و ولتاژ تغذیه 1.8v ولت به صورت زیر عمل میشود. ابتدا فرض میشود ماسفتهای به کار رفته دارای مشخصات کلی جدول (۱-۲) باشند. جریان بایاس میکسرها 2.7mA در نظر گرفته میشود تا امکان مقایسه با نتایج مقاله مرجع ( ۱۲) که در روش خطیسازی به کار گرفته شده، باشد. همچنین برای تمام ترانزیستورها مقدار $V_{od}$ برابر و مساوی 0.2v فرض می شود. ولتاژهای بایاس به گونهای انتخاب میشوند که همه ترانزیستورها در ناحیه اشباع بایاس گردند و مقدار ولتاژ $V_{DS}$ برای همه آنها 0.4v در نظر گرفته شده است. بنابراین با توجه به روابط ( ۱-۲) و (۲-۲) مقادیر W و L ترانزیستورها محاسبه گردیده و در جدول (۲-۲) عنوان شده است.

برای محاسبه $g_m$ با داشتن مقدار $I_{DS}$ و $V_{od}$، رابطه (۴-۲) را میتوان نوشت. [7]

$$g_m = \frac{2I_{D1}}{V_{od}} \qquad (۲-۴)$$

جدول ۲-۲ : مقادیر طراحی میکسرها برای سایز ترانزیستورها.

| component | W(µm) | | n | |
|---|---|---|---|---|
| | NMOS | PMOS | NMOS | PMOS |
| $M_{1,2}$ | 3 | 7.5 | 11 | 23 |
| $M_{3\text{-}6}$ | 3.5 | 7 | 5 | 9 |
| $M_{Tail}$ | 6.6 | 6 | 9 | 43 |

جدول ۳-۲ : مقادیر طراحی میکسرها برای بایاس.

| Bias_LO | | Bias_RF | | Gtail | |
|---|---|---|---|---|---|
| NMOS | PMOS | NMOS | PMOS | NMOS | PMOS |
| 1.4 | 0.3 | 1.1 | 0.7 | 0.7 | 1.1 |

پس از محاسبه مقدار $g_{m1,2} = 13.5\, m\mho$ به دست میآید. با توجه به رابطه ( ۳–۲) و با فرض اینکه $R_{eq} = 500\Omega$ باشد، بهره تبدیل برابر $G_C = 12.6\, dB$ محاسبه میگردد. نقطه برخورد مرتبه سوم نیز به صورت زیر نوشته میشود. [7]

$$IIP3 = 4\sqrt{\frac{2}{3}\frac{I_{bias}}{\mu\, C_{ox}\frac{W}{L}}} \qquad (۲–۵)$$

پس از انجام شبیهسازی نتایج آن به همراه نتایج محاسبات در جدول (۴–۲) بیان شده است. همانطور که انتظار میرفت بهره دو مدار تقریبا برابر و مساوی است و از مقدار محاسبه شده اندکی کمتر میباشد. این امر به دلیل عدم تطبیق مناسب در مدار اتفاق افتاده است. در مورد نویز نیز چنانچه اشاره گردید مقادیر به دست آمده در شبیهسازی شده نشان میدهد که میکسر متعادل دوگانه از نوع کانال–p، نویز کمتری نسبت به کانال–n مشابه تولید مینماید. نتایج جدول فوق نشان میدهد که میکسر PMOS دارای اعوجاج بیشتری نسبت به NMOS است.

با مقایسه رابطه (۵–۲) برای NMOS و PMOS به دلیل این که جریان بایاس دو میکسر برابر فرض شدهاند، به این نتیجه میرسیم که چون با مقادیر $\frac{W}{L}$ طراحی شده برای دو مدار $\mu_n\, C_{ox}\frac{W}{L} = 0.055$ و $\mu_p\, C_{ox}\frac{W}{L} = 0.1$ میشود، از آنجایی که این دو مقدار در مخرج کسر قرار دارند و رابطه عکس با IIP3 دارند، عدد بزرگتر نقطه برخورد مرتبه سوم کمتری را باعث خواهد شد. بنابراین IIP3 در میکسر PMOS مقدار کمتری را خواهد داشت. فرمولی که در اینجا برای محاسبه IIP3 ارائه گردیده، با فرض تطبیق امپدانس ورودی و خروجی میکسر، خطی بودن عملکرد ترانزیستورهای سویچ و همچنین در نظر نگرفتن اثرات غیرخطی دیگر نظیر خازنهای پارازیتی منبع جریان است.

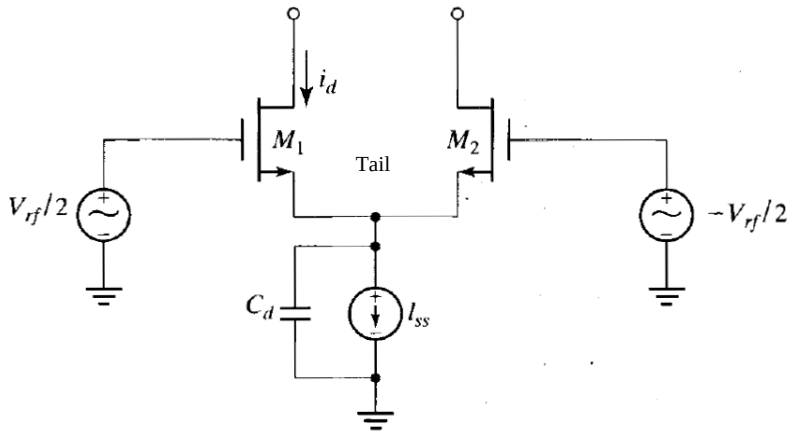
لازم به ذکر است تکنولوژیهای ساخت ترانزیستورهای CMOS در حال توسعه و پیشرفت هستند و در این راستا طول کانال پیوسته کاهش مییابد. این کاهش تا مقادیر زیر میکرون و حتی در حدود چند ده نانومتر بوده است و اثراتی مانند اشباع سرعت الکترونها و حفرهها در اثر میدانهای قوی الکتریکی را به همراه داشته است. [13,14] لذا باعث ایجاد پیچیدگی در روابط حاکم بر ترانزیستورها گردیده و دیگر روابط ساده گذشته پاسخگوی طراحی دقیق و مناسب نیست. ابزارهای توانمندی برای محاسبه و اعمال اثرات فوق ارائه میشود که با بهرهگیری از روابط پیچیده ریاضی قادر به حل پاسخ مدارات CMOS کنونی هستند. بنابراین میتوان نتیجه گرفت که کمتر شدن IIP3 در شبیهسازی نیز میتواند به دلیل وجود پارامترهای محاسبه نشده فوق باشد. یکی از این اثرات، وجود خازنهای پارازیتی منبع جریان در فرکانسهای بالا میباشد که میبایست مورد بررسی قرار گیرد. بنابراین در اینجا طرحی ارائه میگردد که بتوان این اثر را تا حدودی کاهش داد.

جدول ۴-۲ : نتایج محاسبات وشبیهسازی پارامترهای میکسر

| Parameter | Predicted | | Simulated | | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| | NMOS | PMOS | NMOS | PMOS | |
| Conversion Gain | 12.6 | 12.6 | 11 | 10.9 | dB |
| NF (SSB) | <13 | <13 | 11.1 | 8.7 | dB |
| IIP3 | 7.1 | 4.7 | 1.19 | -3 | dBm |

## ۳-۲- روش خطیسازی پیشنهادی

با افزایش فرکانس کاری در میکسر سلول گیلبرت، صرف نظر کردن از اثر خازنها (نظیر خازن $C_{sb}$ و $C_{db}$) و یا سلف‌های مدار و در نظر گرفتن مدار به عنوان یک سیستم بدون حافظه، درست نخواهد بود. این خازن‌ها می‌توانند غیر خطی نیز باشند که در این صورت اثرات غیر خطی نیز ایجاد خواهند کرد. اما حتی در حالتی که این خازنها خطی هستند، حضور آنها محاسبه اعوجاج را بر اساس اجزاء بدون حافظه و غیر خطی (نظیر مشخصه درجه دوم I-V ) تغییر می‌دهد و تحلیل ساده بر اساس سری تیلور معتبر نخواهد بود. با توجه به شکل (۳-۲) عموما ترانزیستور ماسفتی که جریان $I_{ss}$ را از خود عبور میدهد، نسبت به ترانزیستورهای ورودی $M_{1-2}$ و همچنین ترانزیستورهای سویچ $M_{3-6}$، اندازه بزرگتری دارد. بنابراین فرض میشود که خازن $C_{db}$ غالب باشد. همچنین خازن های سورس- بالک $M_1$ و $M_2$ به صورت موازی با $C_{db}$ هستند و با آن جمع میشوند . در نهایت $C_d$ به عنوان برآیند این خازن ها در نظر گرفته می‌شود. فرض ساده کننده دیگری که مورد نظر میباشد، اینست که خازن های پارازیتی خطی باشند . توجه شود که در حالت واقعی $C_d$ خازنی غیرخطی است . بنابراین تنها عامل غیرخطی در مدار ناشی از توان دو در قانون تبدیل ولتاژ به جریان ترانزیستورهاست. در این مرحله با استفاده از سری ولترا محاسبات انجام میشود. با فرض اینکه ورودی سیگنال کوچک و تفاضلی $v_{rf}$ به مدار اعمال می شود و جریان خروجی سیگنال کوچک $i_d$ را ایجاد می نماید برای محاسبه اعوجاج موجود در $i_d$ با توجه به حضور $v_{rf}$ مراحل ذیل انجام می‌گردد. [7]




شکل ۳-۲ : مدار SCP به عنوان مبدل V-I با خازن پارازیتی. [7]