

## ناقل جریان نسل دوم کلاس AB مبتنی بر حلقه تراخطی با مقاومت ورودی بسیار پایین

خلیل منفردی<sup>۱</sup>، استادیار

۱- گروه مهندسی برق - دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز - ایران - khmonfaredi@azaruniv.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله یک ناقل جریان نسل دوم (CCII) کلاس AB جدید مبتنی بر حلقه تراخطی با مقاومت ورودی بسیار پایین بر اساس تکنیک فیدبک جریانی مثبت ارائه شده است و عملکرد آن مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. برای اطمینان از عملکرد صحیح مدار و نتایج حاصله تأثیر تغییرات دما، ولتاژ آستانه، تغییرات W/L و همین‌طور تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  بر این ساختار توسط تحلیل مونت کارلو برای سی بار اجرا با خطای ۳٪ بررسی شده است که عملکرد خوب مدار پیشنهادی را تثبیت می‌کند. مقاومت ورودی پایه X تا فرکانس‌های حدود ۱۰MHz در محدوده بسیار پایین و در حدود  $0.83m\Omega$  به دست آمده است. مدار دارای آفست جریانی بسیار کم  $12.3nA$  و آفست ولتاژی حدود  $17.2mV$  می‌باشد. بهره جریانی مدار یک و پهنای باند حالت جریان آن ۹۰۰MHz می‌باشد. همچنین بهره ولتاژی مدار  $0.964$  با پهنای باند حالت ولتاژ ۶۰۰MHz به دست آمده است. مدار CCII پیشنهادی توسط نرم‌افزار HSPICE و با تکنولوژی TSMC CMOS  $0.18\mu m$  شبیه‌سازی شده است. ولتاژ تغذیه برای این مدار  $\pm 1.5V$  و جریان تغذیه  $10\mu A$  در نظر گرفته شده است و مصرف توان مدار  $304.28\mu W$  برآورد شده است.

**واژه‌های کلیدی:** ناقل جریان نسل دوم، کلاس AB، حلقه تراخطی، مقاومت ورودی، فیدبک جریانی مثبت، مونت کارلو.

## Class AB Ultra Low Input Impedance Trans-linear Based Second Generation Current Conveyor

K. Monfaredi<sup>1</sup>, Assistant Professor

1- Faculty of Engineering, Department of Electrical and Electronic Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran, Email: khmonfaredi@azaruniv.ac.ir.

**Abstract:** In this paper a novel class AB, ultra-low input impedance trans-linear based second generation current conveyor utilizing current positive feedback technique is proposed and the principle of its operation is discussed. In order to verify the performance of the proposed structure and also the achieved results the effect of temperature, threshold voltage, W/L and  $V_{DD}$  variations is investigated on the circuit applying Monte Carlo analysis with thirty runs including 3 percent error which proves the robustness of the proposed technique. The input impedance of port X remains at relatively low values of about  $0.83m\Omega$  to frequencies up to 10MHz. The circuit has ultra-low offset current of  $12.3nA$  and offset voltage of  $17.2mV$ . It has current gain of 1.000 and current signal bandwidth of 900MHz. The voltage gain of 0.964 with voltage signal bandwidth of 600MHz is also achieved. The proposed CCII is simulated with HSPICE in TSMC  $0.18\mu m$  CMOS technology.  $\pm 1.5V$  supply voltage with  $10\mu A$  bias current is considered and the power dissipation of  $304.28\mu W$  is measured.

**Keywords:** Second generation current conveyor, class AB, trans-linear, input impedance, current positive feedback, Monte Carlo.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۶/۰۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۹/۲۵

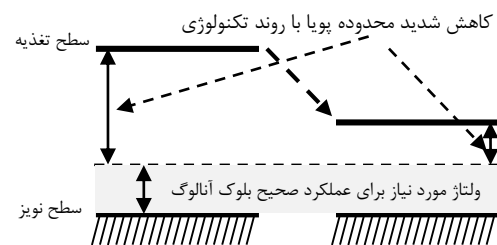
نام نویسنده مسئول: خلیل منفردی

نشانی نویسنده مسئول: تبریز - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - دانشکده فنی و مهندسی - گروه مهندسی برق.

۱- مقدمه

ناقل جریان نسل دوم در سال ۱۹۷۰ توسط Sedra و Smith معرفی شد که یکی از متداولترین بلوکهای مدارهای آنالوگ حالت جریان است [۱]. ناقلهای جریان معادل تقویت کنندههای عملیاتی حالت ولتاژی میباشند که در حالت جریانی کار می کنند. برخلاف پردازش حالت ولتاژی در تقویت کنندههای عملیاتی که در آنها گرههای امپدانس بالا لازمه افزایش بهره ولتاژ و انتقال بهینه سیگنال ولتاژی و کاهش خطای پردازش می باشد، در پردازش حالت جریان گرههای امپدانس پایین برای دستیابی به همان ویژگی استفاده می شود. این امر سبب بهبود قابل ملاحظه پاسخ فرکانسی تابع انتقال در بلوکهای پردازش حالت جریان نظیر ناقلهای جریان می شود. کاهش مقاومت در مسیر جریان باعث افزایش سرعت و نرخ چرخش مدارهای حالت جریان می شود حال آن که این مشخصهها از تنگناهای جدی کار در حالت ولتاژی محسوب می شوند. در پردازش حالت ولتاژ الزامات بهره و پهنای باند با هم مغایرت دارد به نحوی که همواره حاصل ضرب بهره در پهنای باند مقداری ثابت است [۲].

استفاده از فیدبک سیگنال جریان نه تنها باعث افزایش پهنای باند مدارات حالت جریان می شود بلکه اصل «ثابت بودن حاصل ضرب بهره در پهنای باند» را نقض کرده و مزیت ثابت ماندن پهنای باند در بهره های مختلف (و در مواردی حتی افزایش پهنای باند به همراه افزایش بهره) را ارائه می دهد. از دیگر ویژگی های برجسته پردازش حالت جریان سازگاری با روند تکنولوژی است که در آن تمایل به سمت ابعاد کوچک تر ترانزیستورها برای کاهش سطح اشغالی و لذا هزینه تمام شده تراشه می باشد. از طرفی این کاهش ابعاد آستانه ولتاژ قابل تحمل ادوات نیمه هادی را پایین آورده و لذا سقف ولتاژ تغذیه مجاز را کاهش می دهد. همان گونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، کاهش ولتاژ تغذیه که مستقیماً سبب کاهش توان مصرفی می شود هر چند محدوده پویای سیگنال را در پردازش های ولتاژی در تنگنای شدید قرار می دهد و نیاز به ارائه ساختارهای ولتاژ پایین را ضروری می نماید اما در پردازش های جریانی محدودیت قابل ملاحظه ای ایجاد نمی کند [۲].



شکل ۱: نمایش کاهش محدوده پویا در عملکرد حالت ولتاژ

آن ها برای پیاده سازی انواع تقویت کننده ها [۳]، فیلترها [۴]، اسیلاتورها [۵-۶]، انواع سنسورها [۷] و غیره اشاره نمود. در این حالت ها کافی است در مدارهای طراحی شده بجای تقویت کننده های ولتاژی مرسوم از ناقل های جریان با تمهیدات، تغییرات و تنظیمات لازم استفاده کرد.

ناقل جریان نسل دوم یک بلوک سه پایانه ای است. پایانه Y یک پایه امپدانس بالا است در حالی که پایه X یک پایه امپدانس پایین می باشد. ولتاژ پایه Y به پایه X منتقل می شود.  $(V_X = \alpha V_Y)$  جریانی که به پایه X اعمال می شود به پایه Z انتقال می یابد  $(I_Z = \beta I_X)$ . پایانه Z یک پایه امپدانس بالا است که جهت جریان آن به جهت جریان ورودی پایانه X و نوع CCII که مثبت  $(I_Z = +\beta I_X)$  یا منفی  $(I_Z = -\beta I_X)$  باشد، بستگی دارد. مقدار  $\alpha$  معمولاً برابر یک و مقدار  $\beta$  متناسب با نیاز مدار پردازنده انتخاب می شود. معادله انتقالی ناقل جریان نسل دوم در ماتریس معادله (۱) نشان داده شده است [۸].

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 \\ 0 & \pm \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (1)$$

از ابتدای ظهور ناقل جریان تا به امروز تلاش های زیادی برای بهبود مشخصات ساختاری آن انجام شده است. از جمله ای این مشخصات می توان به کاهش امپدانس ورودی، افزایش مقاومت خروجی، افزایش دقت انتقال ولتاژ و جریان، افزایش پهنای باند، افزایش محدوده پویای ولتاژ و جریان ورودی، کاهش ولتاژ و توان مصرفی، کاهش آفست اشاره نمود.

در این مقاله با ارائه ساختار جدید سعی بر کاهش مقاومت ورودی پایه X می باشد. روش های متنوعی برای کاهش مقاومت ورودی بیان شده است که از جمله می توان به استفاده از فیدبک مثبت [۹] و یا منفی [۱۰-۱۲] و یا استفاده همزمان از فیدبک مثبت و منفی [۱۳] اشاره نمود و یا می توان از ساختارهایی در کلاس AB [۱۴] بهره برد و یا همانند روش پیشنهادی در مرجع [۱۵-۱۷] مسیر عبور سیگنال را از مسیر انتقال جریان با ایجاد یک مسیر عبور سیگنال جدید برای انتقال جریان از پایه X به پایه Z جدا نمود و مقاومت ورودی را کاهش داد.

در این مقاله یک CCII با مقاومت ورودی بسیار پایین معرفی می شود که از یک روش ابتکاری برای پیاده سازی فیدبک مثبت جریانی بهره برده است که باعث کاهش مقاومت ورودی و افزایش دقت انتقال جریانی و افزایش پهنای باند و گسترش محدوده پویای جریان می شود. در قسمت بعد به معرفی ساختار پیشنهادی و تحلیل آن پرداخته و نتایج حاصل از شبیه سازی را به همراه مقایسه ای با ساختارهای مشابه در بخش سوم ارائه می دهیم.

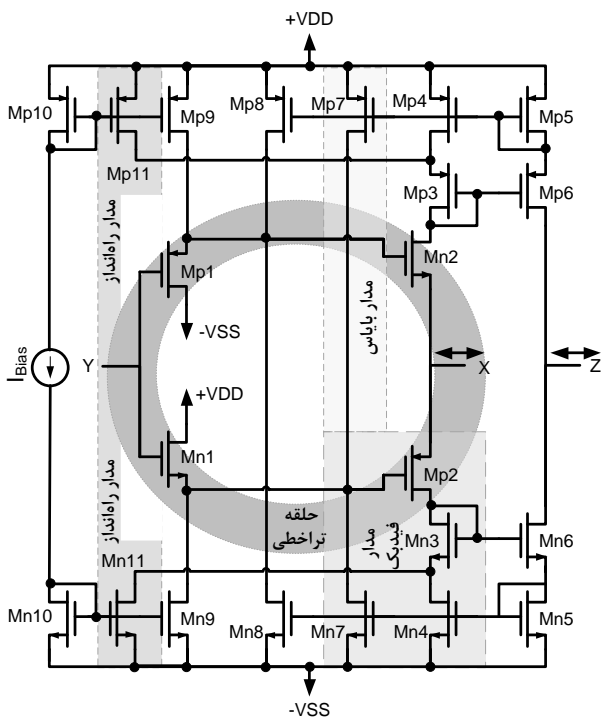
۲- ساختار ناقل جریان نسل دوم پیشنهادی

ساختار بلوکی CCII پیشنهادی که بر مبنای یک حلقه تراخطی عمل انتقال ولتاژ را انجام می دهد، در شکل ۲ نشان داده شده است. در این

با توجه به معادل بودن ناقل های جریان با تقویت کننده های ولتاژی و به دلیل قابلیت کار همزمان آن ها در حالت ولتاژی و جریانی، این بلوک ها دارای کاربردهای گسترده ای هستند که می توان به استفاده از

کاهش خواهد یافت. این امر سبب خواهد شد این جریان مسیر ترانزیستور  $M_{n8}$  را برای عبور انتخاب کند. از طرفی تساوی  $I_{M_{n8}}=I_{M_{p8}}$  توسط آینه جریان ویلسون تثبیت شده است. در حالی که اعمال ولتاژ به گره  $y$  سبب برقراری رابطه  $I_{M_{n8}}=I_{M_{p8}}+\Delta I$  می‌شود. برای ایجاد تعادل مجدد در سیگنال‌ها ولتاژ گیت  $M_{n2}$  ناشی از آینه جریان‌های تعبیه شده به اجبار به اندازه  $\Delta V$  افزایش خواهد یافت تا  $M_{p1}$  مجدداً تعادل جریانی برقرار شده و جریان حالت قبل را از خود عبور دهد. حال  $V_{gs,n2}$  به اندازه  $\Delta V$  بزرگ شده است و با تحلیلی مشابه مشخص می‌شود که  $V_{gs,p2}$  نیز به اندازه  $\Delta V$  کوچک می‌شود و این امر مجدداً سبب برهم خوردن تعادل سیگنال در گره  $X$  خواهد شد. با عملکردی مشابه ناشی از آینه‌های جریان و با افزایش ولتاژ گره  $x$  به اندازه  $\Delta V$  تعادل جریانی مجدداً برقرار خواهد شد. نتیجه نهایی این که ولتاژ گره  $x$  همواره ولتاژ گره  $y$  را تعقیب خواهد نمود.

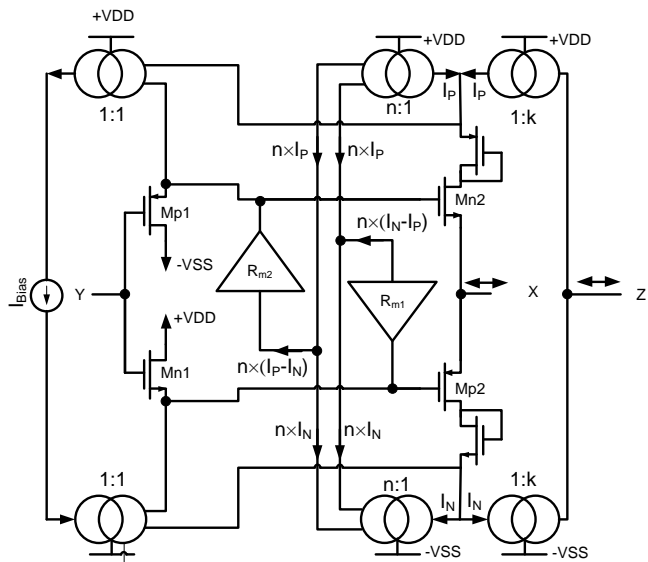
استفاده از ساختار کلاس AB در طبقه خروجی به کاهش مقاومت ورودی کمک نموده [۱۴] و آینه جریان ویلسون بهبودیافته برای انتقال جریان و افزایش دقت و همچنین افزایش مقاومت خروجی و در نتیجه افزایش پهنای باند جریانی به مدار افزوده شده است که شامل ترانزیستورهای  $M_{p1}-M_{p6}$  و  $M_{n3}-M_{n6}$  می‌باشد.



شکل ۳: ساختار ترانزیستوری CCHII پیشنهادی

ترانزیستورهای  $M_{p7}, M_{p8}, M_{n7}$  و  $M_{n8}$  فیدبک جریانی مثبت را پیاده‌سازی می‌کنند که در نهایت در صورت انجام تمهیدات لازم برای جلوگیری از ناپایداری مدار منجر به کاهش مقاومت پارازیتی پایه  $X$  می‌گردند. ماهیت مفهومی سیگنال‌های دخیل در مسیر فیدبک دوره گذر به‌ازای شرایط پایدار در شکل ۴ (الف) نشان داده شده‌اند. عملکرد فیدبک مدار به این صورت است که در صورت تزریق جریان  $\Delta I_{x1}$  به

مدار با استفاده از فیدبک مثبت که تحت‌تأثیر و کنترل جریان‌های  $I_p$  و  $I_n$  می‌باشد، مقاومت ورودی این ساختار کاهش داده شده است. جریان‌های  $I_p$  و  $I_n$  ناشی از جریان  $I_x$  می‌باشند به صورتی که در صورت ریخته شدن جریان به گره  $X$  جریان  $I_n$  زیاد شده و جریان  $I_p$  کاهش می‌یابد. برعکس در صورت کشیده شدن جریان از گره  $X$  جریان  $I_n$  کاهش یافته و جریان  $I_p$  افزایش می‌یابد. ولتاژ گیت  $M_{n2}$  و  $M_{p2}$  توسط این فیدبک به‌گونه‌ای تنظیم می‌گردد که با ثابت نگه داشتن نسبی ولتاژ گره ورودی سبب ایجاد مقاومت ورودی پایین می‌گردد. عمل انتقال جریان از پایه  $X$  به پایه  $Z$  توسط آینه جریان با بهره انتقال جریانی  $k$  انجام می‌گیرد که در این شبیه‌سازی مقدار  $k$  برابر یک در نظر گرفته شده است. با انتخاب آینه جریان‌های با دقت بالا و مقاومت خروجی بزرگ می‌توان عملکرد انتقال جریان را بهبود بخشید [۲۳-۱۸].



شکل ۲: ساختار بلوکی CCHII با مقاومت ورودی کوچک

ساختار ترانزیستوری CCHII پیشنهادی در شکل ۳ قابل مشاهده می‌باشد. حلقه تراخظی شامل ترانزیستورهای  $M_{p1}, M_{p2}, M_{n1}$  و  $M_{n2}$  می‌باشد که عمل انتقال ولتاژ از پایه  $Y$  به پایه  $X$  را فراهم می‌کند و برای افزایش محدوده پویای ولتاژ ورودی درین ترانزیستورهای  $M_{p1}$  و  $M_{n1}$  به منبع تغذیه متناظر متصل شده‌اند. انعکاس تغییرات ولتاژ گره  $y$  به گره  $x$  با رابطه تراخظی معادله (۲) نشان داده شده است.

$$|V_{gs,p1}| + V_{gs,n1} = |V_{gs,p2}| + V_{gs,n2}$$

$$V_y - V_{gs,n1} = V_x - V_{gs,p2}$$

$$V_y - V_{gs,p1} = V_x - V_{gs,n2}$$

$$2 \times V_y - (V_{gs,p1} + V_{gs,n1}) = 2 \times V_x - (V_{gs,p2} + V_{gs,n2})$$

$$V_y = V_x \quad (2)$$

### بررسی تأثیر تغییر ولتاژ گره $y$ بر روی ولتاژ گره $x$

در صورتی که  $V_y$  به اندازه  $\Delta V$  زیاد شود در این صورت  $V_{gs,p1}$  به همین مقدار کوچک‌تر می‌شود و لذا جریان عبوری از  $M_{p1}$  نیز به اندازه  $\Delta I$

برای جلوگیری از ناپایداری مدار بایستی  $\Delta V < \Delta V_{X1}$  باشد. به دلیل اعمال تأثیر مستقیم بر نقطه اثر سیگنال غالب چنانچه کاهش ولتاژ گیت  $M_{p2}$  بیش از حد افزایش ولتاژ سورس آن باشد ( $\Delta V > \Delta V_{X1}$ ) در این صورت وارونگی تغییرات ولتاژ در ورودی سبب ایجاد مقاومت منفی و لذا ناپایداری خواهد شد. همان‌گونه که در ادامه در تحلیل‌ها و معادله‌های (۶)، (۷)، (۱۳) و (۱۴) بیان خواهد شد پیکربندی مدار با ایجاد امپدانس پایین در گیت‌های  $M_{p2}$  و  $M_{n2}$  در حدود  $g_m^{-1}$  و ایجاد بهره  $R_{m1}$  و  $R_{m2}$  کم‌تر از یک سبب ایجاد شرایط کار مناسب و رفع ناپایداری می‌شود.

برای تحلیل عملکرد مدار شکل ۵ (الف) را در نظر می‌گیریم که قسمتی از مدار پیشنهادی می‌باشد و مدل سیگنال کوچک آن در شکل ۵ (ب) رسم شده است. ترانزیستورهای  $M_{p9}$ ،  $M_{p10}$ ،  $M_{p11}$ ،  $M_{n9}$ ،  $M_{n10}$  و  $M_{n11}$  به همراه منبع جریان  $I_{Bias}$  وظیفه برقراری جریان بایاس در حلقه تراختی را بر عهده دارند. جریان عبوری از ترانزیستورهای  $M_{p1}$  و  $M_{n1}$  برابر  $I_{Bias}$  و جریان عبوری از ترانزیستورهای  $M_{p2}$  و  $M_{n2}$  برابر  $I_{Bias} + I_o$  است که در معادله (۳) داده شده است.

$$I_o = \frac{V_{DD} + V_{SS} - |V_{gs,p4}| - |V_{gs,p3}| - V_{gs,n4} - V_{gs,n3}}{r_{ds,n2} + r_{ds,p2}} \quad (۳)$$

آفست ولتاژی  $V_{offset}$  میان گره  $X$  و گره  $Y$  ناشی از این تفاوت جریان‌ها در ترانزیستورهای حلقه تراختی می‌باشد که در معادله (۴) (ج) نشان داده شده است.

$$\sqrt{\frac{2I_{D,p1}}{\mu_p C_{ox,p} \frac{W_{p1}}{L_{p1}}} + |V_{th,p1}| + V_Y} = V_X + \sqrt{\frac{2I_{D,n2}}{\mu_n C_{ox,n} \frac{W_{n2}}{L_{n2}}} + V_{th,n2}} \quad (۴-الف)$$

$$V_Y - V_X = \sqrt{\frac{2I_{D,n2}}{\mu_n C_{ox,n} \frac{W_{n2}}{L_{n2}}} + V_{th,n2}} - \sqrt{\frac{2I_{D,p1}}{\mu_p C_{ox,p} \frac{W_{p1}}{L_{p1}}} + |V_{th,p1}| + V_Y}$$

$$I_{D,n2} = I_{Bias} + I_o, \quad I_{D,p1} = I_{Bias}$$

با فرض یکسان بودن ترانزیستورها و ابعاد آن‌ها داریم:

$$\sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_Y - V_X)} = \sqrt{I_{D,n2}} - \sqrt{I_{D,p1}}$$

$$\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_Y - V_X)^2 = I_{D,n2} + I_{D,p1} - 2\sqrt{I_{D,p1} \times I_{D,n2}}$$

$$= 2I_{Bias} + I_o - 2\sqrt{I_{Bias} \times (I_{Bias} + I_o)} \quad (۴-ب)$$

$$= 2I_{Bias} + I_o - 2I_{Bias} \sqrt{1 + \frac{I_o}{I_{Bias}}}$$

از آنجاکه  $I_{Bias} \gg I_o$  می‌باشد با استفاده از بسط تیلور داریم:

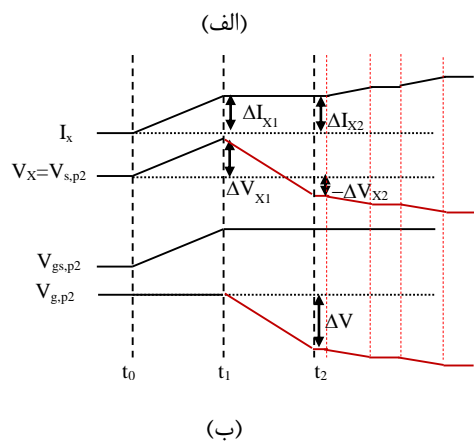
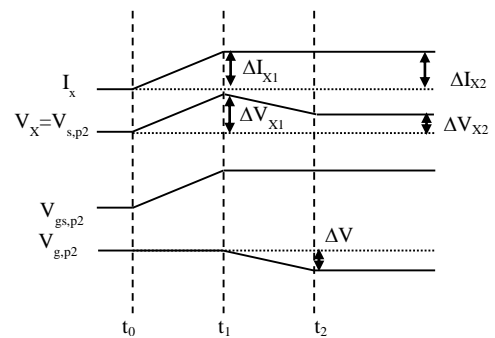
$$\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_Y - V_X)^2 = 2I_{Bias} + I_o - 2I_{Bias} \left( 1 + \frac{I_o}{2I_{Bias}} - \frac{I_o^2}{8I_{Bias}^2} + \dots \right)$$

$$\approx \frac{I_o^2}{4I_{Bias}}$$

$$\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_Y - V_X)^2 = \frac{I_o^2}{4I_{Bias}}$$

$$(V_Y - V_X)^2 = \frac{I_o^2}{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_{Bias}}$$

گره  $X$  در بازه زمانی  $t_0$  تا  $t_1$  که زمان گذر اول قبل از آغاز بکار تقویت‌کننده است ولتاژ این گره تمایل به افزایش به اندازه  $\Delta V_{X1}$  و تأمین  $V_{gs,p2}$  لازم برای عبور جریان تزریق‌شده دارد. افزایش جریان عبوری از  $M_{n4}$  سبب افزایش ولتاژ گیت-سورس ترانزیستور  $M_{n4}$  شده و از طرف دیگر کاهش جریان عبوری از  $M_{p4}$  سبب کاهش ولتاژ گیت-سورس ترانزیستور  $M_{p4}$  و یا به عبارت دیگر افزایش ولتاژ گیت آن شده و در نتیجه تقویت‌کننده متشکل از ترانزیستورهای  $M_{n7}$  و  $M_{p7}$  تقویت‌کننده متشکل از ترانزیستورهای  $M_{n8}$  و  $M_{p8}$  به صورت همزمان در بازه زمانی  $t_1$  تا  $t_2$  به ترتیب با افزایش جریان کشیده شده از گیت ترانزیستورهای سورس پیرو  $M_{n2}$  و  $M_{p2}$  سبب پایین آمدن ولتاژ آن به اندازه  $\Delta V$  و جبران افزایش ولتاژ  $V_{gs,p2}$  با انتقال اثر از سورس به گیت و تثبیت ولتاژ ورودی گره  $X$  شده و کاهش مقاومت ورودی را نتیجه می‌دهد. از طرف دیگر قابلیت کاهش مستمر ولتاژ گیت ترانزیستورهای  $M_{p2}$  و  $M_{n2}$  با افزایش ولتاژ گره  $X$  توأم با تزریق تصاعدی جریان ورودی سبب افزایش مضاعف  $V_{gs,p2}$  و کاهش مضاعف  $V_{gs,n2}$  و تسهیل مضاعف کشش جریان از ترانزیستور  $M_{p2}$  می‌شود به نحوی که کل جریان تزریقی در حال افزایش با روند سرعت‌یافته‌ای در مدار آینه جریان پایین خواهد یافت که این همان فیدبک جریانی مثبت مذکور است. عکس این حالت نیز برای جریان کاهشی مستمر برقرار و صحیح است.



شکل ۴: ماهیت مفهومی سیگنال‌های دخیل در مسیر فیدبک دوره گذر به‌ازای شرایط (الف) پایدار (ب) ناپایدار

$$g_{mn5} \times V_8 + \frac{V_8}{r_{dsn6}} - g_{mn6} \times (V_{in} - V_8) = 0$$

$$V_{in} = (I_{in} - g_{mn4} \times V_8) \times (r_{dsn4} \parallel r_{dsn11}) + \frac{I_{in}}{g_{mn3}}$$

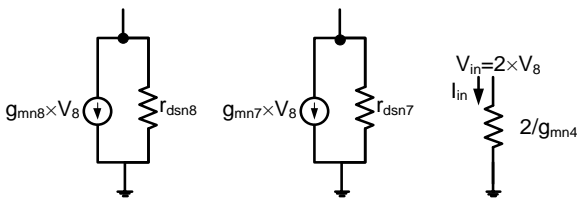
$$V_8 \times [1 + (g_{mn5} + g_{mn6}) \times r_{dsn6}] = g_{mn6} \times r_{dsn6} \times V_{in}$$

$$\frac{V_{in}}{V_8} = \frac{1 + (g_{mn5} + g_{mn6}) \times r_{dsn6}}{g_{mn6} \times r_{dsn6}} \approx 2$$

$$V_{in} \times \left[ 1 + \frac{g_{mn4} \times (r_{dsn4} \parallel r_{dsn11})}{2} \right] = I_{in} \times (r_{dsn4} \parallel r_{dsn11}) + \frac{I_{in}}{g_{mn3}}$$

$$\Rightarrow r_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \approx \frac{2}{g_{mn4}} \quad (5)$$

بر اساس تئوری آینه جریان از آنجاکه جریان ایجاد شده در تقویت کننده مسیر فیدبک متأثر از  $V_8$  یا همان  $V_{gs,n5}$  است، بنابراین مدار معادل شکل ۶ را برای تحلیل مدار به کار می‌بریم.



شکل ۶: مدار معادل ورودی

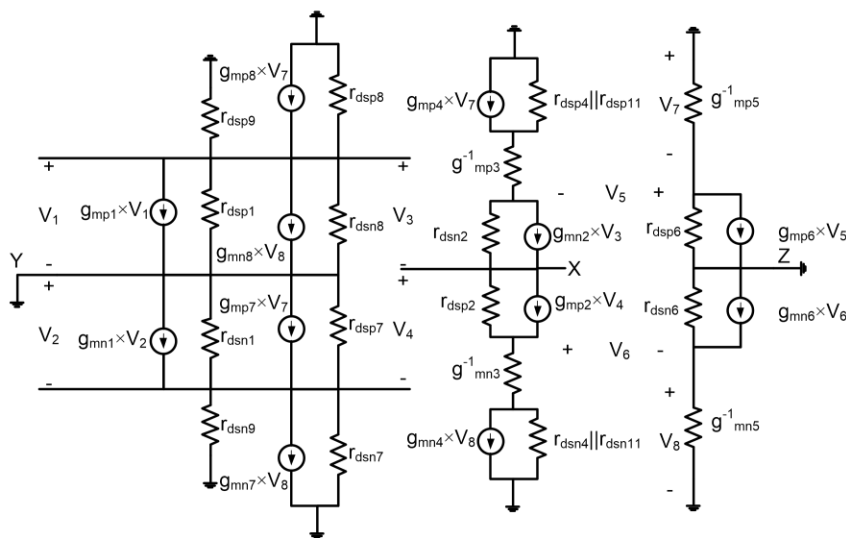
مدار معادل کلی به صورت شکل ۷ می‌باشد که ساده شده آن در شکل ۸ آورده شده است.

مقاومت ورودی برای ساختار ساده شده CCII پیشنهادی به صورت زیر است.

$$r_P = r_{dsp8} \parallel r_{dsn8} \parallel r_{dsp9} \parallel (r_{dsp1} / (1 + g_{mp1} r_{dsp1})) \approx 1 / g_{mp1} \quad (6)$$

$$r_N = r_{dsp7} \parallel r_{dsn7} \parallel r_{dsn9} \parallel (r_{dsn1} / (1 + g_{mn1} r_{dsn1})) \approx 1 / g_{mn1} \quad (7)$$

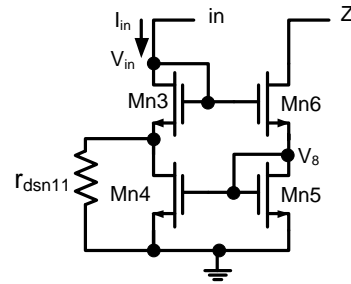
با انجام محاسبات و ساده سازی‌های لازم برای شکل ۸ و با فرض  $g_{mn4} = g_{mn7} = g_{mn8}$  به دست



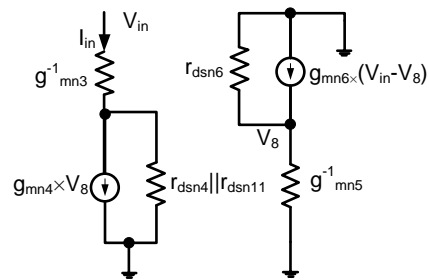
شکل ۷: مدار معادل CCII پیشنهادی

$$V_Y - V_X = V_{offset} = \sqrt{\frac{I_o^2}{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_{Bias}}} \quad (ج-۴)$$

جریان  $I_o$  با عبور از تقویت کننده‌های شبکه فیدبک و بارهای فعال آن این تقویت کننده‌ها را در حالت فعال قرار می‌دهند. این جریان همچنین با عبور ترانزیستورهای منتهی به گره Z این شاخه را در آستانه فعالیت قرار می‌دهد. لذا مصالحه‌ای میان میزان آفست ولتاژی تولید شده در مدار با شرایط کاری تقویت کننده‌ها و طبقه خروجی جریانی منتهی به گره Z بایستی برقرار گردد.



(الف)



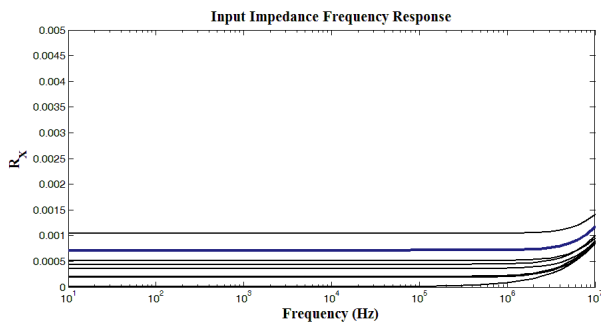
(ب)

شکل ۵: (الف) نمایی از ورودی جریان ساختار پیشنهادی (ب) مدل سیگنال کوچک آن

برای تحلیل اثر مسیر فیدبک ابتدا امیدانس دیده شده از دید درین ترانزیستور  $Mn3$  را با استفاده از شکل ۵ به صورت زیر محاسبه می‌کنیم:

می‌آید.

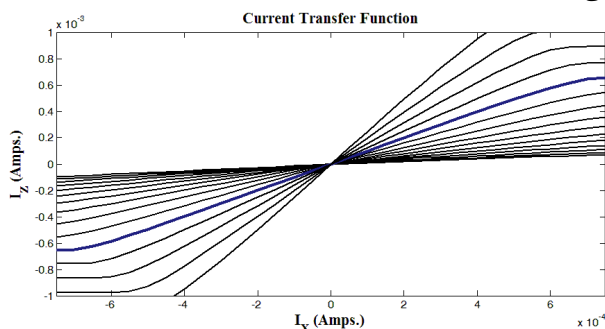
مدار  $\pm 1/5V$  و جریان تغذیه  $10\mu A$  در نظر گرفته شده است که دارای مصرف توانی برابر  $304/28\mu W$  می‌باشد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای این مدار در ادامه ارائه شده است که بیانگر عملکرد خوب مدار پیشنهادی می‌باشد از طرفی برای اطمینان از عملکرد صحیح مدار و نتایج حاصله شبیه‌سازی‌ها برای تغییرات ابعاد جهت ایجاد بهره یا تضعیف سیگنال‌ها نشان داده شده است و مقادیر ذکر شده در متن مربوط به منحنی‌های مشخص شده با رنگ آبی می‌باشد و همچنین تأثیر تغییرات دما، ولتاژ آستانه، عدم انطباق W/L و همین‌طور تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  بر این ساختار توسط تحلیل مونت کارلو برای سی بار اجرا با خطای ۳٪ بررسی شده است.



شکل ۹: رفتار فرکانسی مقاومت ورودی پایه X

شکل ۹ رفتار فرکانسی مقاومت ورودی پایه X را نشان می‌دهد که در فرکانس‌های پایین معادل  $0/83m\Omega$  می‌باشد. با افزایش پاسخ فرکانسی و افت بهره تقویت‌کننده که ماهیت کاهش امپدانس ورودی ناشی از آن بود، امپدانس ورودی از مقدار اولیه  $0/83m\Omega$  افزایش می‌یابد.

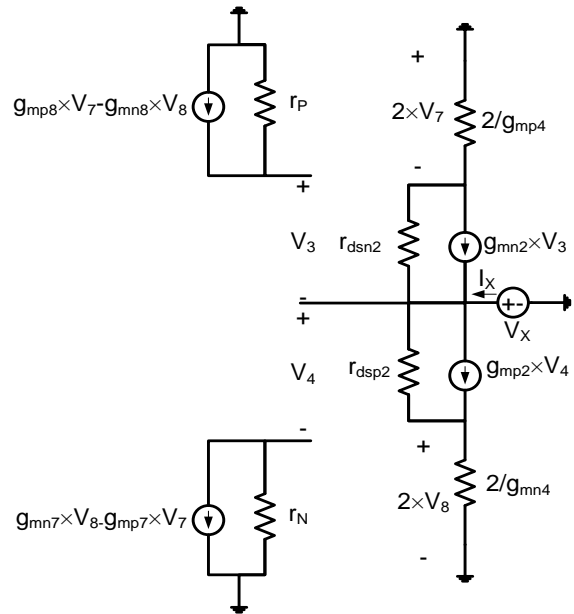
رفتار خطی پیروی جریانی میان پایه X و پایه Z در شکل ۱۰ نشان داده شده است که بیانگر محدوده پویای وسیع جریانی و خطینگی بالا می‌باشد. بهره جریان از ورودی X به خروجی Z برابر با یک در نظر گرفته شده است اما می‌توان برای به‌دست آوردن تقویت مناسب ابعاد ترانزیستورهای  $M_{p5}$  و  $M_{n5}$  را به نحو مقتضی افزایش داد. جریان برای ورودی صفر دارای افست جریانی  $12/3nA$  می‌باشد که در مقایسه با مقادیر جریان‌های ورودی و محدوده پویای مدار مقدار قابل چشم‌پوشی است. در شکل ۱۱ نیز رفتار فرکانسی انتقال جریان نمایش داده شده است که دارای بهره جریانی یک و پهنای باند  $900MHz$  می‌باشد.



شکل ۱۰: رفتار خطی پیروی جریانی میان پایه X و پایه Z

$$V_X [g_{mp2}r_{dsp2} + g_{mn2}r_{dsp2}] = \frac{r_{dsp2}I_X}{g_{mn1}g_{mn4}} [g_{mn1}g_{mn4} - g_{mp2}g_{mn7} - g_{mn2}g_{mn8}]$$

$$r_X = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_{mp2} + g_{mn2}} - \frac{1}{g_{mn1}} \quad (8)$$



شکل ۸: مدار معادل ساده‌شده CCII پیشنهادی

امکان صفر کردن مقاومت ورودی با تنظیم مناسب ابعاد ترانزیستورها برای برقراری رابطه  $g_{mn1} = g_{mp2} + g_{mn2}$  وجود دارد. از سوی دیگر برای بهره تقویت‌کننده‌ها داریم:

$$V_8 = (I_o + I_X) / g_{mn4} = I_N / g_{mn4} \quad (9)$$

$$V_7 = (I_o - I_X) / g_{mp4} = I_P / g_{mp4} \quad (10)$$

با فرض ابعاد یکسان و انطباق کامل ترانزیستورها داریم:

$$V_{o,n} = g_{mn7}r_N V_8 - g_{mp7}r_N V_7 \quad (11)$$

$$= g_{mn7}r_N I_N / g_{mn4} - g_{mp7}r_N I_P / g_{mp4} \quad (12)$$

$$V_{o,n} = (I_N - I_P) g_{m7}r_N / g_{m4} \quad (13)$$

$$R_{m1} = V_{o,n} / (I_N - I_P) = g_{m7}r_N / g_{m4} = g_{m7} / g_{m4} g_{m1} \quad (14)$$

$$R_{m2} = V_{o,p} / (I_P - I_N) = g_{m8}r_P / g_{m4} = g_{m8} / g_{m4} g_{m1} \quad (14)$$

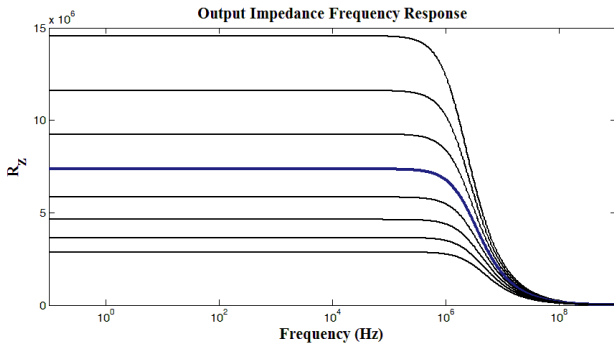
یکی از الزامات فیدبک مثبت برای جلوگیری از ناپایداری بهره کم‌تر از یک برای آن می‌باشد که در معادله‌های (۱۳) و (۱۴) این شرط محقق شده است.

در ادامه نتایج حاصل از شبیه‌سازی قابل مشاهده می‌باشد و این نتایج با برخی از ساختارهای مشابه مقایسه می‌گردد.

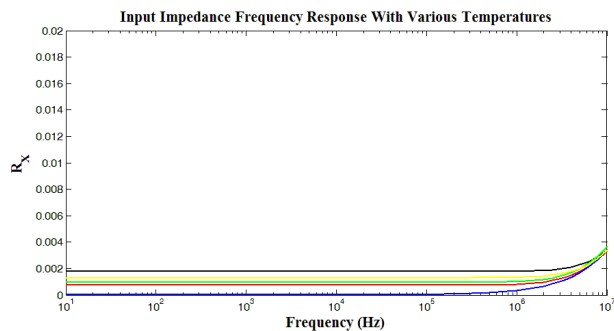
### ۳- نتایج شبیه‌سازی

مدار پیشنهادی برای CCII توسط نرم‌افزار HSPICE و با تکنولوژی TSMC CMOS  $0/18\mu m$  شبیه‌سازی شده است. ولتاژ تغذیه برای این

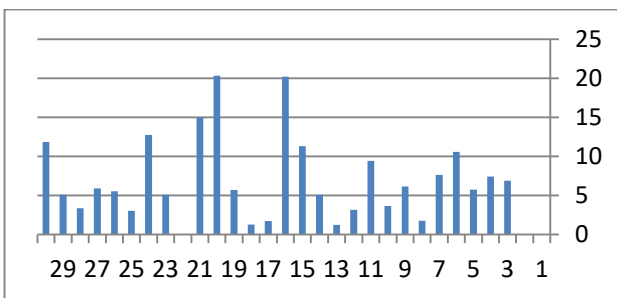
پارامترها بررسی کرده‌ایم که در این قسمت تنها پارامتر مقاومت ورودی را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در ابتدا تغییرات دمایی در شکل ۱۵ تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  در شکل ۱۶ و تغییرات ولتاژ آستانه و تغییرات  $W/L$  به‌طور همزمان در شکل ۱۷ نشان داده شده است. از آنجاکه میزان انحراف پاسخها از حالت عادی به‌ازای تغییرات اعمالی کم بوده و این تغییرات سبب ناپایداری مدار نشده‌اند، می‌توان نتیجه گرفت که CCII ارائه‌شده در برابر تغییرات مذکور عملکرد کیفیت بالای از خود نشان می‌دهد.



شکل ۱۴: رفتار فرکانسی امپدانس خروجی پایه Z



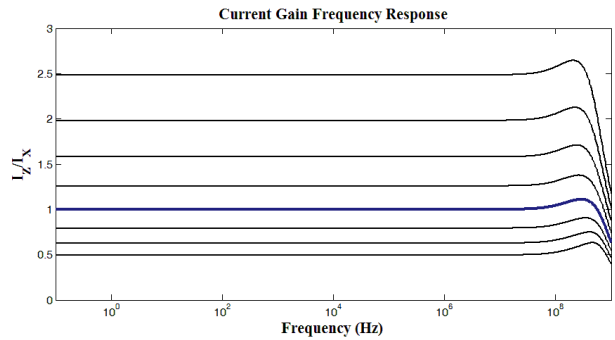
شکل ۱۵: تأثیر تغییرات دمایی برای  $R_x$



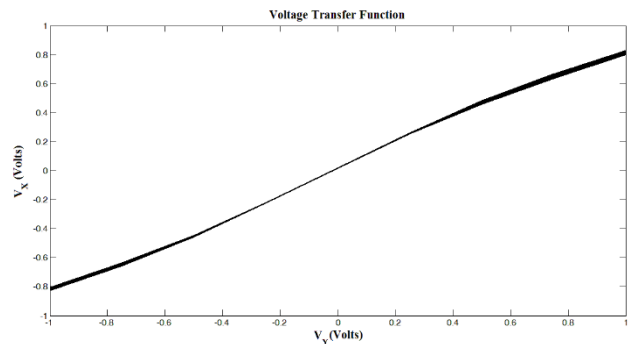
شکل ۱۶: تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  برای  $R_x$

ابعاد ترانزیستورها در جدول ۱ ارائه شده‌اند و در ادامه نتایج عددی حاصل از شبیه‌سازی به همراه مقایسه با چند مدار مشابه در جدول ۲ آورده شده است. برای مقایسه کیفی‌تر عملکرد مدارهای مختلف با هم ضریب شایستگی (FOM) معادله (۱۵) با افزودن پارامتر  $r_x$  به معادله ارائه‌شده در مرجع [۲۴] استفاده شده است.

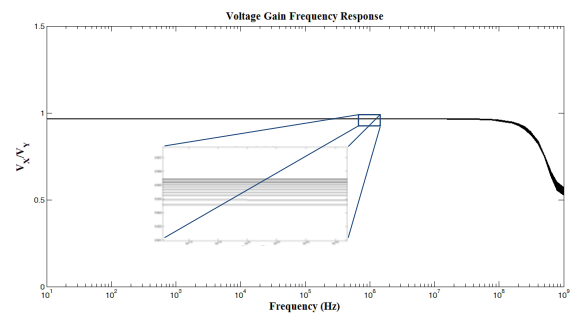
رفتار خطی پیروی ولتاژی میان پایه X و پایه Y در شکل ۱۲ نشان داده شده است که برای ولتاژ ورودی صفر دارای افست ولتاژی  $17/2mV$  می‌باشد. در شکل ۱۳ نیز رفتار فرکانسی پیروی ولتاژ میان پایه X و پایه Y نمایش داده شده است که دارای بهره ولتاژی  $0/964$  و پهنای باند  $60.0MHz$  می‌باشد. پهنای باند حالت ولتاژی نسبت به پهنای باند حالت جریانی  $33\%$  کاهش از خود نشان می‌دهد و محدوده پویا و آفست حالت جریان نسبت به حالت ولتاژی وضعیت مناسب‌تری دارد.



شکل ۱۱: رفتار فرکانسی انتقال جریان میان پایه X و پایه Z



شکل ۱۲: رفتار خطی پیروی ولتاژی میان پایه X و پایه Y



شکل ۱۳: رفتار فرکانسی پیروی ولتاژ میان پایه X و پایه Y

امپدانس خروجی برای این CCII برابر  $7/34M\Omega$  است که رفتار فرکانسی آن در شکل ۱۴ نشان داده شده است. از آنجاکه گره Z یک گره امپدانس بالا است پهنای باند امپدانس خروجی نشان داده‌شده در شکل ۱۲ نسبت به پهنای باند امپدانس ورودی که در شکل ۹ نشان داده شده است کم‌تر می‌باشد.

همان‌طور که اشاره شد تأثیر تغییرات دما، ولتاژ آستانه، تغییرات  $W/L$  و همین‌طور تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  بر این ساختار و برای تمامی

#### ۴- نتیجه گیری

در این مقاله یک ناقل جریان نسل دوم کلاس AB جدید مبتنی بر حلقه تراخطی با مقاومت ورودی بسیار پایین بر اساس تکنیک فیدبک جریانی مثبت ارائه شد و عملکرد آن مورد ارزیابی قرار گرفت. تأثیر تغییرات دما، ولتاژ آستانه، تغییرات W/L و همین‌طور تأثیر تغییرات  $V_{DD}$  بر این ساختار توسط تحلیل مونت کارلو برای سی بار اجرا با خطای ۳٪ برای اطمینان از عملکرد صحیح مدار و نتایج حاصله بررسی شد.

جدول ۱: اندازه ترانزیستورها

Transistor	W(μm)	L(μm)	Transistor	W(μm)	L(μm)
Mp1-2	۲۱	۰/۵	Mp7	۰/۲۳	۰/۵
Mn1-2	۵	۰/۵	Mn7	۱/۸۵	۰/۵
Mp3,Mp6	۱۰	۰/۲۵	Mp8	۹	۰/۲۵
Mn3,Mn6	۲	۰/۲۵	Mn8	۰/۹	۰/۲۵
Mp4-5	۷/۸	۰/۲۵	Mp9-11	۹	۰/۲۵
Mn4-5	۲/۶	۰/۲۵	Mn9-11	۲/۵	۰/۲۵

جدول ۲: نتایج حاصل از شبیه‌سازی به همراه مقایسه با ساختارهای مشابه

پارامترها	[۹]	[۱۰]	[۱۴]	[۱۵]	[۱۶]	[۱۷]	CCII پیشنهادی
ولتاژ تغذیه	۳/۳۷	±۱۷	±۱/۵۷	±۲/۵۷	±۰/۷۵۷	۱/۵۷	±۱/۵۷
جریان بایاس	-	-	۱۰ μA	۱۰۰ μA	-	۱۰۰ μA	۱۰ μA
توان مصرفی	2.24mW	۳۰۸ μW	۲۱۰ μW	-	۲۳۰ μW	-	۳۰۴/۲۸ μW
بهره جریانی	۰/۹۹۸	۰/۹۹۴	۱	۰/۹۷۶	۱	۱/۱	۱
بهره ولتاژی	۰/۹۵۳	۰/۹۹۶	۱	۰/۹۶	۱	۰/۹۴۳	۰/۹۶۴
GBW جریانی	۷۰ MHz	-	۱۶ MHz	۲/۶ GHz	۲/۹۶ GHz	۲/۷ GHz	۶۰۰ MHz
GBW ولتاژی	۸۷ MHz	-	-	۳/۹ GHz	۳ GHz	۴/۳۳ GHz	۹۰۰ MHz
$R_x$	۴۲ Ω	۱/۵۵ Ω	۱۱/۴ Ω	۱۸/۴۷ Ω	۸/۲۶ Ω	۳۸۰ Ω	۰/۸۳ mΩ
$R_z$	۲/۲۴ MΩ	۱۱/۲۵ MΩ	۷/۲ MΩ	۳۴/۴۷ kΩ	۴۶/۵ kΩ	۲۴ kΩ	۷/۳۴ MΩ
محدوده پویای جریان	-	-	-	-	-۲۲۰ μA تا ۲۲۰ μA	-	-۶۵۰ μA تا ۶۵۰ μA
محدوده پویای ولتاژ	-	-۰/۹۸۷ تا ۰/۵۷	-۱۷ تا ۰/۹۷	-	-۰/۷۵۷ تا ۰/۷۵۷	-	-۱/۲۷ تا ۱/۲۷
آفست جریانی	۵۰/۲ nA	-	-	-	-	-۲/۲ μA	۱۲/۳ nA
آفست ولتاژی	۰/۲ mV	-	-	-	-	۱۳ mV	۱۷/۲ mV
ضریب شایستگی	۰/۰۰۰۹۲۴	۰/۰۰۲۸۲	۰/۰۱۰۵	-	۱/۵۷۹	-	۴۴۵۴/۵
تکنولوژی	0.8 μm CMOS	0.35 μm CMOS	0.35 μm CMOS	0.35 μm CMOS	0.18 μm TSMC-CMOS	0.18 μm TSMC-CMOS	0.18 μm TSMC-CMOS

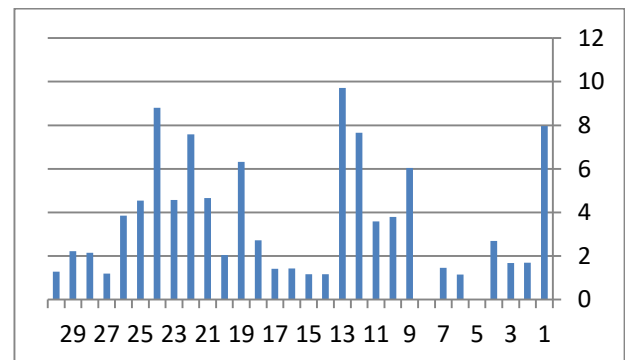
مقاومت ورودی پایه X تا فرکانس‌های حدود ۱۰ MHz در محدوده بسیار پایین و در حدود ۰/۸۳ mΩ به دست آمد. آفست جریانی بسیار کم ۱۲/۳ nA و آفست ولتاژی حدود ۱۷/۲ mV برای مدار به دست آمد. بهره جریانی مدار یک و پهنای باند حالت جریان آن ۹۰۰ MHz و نیز بهره ولتاژی مدار ۰/۹۶۴ با پهنای باند حالت ولتاژ ۶۰۰ MHz به دست آمد. مدار CCII پیشنهادی با ولتاژ تغذیه ±۱/۵۷ و جریان تغذیه ۱۰ μA توسط نرم‌افزار HSPICE و با تکنولوژی TSMC CMOS ۰/۱۸ μm شبیه‌سازی شد و مصرف توان مدار ۳۰۴/۲۸ μW اندازه‌گیری شد.

#### مراجع

- [1] A.S. Sedra and K.C. Smith, "A second generation current conveyor and its application," *IEEE Transactions on circuit theory*, vol. 17, no. 10, pp.132–134, 1970.
- [2] C. Toumazou, F. J. Lidgey & D. G. Haigh "Analog IC Design: the current mode approach," Patter Peregrines Ltd. On Behalf of IEE. U. K. 1993.
- [3] F. Khateb, A. Lahiri, C. Psychalinos, M. Kumngern, and T. Kulej, "Digitally programmable low-voltage highly linear transconductor based on promising CMOS structure

$$FOM = \frac{BW \cdot DR}{r_x \cdot PS \cdot PD} \left[ \frac{MHz}{m\Omega mW} \right] \quad (15)$$

که در آن BW پهنای باند بهره جریانی، DR محدوده پویای جریان ورودی، PS منبع تغذیه کل، PD مصرف توان کل و  $r_x$  امپدانس ورودی گره X می‌باشد.



شکل ۱۷: تأثیر تغییرات ولتاژ آستانه و تغییرات W/L برای  $R_x$



- Analog Integrated Circuit Signal Processing*, vol. 48, no. 3, pp. 247–250, 2006.
- [15] S. B. Salem, M. Fakhfakh, D. S. Masmoudi, M. Loulou, P. Loumeau, and N. Masmoudi, "A high performances CMOS CCII and high frequency applications" *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 49, no. 1, pp. 71-78, 2006 (doi: 10.1007/s10470-006-8694-4).
- [16] T. Ettaghzouti, N. Hassen, and K. Besbes. "A novel low-voltage low-power CCII based on super class AB CMOS OTA cells and filter application," In *Systems, Signals & Devices (SSD), 2015 12th International Multi-Conference on*, pp. 1-6. IEEE, Mahdia, Tunisia, 2015.
- [17] S. B. Salem, A. B. Saied, and D. S. Masmoudi. "High-performance Current-Controlled Quadrature Oscillator Using an optimized CCII." *Electronic Components and Materials* vol. 46, no. 2, pp. 91-99, 2016.
- [18] S. J. Azhari, H. F. Baghtash, and K. Monfareedi, "A Novel Ultra High Compliance, High Output Impedance Low Power Very Accurate High Performance Current Mirror," *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 432-439, 2011.
- [19] H. F. Baghtash, K. Monfareedi, and A. Ayatollahi, "A Novel  $\pm 0.5V$  High Current Drive, True Current Mode and Rail to Rail Current Operational Amplifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 70, no. 1, pp. 103-112, 2012, DOI 10.1007/s10470-011-9643-4.
- [20] H. F. Baghtash, K. Monfareedi, and A. Ayatollahi, "Very Low Power, Low Voltage, High Accurate and High Performance Current Mirror," *Journal of Electronic Science and Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 211-215, 2011.
- [21] K. Monfareedi, H. F. Baghtash, and S. J. Azhari, "A Novel Ultra-Low-Power Low-Voltage Femto-Ampère Current Mirror," *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 31, no. 3, pp. 833-847, 2012, DOI 10.1007/s00034-011-9352-3.
- [22] H. F. Baghtash, S. J. Azhari, and K. Monfareedi, "A Novel Very High Performance CMOS Current Mirror with extremely low input and ultra high output resistance," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering (IJEET)*, vol. 7, no. 4, pp. 235-240, 2011.
- [23] H. F. Baghtash, A. Ayatollahi and K. Monfareedi, "A Novel  $\pm 0.5V$  Ultra High Current Drive and Output Voltage Headroom Current Output Stage with Very High Output Impedance", *Amirkabir Journal, International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 43, no. 1, pp. 45-53, 2011.
- [24] A. Reda, M. Farahat, and F. Farag, "Input–output Rail-to-Rail CMOS CCII for low voltage–low power applications," *Microelectronics Journal* vol. 48, pp. 60-75, 2016.
- of differential difference current conveyor," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 7, pp. 1010-1017, 2015.
- [4] D. Singh, and N. Afzal, "Digitally programmable current-conveyor based mixed-mode universal filter," *International Journal of Electronics Letters*, vol. 3, no. 3, pp. 170-185, 2015.
- [5] A. Bhattacharyya, A. Das, S. Paul, D. Samanta, and S. Sinha, "Current conveyor based non-sinusoidal oscillator implementation," *2015 IEEE Global Conference on Communication Technologies (GCCT)*, pp. 1-3, Tamil Nadu, India, 2015.
- [6] W. Tangsrirat, O. Channumsin, and T. Pukkalanun, "Single-current-controlled sinusoidal oscillator with current and voltage outputs using single current-controlled conveyor transconductance amplifier and grounded passive elements," *Rev Roum Sci Tech Electrotechn et Energ*, vol. 60, pp. 175-184, 2015.
- [7] A. De Marcellis, G. Ferri, and P. Mantenuto, "Non-Inverting CCII-based Astable Multivibrator and its Application as Uncalibrated Wide-Range Capacitive Sensor Interface," In *Sensors*, pp. 291-295. Springer International Publishing, 2015.
- [8] A. H. Madian, S. A. Mahmoud, A. M. Soliman, "New 1.5-V CMOS second generation current conveyor based on wide range trans-conductor," *Analog Integrated Circuit Signal Processing*, vol. 49, no. 3, pp.267–279, 2006.
- [9] B. Calvo, S. Celma, P. Martinez, M. T. Sanz, "An improved CMOS Class AB Current Conveyor," *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, pp.309-313, Dayton, Ohio, USA, 2001.
- [10] C. Di Carlo, A. De Marcellis, V. Stornelli, G. Ferri, D. Tiberio, *A Novel LV LP CMOS Internal Topology of CCII+ and its Application in Current-Mode Integrated Circuits*, PhD Research in Microelectronics and Electronics, pp. 132-135, 2009.
- [11] O. Oliaei and J. Porte, "Compound current conveyor (CCII+ and CCII-)," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 4, pp. 253–254, 1997.
- [12] O. Oliaei, and P. Loumeau, "A low-input resistance class AB CMOS current-conveyor," *IEEE 39th Midwest symposium on Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 11-14, Ames, Iowa, USA, 1996.
- [13] R. K. Tiwari<sup>1</sup>, S. Kumar<sup>1</sup> and G. R. Mishra, "A Class AB CCII Topology Based On Differential Pair with Modified Output Stage" *International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET)*, vol. 4, no. 1, pp. 68-74, 2013.
- [14] G. Ferri, V. Stornelli, and M. Fragnoli, "An integrated improved CCII topology for resistive sensor Application,"