

طراحی و شبیه سازی تقویت کننده فیدبک جریان به کمک سلول چهارگانه تفاضلی

حسن حیدری خوئی

مدرس گروه برق دانشگاه سما واحد مسجد سلیمان

چکیده

طراحی آنالوگ از دیرباز بر پایه پردازش سیگنال در حالت ولتاژی استوار بوده است. با این وجود روش های جریانی پردازش سیگنال به دلیل امتیازات ذاتی خود روز به روز توجه طراحان را بیشتر به خود جلب می کنند. این امتیازات ذاتی یعنی پهنای باند عریض، نرخ چرخش بالا، توان مصرفی پایین، سادگی مدار و گین جریانی واحد خصوصیتی هستند که امروزه بیشتر مورد توجه قرار گرفته اند. عدم نیاز این نوع از مدارها به بهره ولتاژ بالا و المان های پسیو با دقت بالا این امکان را فراهم کرده است که بتوان آنها را تقریباً بطور کامل با استفاده از ترانزیستور طراحی نمود که این امر خود موجب سازگاری بیشتر مدارهای مد جریان با پردازش دیجیتال می گردد. دسته ای از این مدارهای مد جریان، تقویت کننده های فیدبک جریان می باشند. علاقه رو به رشد در سنتز مدارهای جریان حالت عمدتاً به علت مزایای بالقوه خود را از قبیل ولتاژ پایین تر و مصرف انرژی طیف وسیع تر، پویایی ذاتی پهنای باند وسیع تر، مدارات ساده تر، مدارات غیر خطی کوچکتر و نیز پیچیدگی کمتر که در میان علاقه مندان این گونه مدارات فراهم کرده است. بطور خاص می توان گفت، نیاز به سرعت بالا و پهنای باند عریض موتور محرک پیشرفت تقویت کننده های فیدبک جریان بوده است. مزیت اصلی این تقویت کننده نسبت به تقویت کننده های ولتاژی علاوه بر نرخ چرخش مناسب، پهنای باند وسیع و تقریباً مستقل از بهره حلقه بسته آن می باشد. این تقویت کننده ساختاری متفاوت از تقویت کننده های عملیاتی ولتاژی دارد که سبب می شود در بسیاری از کاربردها مخصوصاً کاربردهایی با بهره حلقه بسته کم و شرایط سیگنال بزرگ بر تقویت کننده های متداول ولتاژی برتری داشته باشد. در این مقاله، ضمن معرفی و بررسی ساختاری، طراحی و شبیه سازی یک تقویت کننده فیدبک جریان با استفاده از پارامترهای تکنولوژی μm CMOS ۰/۳۵ ارائه گردیده است. هسته اصلی این تقویت کننده مدار چهارگانه تفاضلی کلاس AB می باشد. چهارگانه تفاضلی در واقع ترکیبی از مدار تفاضلی معمولی و مدار تفاضلی ضربدریست. بطوریکه در حوالی نقطه تعادل دارای خصوصیات مشابه مدار تفاضلی معمولی می باشد و در ناحیه عدم تعادل که یک زوج از ترانزیستورهای ضربدری روشن و زوج دیگر خاموش است، همانند مدار تفاضلی ضربدری به کار خود ادامه می دهد. مدار تقویت کننده فیدبک جریان معرفی شده با استفاده از منابع $\pm 1/65$ ولت تغذیه می شود. این مدار نرخ چرخشی در حدود $100 \mu\text{V/S}$ و پهنای باند حلقه بسته ثابتی در حدود ۳۰ مگاهرتز را ارائه می دهد.

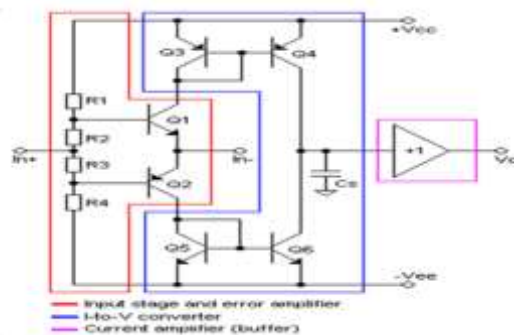
واژه های کلیدی: تقویت کننده، تقویت کننده فیدبک جریان، چهارگانه تفاضلی.

تاریخچه

طراحی آنالوگ از دیرباز بر پایه پردازش سیگنال در حالت ولتاژی استوار بوده است (تومازو و همکاران^۱، ۱۹۹۳). اثبات این ادعا همین بس که تقویت کننده های فیدبک ولتاژ^۲ (VFOA) - یا همان اپ امپ^۳ معروف- در جای جای صنایع الکترونیک حضور دارند (مانسینی^۴، ۲۰۰۲). تقویت کننده کمتر شناخته شده فیدبک جریان^۵ (CFOA)، از لحاظ ساختار معماری با تقویت کننده فیدبک ولتاژ متفاوت است، از این رو در بعضی از کاربردها، عملکرد بهتری به نسبت تقویت کننده های ولتاژی از خود نشان می دهد.

وقتی که با برنامه های کاربردی فرکانس بالا نیاز به پهنای باند بالاتر از محدوده صدمگاهرتز نیاز دارید تقویت کننده عملیاتی فیدبک ولتاژ میتواند استفاده شود اما حداکثر پهنای باند اغلب در زیر این محدوده برای تقویت کننده فیدبک ولتاژ مناسب است و در محدوده فرکانس بالاتر در افزایش وحدت مفید نیست چون پهنای باند به شدت وابسته به خازن سنج می باشد بنابراین تقویت کننده های مد ولتاژ در شارژ سریع حساس هستند اما در عوض در سالهای اخیر از تقویت کننده های فیدبک جریان استفاده شده است دلیل این امر پهنای باند بالا و همچنین عدم وجود محدودیت سرعت چرخشی میباشد بنابراین این تقویت کننده های فیدبک جریان در تجزیه تحلیل مرتبه اول تنها به ارزش مقاومت فیدبک بستگی دارد (گیاچرو و همکاران^۶، ۲۰۰۱). اولین بار تقویت کننده فیدبک جریان در اوایل دهه ۸۰ میلادی توسط آقای دیوید نلسون^۷ از شرکت کاملینیر^۸ ارائه شد طرح های اولیه این تقویت کننده را هایبرید^۹ نام نهادند. به عنوان مثال CLC205 که یک تقویت کننده هایبرید نامگذاری شده بود پهنای باند -۳dB- افزون بر ۲۰۰MHz در بهره های پایین (۸۰ MHz در بهره ۵۰) و نرخ چرخش^{۱۰} در حدود $2400 V/\mu S$ با ریل تغذیه ± 15 ولت داشت. اولین قطعه مجتمع از این نوع EL2020 بود که در سال ۱۹۸۷ توسط الانتک اینک^{۱۱}

معرفی شد. این تقویت کننده دارای پهنای باند -۳dB- ۵۰MHz در بهره ۱ (۳۰ MHz در گین ۱۰) و نرخ چرخش در حدود $500 V/\mu S$ بود



شکل ۱: نمای شماتیک تقویت کننده فیدبک جریان CFOA

¹ Toumazou et al.

² Voltage Feedback [Operational] Amplifier

³ Op-Amp

⁴ Mancini

⁵ Current Feedback [Operational] Amplifier

⁶ Giachero et al.

⁷ David Nelson

⁸ Comlinear

⁹ Hybrid

¹⁰ Slew-Rate

¹¹ Elantec Inc

قسمت قرمز رنگ مرحله ورودی تقویت کننده مد جریان را نشان میدهد که گره Q1 و Q2 به هم متصل است امیدانس کم مقاومت R1 و R4 برای تنظیم شرایط میباشد به طوری که جریان Q1 و Q2 یکسان باشد. در اغلب طرحها مداربایاس فعال است و به جای بایاس مقاومتی منفصل استفاده میشود و ورودی غیر معکوس کننده نیز ممکن است اصلاح شود. قسمت آبی رنگ به شکل مبدل ولتاژ به جریان است و هرگونه تغییر در جریان کلکتور Q1 و Q2 بعنوان یک تغییر معادل در ولتاژدر محل اتصال از Q4 و Q6 می باشد.

خازنهای استفاده شده برای ثبات و اطمینان برای تمام شرایط عملیاتی پایدار باقی می ماند. باتوجه به پهنای گسترده حلقه باز از CFA خطر بالا از شکستن مدار به نوسان را بوجود می آورد. فرکانسهایی که در آن نوسانات ممکن است در حلقه بسته کمتر می باشد.

قسمت صورتی رنگ یک بافر را فراهم میکند که بهره جریان می باشد.

تقویت کننده های فیدبک جریان، ساختار تفاضلی ورودی را ندارند، بنابراین در اولین کلام می توان گفت آنها خاصیت تطبیق ساختارهای تفاضلی را قربانی کرده و دقت تقویت کننده های فیدبک ولتاژ را ندارند، اما در واقع چنین ساختاری با قربانی کردن دقت به افزایش پهنای باند و نرخ چرخش بالا رسیده است. پهنای باند در این تقویت کننده تا حد زیادی مستقل از بهره حلقه بسته است، بنابراین ثابت بهره- پهنای باند که محدودیت در کاربرد تقویت کننده های عملیاتی ولتاژی بود، در این ساختار به کنار نهاده شد. نرخ چرخش یک CFOA نیز به مراتب بهتر از برادر خوانده خود VFOA است، زیرا ساختار آن این امکان را برای طبقه خروجی فراهم آورده است که تغییرات جریان را تا زمانی که خروجی به مقدار نهایی اش برسد، تأمین کند (مانسینی، ۲۰۰۴)

تلاش های بسیار برای کاهش منبع تغذیه مدارات این است که بسیار بیشتر از فن آوری کردن جداشدن اجزا تجهیزات باطری و قابل حمل تر و جالب تر و همه کاره بودند را به سرعت افزایش یافته است به طور گسترده در دهه های اخیر مدارهای مد جریان مورد بررسی و در نتیجه تعداد زیادی از مدارات و سیستم های مخلوط حالت ارائه شده است علاقه رو به رشد در سنتز مدارهای جریان حالت عمدتاً به علت مزایای بالقوه خود را از قبیل ولتاژ پایین تر و مصرف انرژی کمتر، طیف وسیع تر، پویایی ذاتی پهنای باند وسیع تر، مدارات ساده تر، مدارات غیرخطی کوچکتر و نیز پیچیدگی کمتر موجب شده است که تقاضا از مدارهای با کارایی بالا و سیستم های که طراحان همیشه در مقابله با بسیاری از عناصر فعال قابلیت کار رادارنده طرف اینگونه مدارات بروند (صفری، ۲۰۱۲ و شجاعی و همکاران، ۲۰۱۲)

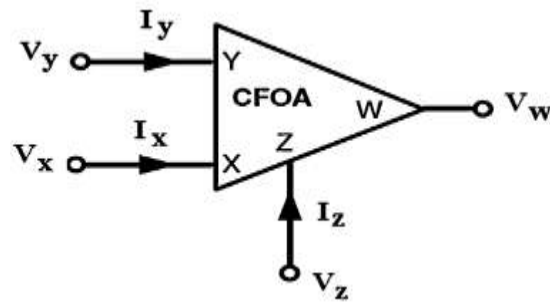
معرفی مدجریان

تقویت کننده فیدبک جریان روز به روز بیشتر به عنوان بلوکی کارآمد در طراحی مدارات الکترونیکی مورد استفاده قرار می گیرد. این تقویت کننده اساساً تقویت کننده ای ترانس امیدانس^۱ (از نگاه مقاومتی، ترانس رزیستانس^۲) است که بدلیل وجود فیدبک جریانی می تواند به تابع تبدیلی با اعوجاج کم و پهنای باند عریض دست یابد. این تقویت کننده را از این رو تقویت کننده فیدبک جریان نام نهاده اند که سیگنال فیدبک ولتاژ شنت آن، از نوع جریان است (ماندی و همکاران^۳، ۲۰۰۶). ساختار مداری این تقویت کننده قابلیت دست یابی به نرخ چرخش بالا را علاوه بر پهنای باند ثابت و تا حد زیادی مستقل از بهره حلقه بسته فراهم می کند.

¹ Transimpedance

² Transresistance

³ Maundy



شکل ۲: شماتیک مدار تقویت کننده فیدبک جریان

کاربردها

تقویت کننده فیدبک جریان، تقویت کننده ای پرسرعتی است که عموماً در کاربردهایی با بهره حلقه بسته کم و در شرایط سیگنال بزرگ استفاده می شود. بیشترین استفاده از CFOA شامل کاربردهای تصویر، گرافیک و مولتی مدیا می باشد، آنجایی که تقویت کننده های ولتاژی قادر به تأمین خصوصیتی نظیر، نرخ چرخش بالا، پهنای باند عریض و زمان نشست سریع نیستند. در واقع محدودیت نرخ چرخش یک عامل مهم در ایجاد خطاهای فرکانس بالا در تقویت کننده های فرکانس بالا که انتقال^۱ ترازهای^۲ سیگنال خروجی را انجام می دهند، می باشد. این موضوع در پردازش سیگنالهای ویدئویی نمود زیادی پیدا می کند. همچنین CFOA به طور وسیع برای دریافت تصاویر با کیفیت در قسمت سرچلویی^۳ گیرنده استفاده میشود و در کاربردهای با بهره حلقه بسته پایین مثل درایورهای video-line و سوئیچهای تصویر نیز مورد استفاده قرار می گیرد؛ اما باید توجه داشت که تقویت کننده های فیدبک جریان در مواردی که به دقت DC، بهره زیاد و دقت زیاد نیاز دارند مانند ابزار دقیق توصیه نمی شود. به هر حال می توان گفت CFOA یک تقویت کننده سریع محسوب می شود و تا جایی که دقت آن اجازه دهد در مبدل های آنالوگ به دیجیتال نیز می تواند بکار برده شود. با افزایش هر چه بیشتر پهنای باند این تقویت کننده می توان از آن در کاربردهای مخابراتی جهت ساده سازی طراحی تقویت کننده RF/IF نیز استفاده کرد. همچنین با توجه به وابستگی کم پهنای باند حلقه بسته به بهره حلقه بسته، این تقویت کننده می تواند گزینه ی خوبی برای سیستم هایی که احتیاج به بهره حلقه بسته متغیر و پهنای باند ثابت دارند، باشد. علاوه بر آن از این تقویت کننده می توان در سیستم های انتقال داده ها و کاربردهای صوتی نیز استفاده کرد. در همین راستا اخیراً بررسی هایی در زمینه کاربردهای اولتراسونیک و مقاله هایی در مورد استفاده از این تقویت کننده در سوئیچ های خازنی و آرایه آنالوگ قابل برنامه ریزی نیز ارائه شده است.

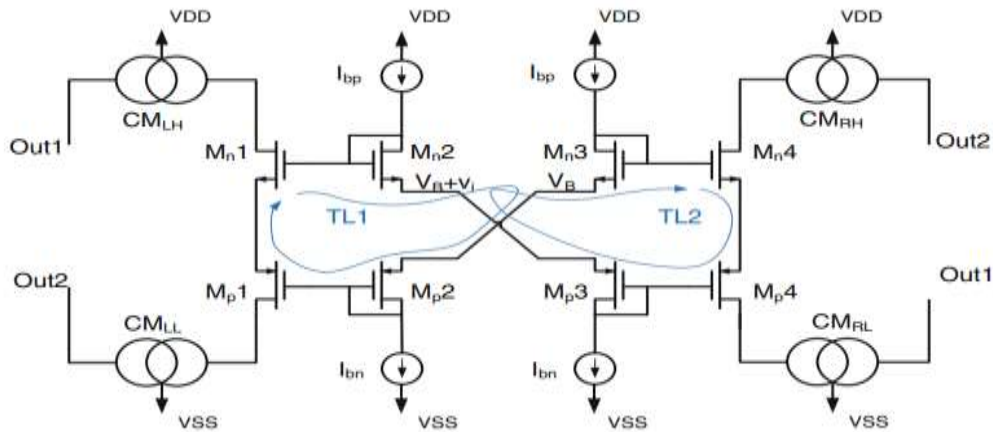
تجزیه و تحلیل CMRR

برای تجزیه و تحلیل CMRR در طراحی مدار کلاس AB می پردازیم همانطور که در شکل زیر دیده میشود. آرایه های فعلی به طور مستقیم در حالت معمول قرار گرفته است و برای نسبت رد مدار ارائه شده است

¹ Handling

² Level

³ Front-End



شکل ۳: مدار کلاس AB (فرجی و آیت اللهی، ۲۰۱۳)

همانطور که در شکل بالا دیده میشود جریانهای مدار بدین صورت خواهد شد.

$$CMRR(s) = \frac{CMRR(0)}{1+RCs}$$

همانطور که در رابطه بالا دیده میشود CMRR به شدت بستگی به تطبیق بین نسبت معکوس جریان آینه دارد. در حالت ایده آل تمام آینه های فعلی طراحی شده دستاوردهای دارد که میتواند CMRR به بی نهایت هم برساند. ارزش CMRR را میتوان به تساوی ارزش ML و MH دانست.

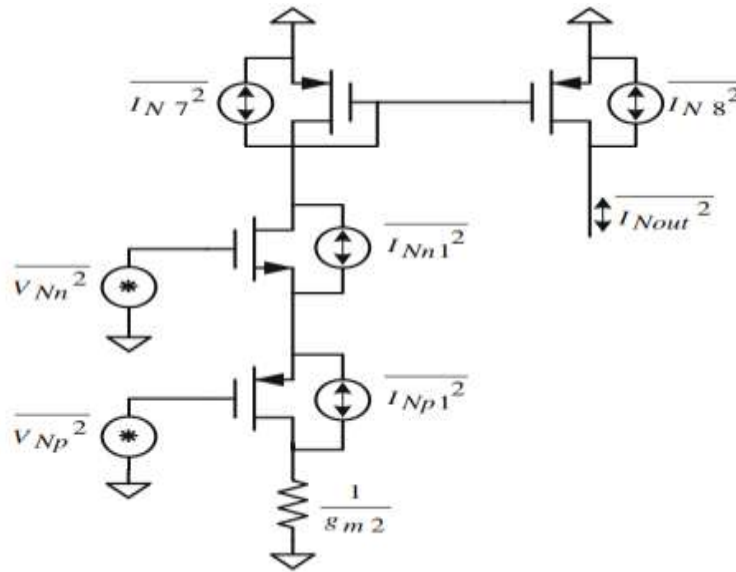
تجزیه و تحلیل نویز در کلاس AB

نویز یک سیگنال تصادفی است. سیگنال تصادفی راباتوان متوسط آنها بیان میکنند که به صورت زیر بیان میشود.

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} V^2(t) dt$$

با این تعریف اگر ولتاژ نویز دوسر مقاومت $V(t), R(L)$ باشد. آنگاه توان نویز آن عبارتست از $P_{av}/R_{L.rms}$ سیگنال نویز بصورت $\sqrt{P_{av}}$ تعریف میشود.

همانطور که در شکل زیر می بینیم شکل مدار نویز در کلاس AB می باشد هرالمان از مدار نویزی ایجاد می کند که به تحلیل محاسباتی آن می پردازیم



شکل ۴: مدل آنالیز نویز

باتوجه به گذراندن درس مدارهای فرکانس بالا یادگیری روابط نویز خواهیم داشت.

$$\begin{aligned} \overline{V_{IRN}^2} &= 8kT\gamma \left(\frac{1}{g_{mn1}} + \frac{1}{g_{mp1}} \right)^2 \left(\frac{(g_{m7})^2}{g_{m8}} + g_{m7} + g_{mp1} + g_{mn1} \right. \\ &\times \left. \left(\frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{mp1}} \right)^2 \right) + 8kT\gamma \left(\frac{1}{g_{mn2}} + \frac{1}{g_{mp2}} + \frac{g_{mbp}}{(g_{mn2})^2} \right. \\ &+ \left. \frac{g_{mbn}}{(g_{mp2})^2} \right) + \frac{2K}{C_{oxf}} \left(\frac{1}{g_{mn1}} + \frac{1}{g_{mp1}} \right)^2 \\ &\times \left((g_{m7})^2 \left(\frac{1}{W_8 L_8} + \frac{1}{W_7 L_7} \right) + \frac{(g_{mp1})^2}{W_{p1} L_{p1}} + \frac{(g_{mn1})^2}{W_{n1} L_{n1}} \right. \\ &\times \left. \left(\frac{g_{m2}}{g_{m2} + g_{mp1}} \right)^2 \right) + \frac{2K}{C_{oxf}} \left(\frac{1}{W_{p2} L_{p2}} + \frac{1}{W_{n2} L_{n2}} \right. \\ &+ \left. \left(\frac{g_{mbn}}{g_{mp2}} \right)^2 \frac{1}{W_{bn} L_{bn}} + \left(\frac{g_{mbp}}{g_{mn2}} \right)^2 \frac{1}{W_{bp} L_{bp}} \right) \end{aligned}$$

طراحی و شبیه سازی تقویت کننده فیدبک جریان

استفاده از تقویت کننده کلاس AB، نرخ چرخش بالاتر، ترانسانایی بیشتر و قابلیت درایو جریان بالاتر را نسبت به تقویت کننده کلاس A به همراه دارد. در این فصل ضمن بررسی تقویت کننده کلاس A (مدار زوج تفاضلی) و کلاس AB (مدار تفاضلی ضربدری)، روابط و پارامترهای مدار چهارگانه تفاضلی نیز معرفی و بررسی می گردد.

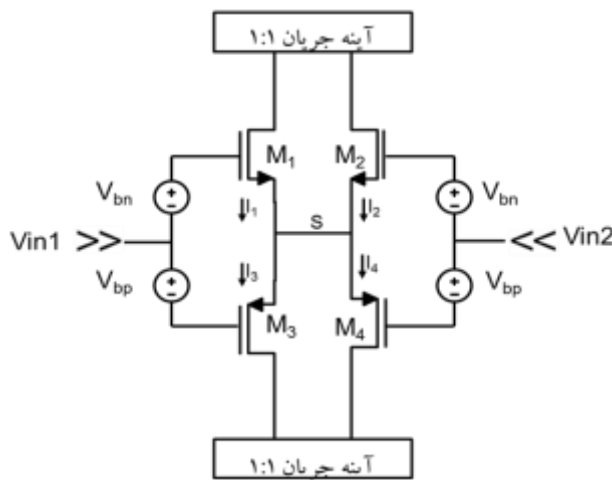
در ادامه به طراحی بافر ولتاژ بر مبنای مدار چهارگانه تفاضلی پرداخته، روابط و رفتار مداری آن بررسی می گردد. سپس با استفاده از این بافر ولتاژ و آینه جریان کسکود، طراحی تقویت کننده فیدبک جریان، تحلیل رفتار مدار و استخراج روابط مداری

حاصله مورد بررسی قرار می گیرد. در انتها نتایج شبیه سازی با استفاده از پارامترهای تکنولوژی CMOS $0.35 \mu\text{m}$ برای بافر ولتاژ طراحی شده و مدار تقویت کننده فیدبک جریان مبتنی بر آن ارائه می گردد.

چهارگانه تفاضلی

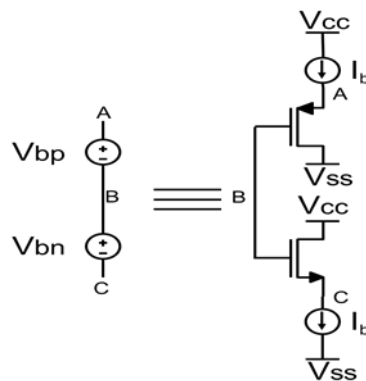
همانطور که بررسی شد، مدار تفاضلی ضربدری، کارکرد کلاس AB را امکانپذیر می نماید، اما ممکن است در بعضی کاربردها بدلیل محدوده نسبتاً کوچک ورودی حالت مشترک، مشکلاتی را نیز به همراه داشته باشد.

مدار چهارگانه تفاضلی ترکیب واقعی دو مدار قبلی است. می توان ثابت کرد که در ناحیه حول تعادل ($|V_{in1} - V_{in2}| \approx 0$)، هر دو نیمه بالایی و پایینی مدار مانند منبع جریان ثابت عمل کرده و یک منبع جریان ثابت برای نیمه دیگر فراهم می کنند. از طرف دیگر وقتی یک ولتاژ تفاضلی بزرگ در ورودی ها وجود دارد، یک جفت از ترانزیستورهای ضربدری خاموش شده و جفت ترانزیستور دیگر همانند مدار تفاضلی ضربدری بخش قبل عمل خواهد کرد.



شکل ۵: مدار چهارگانه تفاضلی.

در شکل ۶-۵، ترانزیستورهای M1 تا M4 هسته اصلی چهارگانه تفاضلی را تشکیل می دهند، V_{bn} و V_{bp} نیز ولتاژهای کنترلی هستند. در پیاده سازی واقعی این مدار منابع ولتاژ بایاس نشان داده شده در شکل ۶-۵ باید با مدارات تغییر دهنده سطح شکل ۶-۶ جایگزین شوند.



شکل ۶: مدار رایج بایاس ولتاژی.

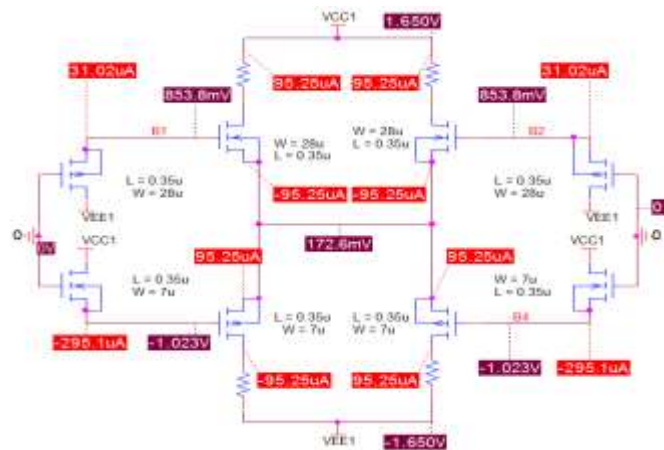
شبیه سازی ها نشان می دهند که در ناحیه گذر، G_m برای مدار جدید در محدوده G_m برای مدار تفاضلی ضربداری است. از طرف دیگر هنگامی که ولتاژ تفاضلی به اندازه کافی بزرگ باشد. یکی از دو جفت ترانزیستور روبروی هم خاموش شده و معادلاتی که این مدار را توصیف می کنند با معادلات مربوط به مدار تفاضلی ضربداری یکسان خواهند بود. از نظر محدوده رنج ولتاژ ورودی حالت مشترک، این مدار خواص بهتری نسبت به مدار تفاضلی ضربداری دارد. اگر ولتاژ مشترک خیلی کم شود بگونه ای که دو ترانزیستور نیمه پایین مدار از وضعیت اشباع به وضعیت اهمی داخل شوند آنگاه مدار مانند یک زوج دیفرانسیلی با مقاومت بایاس (بجای منبع جریان ثابت) تبدیل می شود. از این رو مدار با کیفیتی نازلتر به کار خود ادامه می دهد.

طراحی بافر ورودی

با توجه به مطالب بخش قبل، از ساختار چهارگانه تفاضلی در طراحی بافر های ولتاژ تقویت کننده فیدبک جریان استفاده می نماییم.

تحلیل DC

در ابتدا به کمک نرم افزار حداقل جریان بایاس لازم برای آنکه ترانزیستورهای کنترلی در ناحیه اشباع قرار گیرد تعیین گردید و سپس با استفاده از رابطه $I_D = \frac{1}{2} K' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_m)^2$ و دانستن مقدار جریان I_D ، نسبت ابعاد این ترانزیستورها مشخص می شود. برای هسته مرکزی چهارگانه نیز بهمین صورت انجام شده و نسبت ابعاد این ترانزیستورها نیز تعیین می گردد. لازم به ذکر است که در مورد هسته اصلی مدار، به دلیل مطلوب بودن سرعت بالا (قطب های فرکانس بالا) L کوچک و در نتیجه g_m بزرگتر مد نظر بوده است. شایان ذکر است که مصالحه بین عوامل توان، سرعت، پهنای باند و ابعاد ترانزیستور امری ضروریست. اگر حداقل ابعاد مورد نیاز باشد با کوچک انتخاب کردن W این امر میسر می شود اما با این کار g_m مربوط به ترانزیستورهای کنترلی کاهش یافته ($1/g_m$ آن افزایش می یابد) و در نتیجه باعث ایجاد قطب های فرکانس پایین و لذا افزایش توان مصرفی می شود. با در نظر گرفتن نکات فوق مدار بایاس DC بافر ورودی بصورت شکل زیر طراحی و شبیه سازی گردید.

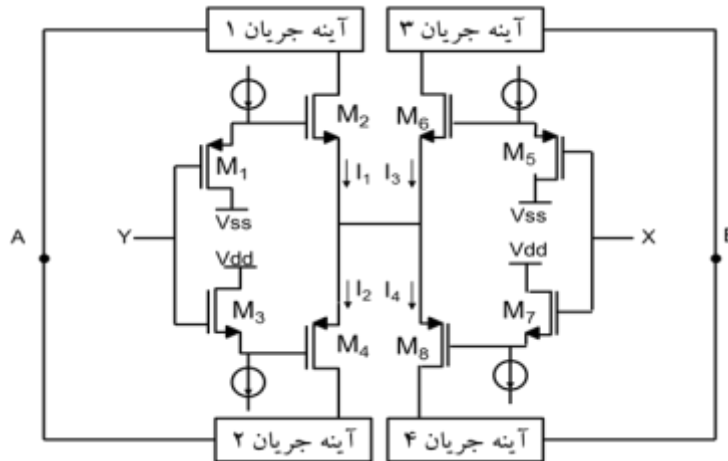


شکل ۷: مدار بایاس DC بافر ورودی

با توجه به نتایج شبیه سازی- ولتاژ ورودی توسط طبقه g_m ساز چهارگانه تفاضلی به جریان تبدیل شده است- این بخش مدار رفتاری مشابه با یک منبع جریان دارد. لذا برای اتصال آن به طبقات بعدی تقویت کننده فیدبک جریان و انتقال جریان نیاز به آینه جریان

داریم.

آینه جریانی که در این مدار استفاده شده است، آینه جریان کسکود می باشد. یکی از خواسته های مهم تقویت کننده فیدبک جریان نرخ چرخش بالاست که جزء پارامترهای سیگنال بزرگ مدار می باشد. با توجه به اینکه در حالت سیگنال بزرگ رفتار چهارگانه تفاضلی بگونه ای است که یک جفت از ترانزیستورهای ضربدری خاموش است، به بررسی مدار زیر می پردازیم:



شکل ۸: چهارگانه تفاضلی هسته اصلی طراحی بافر ولتاژ

لازم به ذکر است که ترانزیستورهای $M1, M3, M5, M7$ تغییر دهنده سطح ولتاژ بوده و سیگنال ورودی تقریباً بدون تغییر از آن عبور می کند.

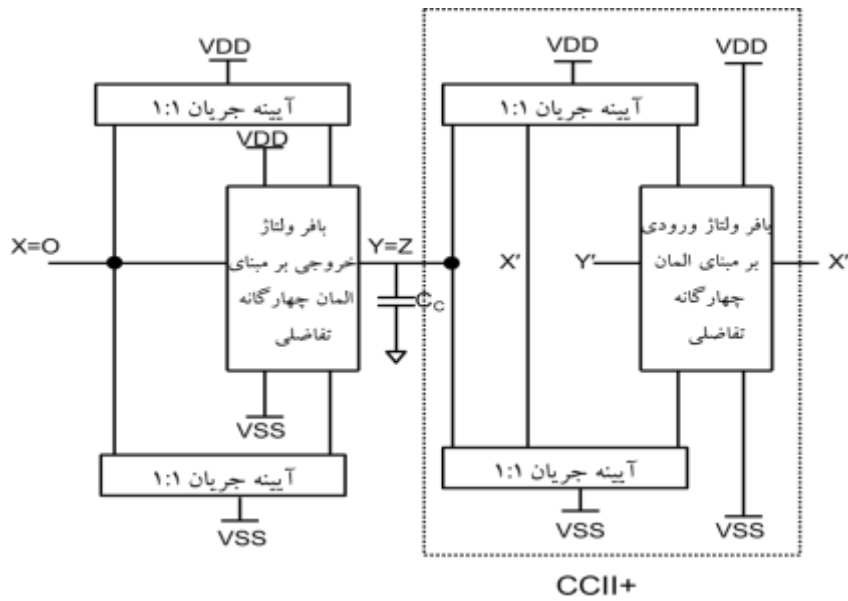
با فرض اینکه سیگنال ورودی در جهت مثبت در حال افزایش باشد (سیکل مثبت)، ترانزیستور $M2$ روشن بوده و $M4$ خاموش می باشد. همچنین ترانزیستور $M8$ روشن و $M6$ خاموش می باشد. در این صورت جریان I_1 افزایش یافته و توسط آینه شماره ۱ به گره A منتقل می شود. لذا سطح ولتاژ گره A افزایش می یابد. از طرف دیگر جریان I_4 از طریق آینه شماره ۴ به گره B منتقل شده سطح ولتاژ این گره کاهش می یابد.

بلعکس با فرض اینکه سیگنال ورودی در جهت منفی در حال افزایش مستقیم باشد (سیکل منفی)، ترانزیستور $M4$ و $M6$ روشن و $M2$ و $M8$ خاموش می باشند. جریان I_2 از طریق آینه شماره ۲ به گره A منتقل شده، سطح ولتاژ آن نقطه را کاهش می دهد و جریان I_3 از طریق آینه شماره ۳ به B منتقل شده و سطح ولتاژ آن نقطه را افزایش می دهد.

با توجه به عملکرد مدار ارائه شده و از آنجا که در تقویت کننده فیدبک جریان ولتاژ پایه X باید ولتاژ پایه Y (سیگنال ورودی) را دنبال نماید^۱، لذا در طراحی این تقویت کننده توسط ساختار پیشنهادی از نقطه A به نقطه X فیدبک واحد اعمال می کنیم. همچنین با توجه به تک خروجی بودن^۲ مدار تقویت کننده فیدبک جریان نیازی به وجود آینه های شماره ۳ و ۴ نمی باشد. با توجه به اینکه پایه Z نیز مشابه X است، بنابراین ساختار کلی مدار تقویت کننده فیدبک جریان با استفاده از چهارگانه تفاضلی بر اساس بلوک دیاگرام شکل ۹ زیر طراحی خواهد گردید.

^۱ Track

^۲ Single-Ended

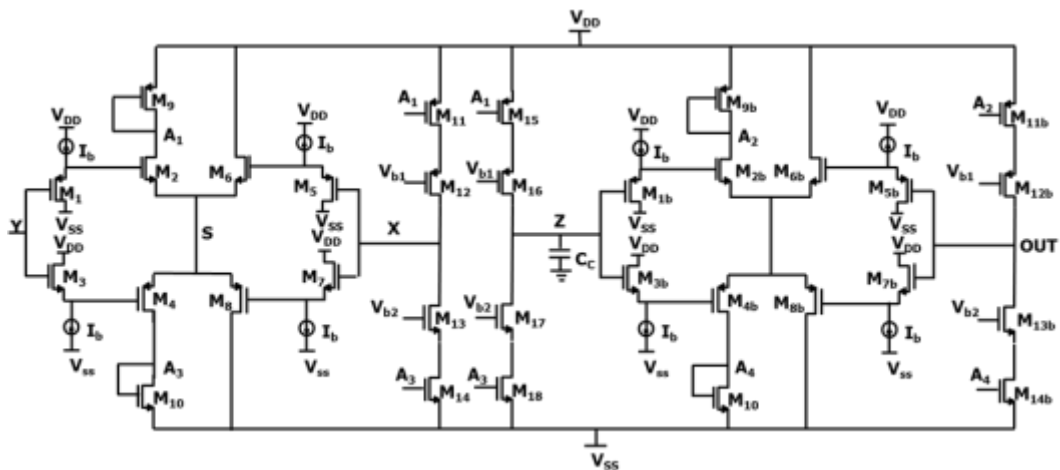


شکل ۹: ساختار کلی تقویت کننده فیدبک جریان پیشنهادی

در شکل ۹، ورودی ناوارونگر، X' ورودی وارونگر، Z نقطه امپدانس بالا که در واقع متصل به پایه ورودی بافر ولتاژ خروجی Y می باشد. همچنین X که خروجی بافر ولتاژ خروجیست، همان خروجی تقویت کننده یعنی O می باشد.

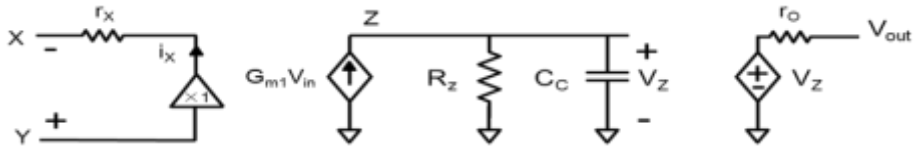
طراحی تقویت کننده فیدبک جریان

با بکارگیری بافر ولتاژ طراحی شده ی بخش قبل و مطالب گفته شده، مدار تقویت کننده فیدبک جریان پیشنهادی به صورت شکل ۱۰ معرفی می گردد.



شکل ۱۰: مدار تقویت کننده فیدبک جریان طراحی شده

در شکل ۱۰ ترانزیستورهای M_1-M_{14} بافر ورودی و $M_{11b}-M_{14b}$ بافر خروجی و ترانزیستورهای $M_{15}-M_{18}$ طبقه ترانس رزیستانس را تشکیل می دهند. منابع جریان I_b توسط آینه های جریان به گونه ای طراحی گردیده اند تا جریان بایاس مناسب برای اشباع بودن ترانزیستورها را فراهم نمایند. V_{b1} و V_{b2} ولتاژهای بایاس مناسب جهت عملکرد مطلوب طبقه کسکود آینه های جریان را فراهم می کنند. شکل ۱۱، مدار معادل سیگنال کوچک خلاصه شده تقویت کننده فیدبک جریان می باشد.



شکل ۱۱: مدار معادل سیگنال کوچک خلاصه شده تقویت کننده فیدبک جریان طراحی شده

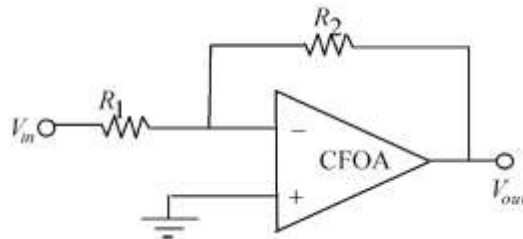
با توجه به شکل اصلی روابط زیر برای مدل سیگنال کوچک ارائه شده حاصل می گردد:

$$r_x \approx \frac{1}{g_{m6} + g_{m8}}$$

$$r_o \approx \frac{1}{g_{m6b} + g_{m8b}}$$

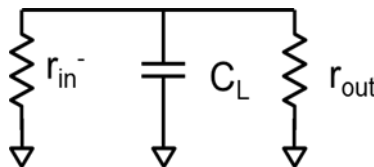
$$R_Z \approx g_{m16}r_{ds16}r_{ds15} \parallel g_{m17}r_{ds17}r_{ds18}$$

که در روابط بالا r_x مقاومت پایه X ، r_o مقاومت پایه خروجی و R_Z بهره ترانس رزیستانس یا همان مقاومت دیده شده در پایه Z می باشد.



شکل ۱۲: تقویت کننده فیدبک جریان در ساختار وارونگر

رابطه ی بالا خصوصیت معروف تقویت کننده فیدبک جریان که استقلال تقریبی بهره از پهنای باند می باشد را نشان می دهد. بطوریکه می توان برای دستیابی به بهره مورد نظر R_1 را تغییر داد و در عین حال با ثابت نگه داشتن R_2 از پهنای باند ثابت استفاده کرد. اگر در ساختار بهره واحد در خروجی تقویت کننده بار خالص خازنی C_L را داشته باشیم، مدار معادل سیگنال کوچک دیده شده از دو سر این خازن و قطب ایجاد شده به قرار زیر است:



شکل ۱۳: مدار معادل سیگنال کوچک خروجی با وجود خازن C_L

$$\omega_2 = \frac{1}{(r_{in}^- \parallel r_{out}) \cdot C_L}$$

به منظور پایداری برای یک حاشیه فاز (PM) مشخص خواهیم داشت:

$$\omega_{GBW} = \frac{\omega_2}{\tan(PM)}$$

با توجه دانستن این نکته که $r_{in}^- = r_{out}$ بنابراین در این حالت با توجه به روابط فوق داریم:

$$C_C = \frac{\tan(PM) \cdot C_L}{4}$$

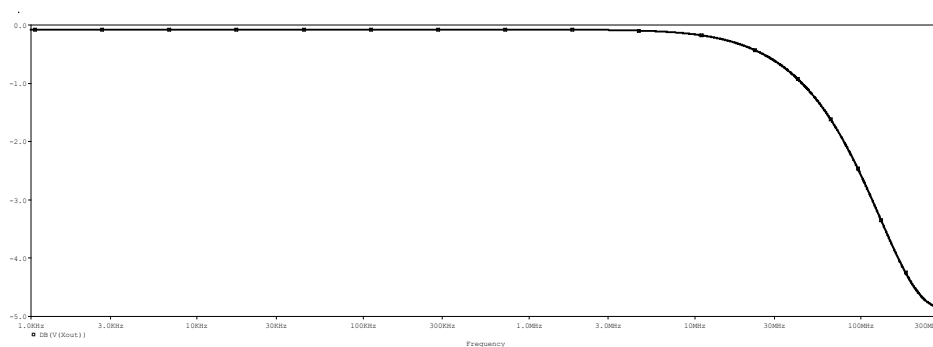
۴-۶- شبیه سازی تقویت کننده فیدبک جریان طراحی شده

همانطور که در ابتدای این فصل نیز اشاره شد، نتایج شبیه سازی با استفاده از پارامترهای تکنولوژی TSMC CMOS $0.35\mu\text{m}$ و با منابع ولتاژ $\pm 1.65\text{V}$ ارائه می شود. ابعاد ترانزیستورهای مدار شکل ۱۳ در جدول ۱ آورده شده است.

جدول ۱: ابعاد ترانزیستورها

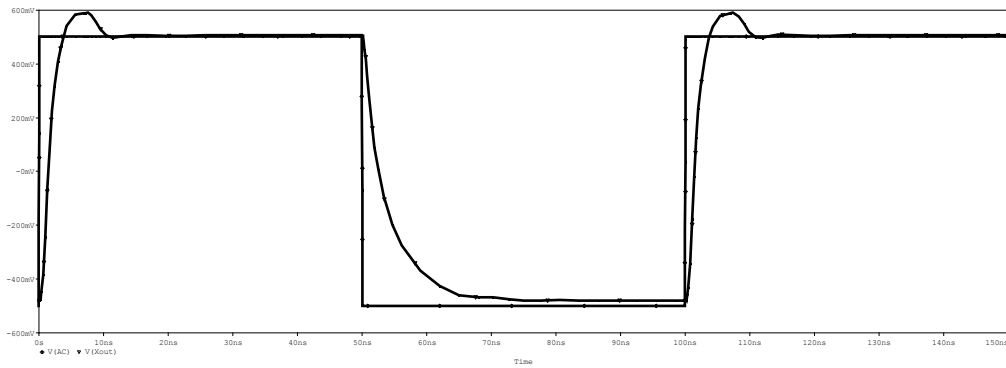
ترانزیستور	W/L
M1,M2,M5,M6,M1b,M2b,M5b,M6b	28/0.35
M3,M4,M7,M8,M3b,M4b,M7b,M8b	7/0.35
M9-M18, M9b-M14b	60/0.35

شکل ۱۴ نمودار پاسخ فرکانسی تقویت کننده فیدبک جریان را نشان می دهد. در این حالت بار خازنی به مقدار 1pF در خروجی (پایه Out) قرار گرفته است. ملاحظه می شود که فرکانس قطع -3dB آن در حدود 30MHz است.



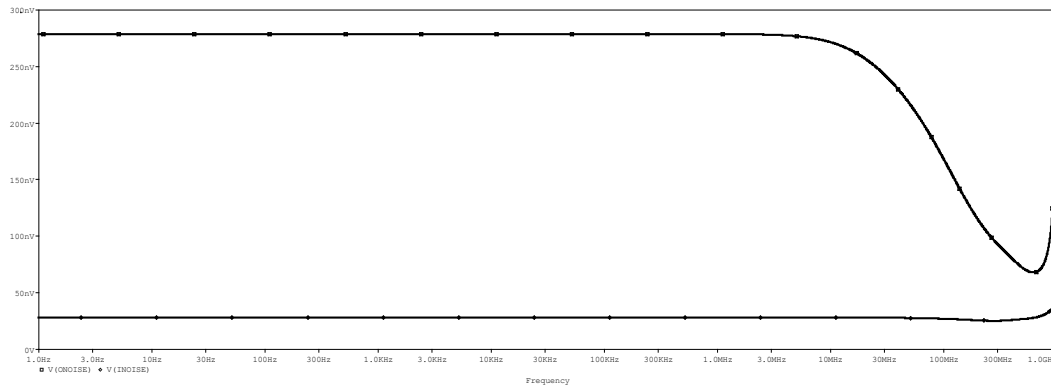
شکل ۱۴: نمودار پاسخ فرکانسی تقویت کننده فیدبک جریان

با اعمال ورودی پله به مدار و مشاهده خروجی می توان به بررسی سرعت تقویت کننده پرداخت. پارامترهایی نظیر نرخ چرخش و زمان نشست از پارامترهای مهم طراحی تقویت کننده فیدبک جریان می باشد. شکل ۱۵ حاصل اعمال ورودی پله ای با دامنه 1Vp-p و مشاهده خروجی تقویت کننده فیدبک جریان می باشد.



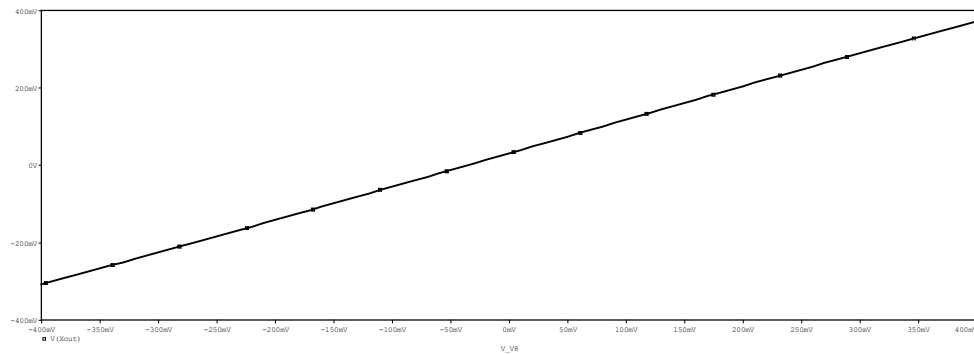
شکل ۱۵: پاسخ تقویت کننده فیدبک جریان به ورودی پله V_p-p_1

با توجه به شکل ۱۶ نرخ چرخش مدار در حدود $100V/\mu s$ و زمان نشست به ۱ در صد مقدار نهایی آن $10/5ns$ می باشد. شکل ۱۷ نمودار نویز ورودی و خروجی تقویت کننده را نشان می دهد که به ترتیب $27/5 nV/\sqrt{Hz}$ و $278 nV/\sqrt{Hz}$ می باشند.



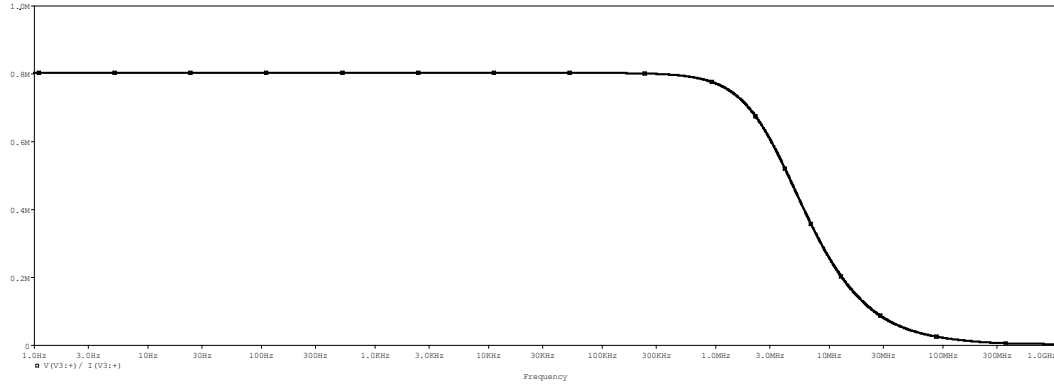
شکل ۱۶: نمودار نویز ورودی و خروجی تقویت کننده

پارامتر دیگری که از اهمیت برخوردار است محدودیت ولتاژ خروجی نسبت به منبع تغذیه است. شکل ۱۷ نشان دهنده سوئینگ ولتاژ در خروجی تقویت کننده نسبت به تغییرات ورودیست. این حالت یک مقاومت $10K\Omega$ به خروجی متصل شده و دامنه تغییرات آن نسبت به تغییرات ورودی Y اندازه گیری شده است.



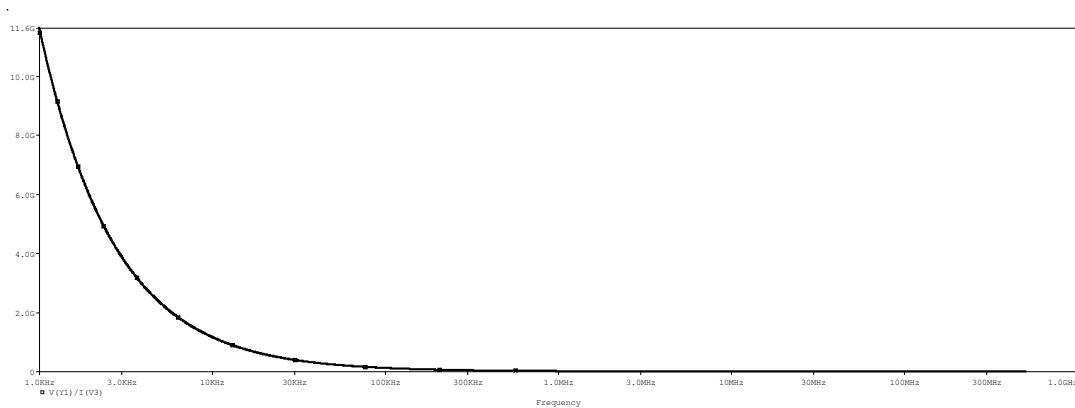
شکل ۱۷: سوئینگ ولتاژ در خروجی تقویت کننده

همانطور که در فصل‌های قبل بیان گردید، کوچک بودن مقدار مقاومت پایه X اثر قابل توجهی بر استقلال بهره از پهنای باند در تقویت کننده فیدبک جریان دارد. با انجام شبیه سازی ها مقدار مقاومت $2X$ برای ساختار تقویت کننده ارائه شده $1/5K\Omega$ اندازه گیری شده است. همچنین امپدانس Z_Z بیانگر امپدانس پایه Z در فرکانس صفر و نیز اثر سلفی و خازنی دیده شده در این پایه می باشد. منحنی مشخصه مربوط به تقویت کننده طراحی شده در شکل ۱۸ نشان داده شده است. همانطور که در شکل مشخص است، مقدار این امپدانس در فرکانس های پایین در حدود $0.8M\Omega$ می باشد.



شکل ۱۸: منحنی مشخصه امپدانس پایه Z

امپدانس دیده شده از پایه ورودی Y که ترکیبی از مقاومت و خازن موازی دیده شده در ورودی پایه Y تقویت کننده فیدبک جریان می باشد در شکل ۱۹ نشان داده شده است. همانطور که از شکل ۱۹ مشاهده می شود این امپدانس کاملاً خازنی می باشد. این امر با توجه به ورودی این مدار که گیت ترانزیستورهای CMOS می باشد، قابل پیشبینی بود.



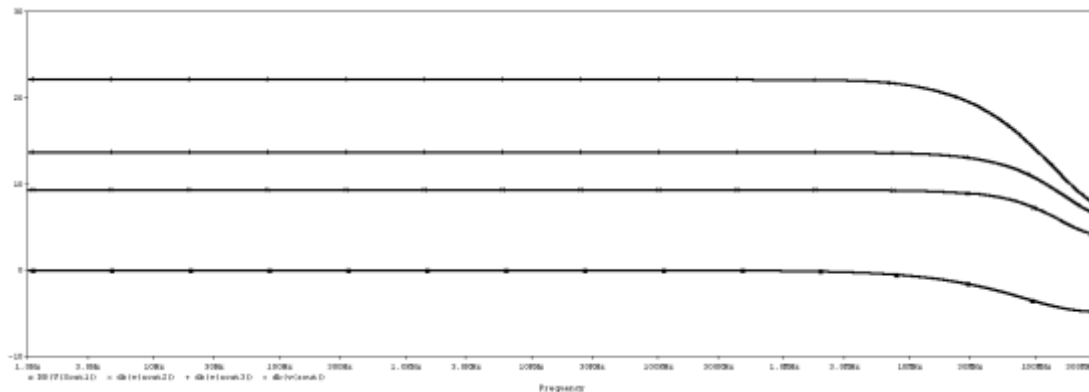
شکل ۱۹: منحنی مشخصه امپدانس پایه Y

کلیه مشخصه های مهم تقویت کننده طراحی شده پس از انجام شبیه سازی در جدول ۶-۲ ارائه گردیده است.

جدول ۲: مشخصه های اصلی تقویت کننده فیدبک جریان

Parameter	Value
Technology	0.35 μm
Power supply (VDD, VSS)	(1.65 V, -1.65 V)
GBW	30 MHz
SR	100 $\mu V/S$
Ts (0.1%)	10.5 nS
r _X	1.5 K Ω
r _Z	800 K Ω
Input Noise	27.5 nV/\sqrt{Hz}
Output Noise	278 nV/\sqrt{Hz}
Current Capability	$\pm 60 \mu A$ (10k Ω Load)

همانطور که می دانیم پهنای باند تقریباً مستقل از بهره حلقه بسته تقویت کننده فیدبک جریان یکی از مهمترین مشخصه های این تقویت کننده محسوب می شود. شکل ۲۰ نشان دهنده پاسخ فرکانسی تقویت کننده هنگامی که از تقویت کننده بعنوان تقویت کننده ای با بهره های مختلف استفاده شده است، می باشد. این نمودار با استفاده از آرایش تقویت کننده در ساختار شکل ۲۰ بدست آمده است. در این حالت مقاومت R_2 با مقدار ۲۰ K Ω ثابت نگه داشته شده و مقاومت R_1 به منظور دست یافتن به بهره های مختلف از ۱ K Ω تا ۲۰ K Ω تغییر کرده است.



شکل ۲۰: پاسخ فرکانسی تقویت کننده به ازای بهره های مختلف

همانطور که در شکل ۲۰ مشاهده می شود این خصیصه مهم تقویت کننده فیدبک جریان یعنی استقلال پهنای باند از بهره حلقه بسته در این تقویت کننده طراحی شده نیز به خوبی مشخص است.

نیجه گیری و پیشنهادات

تقویت کننده فیدبک جریان، تقویت کننده ایست که در تعریف آن در یک جمله می توان گفت: "ابزار است پر سرعت با پهنای باند مستقل از بهره". با این تعریف ساده شاید بتوان تصور کرد که مشکلات کاربردهای فراوانی بدست تقویت کننده فیدبک جریان حل می شود، اما در عمل باید گفت این تقویت کننده بدلیل وجود چالش های زیاد هنوز آنچنان که باید به جایگاه واقعی خود نرسیده و بطور

عمومی در صنعت الکترونیک جایی برای خود باز نکرده است. شاید دلیلش به قول آقای رون مانچینی^۱ در فصل نهم کتاب "اپ امپ ها برای همه"^۲ این باشد که: "The wiring of VFAs is critical, but the wiring of CFAs is a science." سیم کشی از VFAs مهم است، اما سیم کشی از CFA ها یک علم است؛ و یا به گفته آقای رندی استفانس^۳ یکی از اعضاء بخش فنی شرکت Texas Instruments، شاید دید عمومی نسبت به تقویت کننده فیدبک جریان این باشد که:

" They have a different name and therefore must be difficult and very hard to use! "

آنها نام های مختلف و در نتیجه باید بسیار سخت و سخت استفاده می شود. در این مقاله مدار جدیدی از تقویت کننده فیدبک جریان طراحی و ضمن استخراج روابط حاصله، نتایج شبیه سازی آن ارائه و بررسی گردید. وجه تمایز این تقویت کننده فیدبک جریان با تقویت کننده های فیدبک جریانی که تا امروز طراحی گردیده اند، هسته اصلی این تقویت کننده است که در ساختار بافرهای ولتاژ ورودی و خروجی قرار گرفته است. این هسته اصلی مدار چهارگانه تفاضلی کلاس AB می باشد. چهارگانه تفاضلی در واقع ترکیبی از مدار تفاضلی معمولی و مدار تفاضلی ضربدریست. بطوریکه در حوالی نقطه تعادل دارای خصوصیات مشابه مدار تفاضلی معمولی می باشد و در ناحیه عدم تعادل که یک زوج از ترانزیستورهای ضربدری روشن و زوج دیگر خاموش است، همانند مدار تفاضلی ضربدری به کار خود ادامه می دهد. از این رو مدار چهارگانه تفاضلی امکان دستیابی به نرخ چرخش بالاتر در مدارهایی که نیاز به این خصوصیت سیگنال بزرگ دارند را فراهم می کند؛ بنابراین این مدار می تواند نقش مهمی در تقویت کننده فیدبک جریان که تقویت کننده ای پر سرعت است، ایفا نماید.

تقویت کننده فیدبک جریان بر مبنای المان چهارگانه تفاضلی که در این پایان نامه طراحی و شبیه سازی گردید، با استفاده از منابع $\pm 1/65$ ولت تغذیه شد. این مدار نرخ چرخشی در حدود $100 \mu V/s$ و پهنای باند حلقه بسته ثابتی در حدود ۳۰ مگاهرتز را ارائه داد. در این پروژه از آینه جریان کسکود در طبقه جریان فالوور تقویت کننده استفاده گردید. به نظر می رسد استفاده از آینه های جریان با خصوصیات بهتر یعنی داشتن مقاومت خروجی بزرگتر، مقاومت ورودی و ولتاژ سربار کمتر و سرعت بالاتر در طراحی مدار تقویت کننده فیدبک جریان می تواند نتایج مطلوب تری را در بر داشته باشد.

بهر حال بدیهی است که با توجه به پیشرفت روز افزون تکنولوژی و نیاز به ابزارهای پر سرعت، می توان امیدوار بود که تقویت کننده های فیدبک جریان با غلبه بر مشکلات و چالش های پیش رو به عنوان ابزاری کاربردی تر مورد استفاده قرار گیرند.

فهرست منابع

1. B. J. Maundy, A. R. Sarkar, S. J. Gift, " A New Design Topology For Low-Voltage CMOS Current Feedback Amplifiers, " IEEE Trans. on IEEE Trans. on Ckts & Syst -II, Vol. 53, no. 1, pp. 34-38, January 2006.
2. C. Toumazou, F.J. Lidgey, & D.G. Haigh, "Analogue IC design: the current-mode approach" 1993.
3. Daven, M., shojaei baghini, M., & sharma, D.K. (2012). A process and temperature compensated current reference circuit in CMOS process. *microelectronics Journal*, 43, 89-97
4. Elantec Inc, "EL2020C 50MHz Current Feedback Amplifier," Datasheet, Tarob Court, Milpitas, CA 95035, 1996.
5. F. J. Lidgey, K. Hayatleh, " Current-Feedback Operational Amplifiers and Applications, " *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 176-182, August 1997.
6. Fairchild Semiconductor Corporation, "KH205 Overdrive-Protected Wideband Op Amp," Datasheet

¹ Ron Mancini

² Op-amp For Everyone

³ Randy Stephens

7. Faraji baghtash,H.,Monfarede,K.,&,Ayatollahi,A. (2012).A novel 0.5V,high current drive,and ril to rile current operational amplifier.Analog Integrated Circuits Signal processing,70,103-112
8. francesco centurelli.andrea simonetti.alessandro trifletti An Improved common-mode feedback loop for the differential-difference Amplifier(2013) DIO10.1007/s10470-012-9961-1 (springer)
9. Giachero. C. Gotti. M. Maino. G. Pessina, Current feedback operational amplifiers as fast charge sensitive preamplifiers for photomultiplier read out(2011) PUBLISHED BYIOP PUBLISHING FOR SISSA
10. H. L. Chao, D. Ma, M. Koen, P. Prazak, “ CMOS Low-Power Variable-Gain CMFB-Free Current Feedback Amplifier for Ultrasound Diagnostic Application, ” Solid-State Circuits Conference, IEEE Asian, 2006.
11. H. Madian, S. A. Mahmoud, A. M. Soliman, “ Field Programmable Analog Array based on CMOS CFOA and its Application, ” 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 1042-1046, 2008.
12. Hassan faraji Baghtash. Ahmad Ayatollahi. (2013) A high CMRR,Class AB,fully differential output stage.springer.
13. Hazneci, “ Current feedback amplifiers, ” Tutorial Papers on Analog Circuits, University of Toronto, 2000.
14. http://en.wikipedia.org/wiki/Current-feedback_operational_amplifier
15. M. F. Nouraldin, S. A. Mahmoud, A. K. Kl-Kafrawy, “ New Switched Capacitor Biquad Filter Using Current Feedback Operational Amplifier, ” Internatonal Conference on Microelectronics, ICM, 2007.
16. Mikko loikkanen”DESIGN AND COMPENSATION OF HIGH PERFORMANCE CLASS AB AMPLIFIERS “
17. Nihit Bajaj,Bert Vermeire and Bertan Bakkaloglu(2012) A 10MHz to 100MHz Bandwidth Scalable, fully Differential Current feedback Amplifier IEEE 217-220
18. R. Mancini, “ Op Amps For Everyone, ” Texas Instruments Inc., August 2002.
19. Randy Stephens, “ Expanding the usability of current-feedback amplifiers, ” Texas Instruments Inc., Analog Applications Journal, 2003.
20. S. Franco, “Analytical Foundations of Current-Feedback Amplifiers,” IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, pp. 1050-1053, 1993.
21. S. J. G. Gift, B. Maundy “Improving The Bandwidth Gain-Independence and Accuracy Of The Current Feedback Amplifier, ” IEEE Trans. on Ckts & Syst -II, Vol. 52, no. 3, March 2005.
22. safari,L,& Azhari, S.J. (2012). A novel low voltage very low power CMOS class AB current output stage with ultra high output current drive capability., (1),34-43

Design and simulation of current feedback op- amp using differential quartet

Hassan Heidari Khoei

University of Sama Masjed Solyman

Abstract

Analog design has long been based on the voltage signal processing. The inherent advantages of wide bandwidth, high rotation rate, low power consumption, simple circuit and a current gain of the features that today are considered. No need for this type of passive circuits using high-voltage and high-precision elements has made it possible. They can be used almost entirely by using transistor design, which results in greater compatibility with current mode circuits are digital processing. Set the current mode circuits, current feedback amplifiers are. interested these circuits is provided. Growing interest in the synthesis of the current circuits, mainly because of its potential benefits such as lower voltage and power consumption broader range, The internal dynamics of the wider bandwidth, circuit simpler, smaller and less complex nonlinear circuits among enthusiasts of these circuits is provided.

In particular, it can be said, the need for high speed and wide bandwidth current feedback amplifier has been the engine of progress. The main advantage of this amplifier to boost the voltage in addition to the proper rotation rate, wide bandwidth and it is almost independent of the closed-loop gain. This amplifier has a structure different from that cause voltage operational amplifiers in many applications, especially for applications with low closed loop gain and the large signal voltage is superior to conventional amplifiers.

In this thesis, we introduce and study the structure, design and simulation of a current feedback amplifier using technology parameters $0.35 \mu\text{m}$ CMOS. Class AB amplifier circuit differential quad core is. The combination of ordinary differential and differential-four circuit multiplications differential circuit.

Current feedback amplifier circuit is presented using the resources $1.65 \pm \text{v}$ nutrition. This circuit rotation rate about $100 \text{ V} / \mu\text{s}$ and closed-loop bandwidth of 30 MHz fixed offers.

Keywords: amplifier, current feedback op- amp, differential quartet
