١٤٢٢٢٧

دانشگاه شهید بهشتی
دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

طراحی و شبیه سازی تقویت کننده عملیاتی ولتاژ پایین با پهنای باند بالا و بهره زیاد

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق
گرایش الکترونیک

نام دانشجو:
جمشید طهماسبی

۱۳۸۹/۷/۲۴

استاد راهنما:
دکتر علی جلالی

سال دفاع
بهمن ۸۸

۱۴۲۲۲۷

دانشگاه شهید بهشتی

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق- گرایش الکترونیک

تحت عنوان:

طراحی و شبیه سازی تقویت کننده عملیاتی ولتاژ پایین با پهنای باند بالا و بهره زیاد

در تاریخ ۸۸/۱۱/۱۳ پایان نامه دانشجو، (جمشید طهماسبی) توسط کمیته تخصصی داوران مورد بررسی و تصویب نهائی قرار گرفت.

۱- استاد راهنمای اول:	دکتر علی جلالی	امضاء
۲- استاد داور (داخلی):	دکتر امید هاشمی پور	امضاء
۵- استاد داور (خارجی):	دکتر حاج قاسم	امضاء
۶- نماینده تحصیلات تکمیلی:	دکتر اسلام ناظمی	امضاء

چهار

۱۴۲۲۲۷

پنج

کلیه حقوق مادی مرتبط بر نتایج مطالعات،
ابتکارات و نوآوریهای ناشی از تحقیق موضوع
این پایان نامه متعلق به دانشگاه شهید بهشتی
می باشد.

نام ونام خانوادگی: جمشید طهماسبی

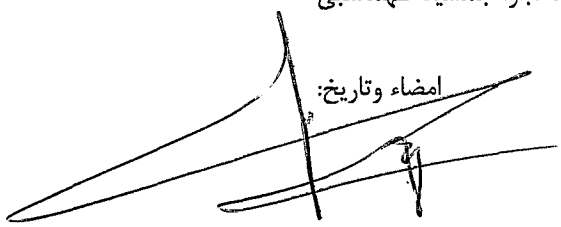
عنوان پایان نامه: طراحی و شبیه سازی تقویت کننده عملیاتی ولتاژ پایین با پهنای باند بالا و بهره زیاد

اساتید راهنما: دکتر علی جلالی

اینجانب جمشید طهماسبی تهیه کننده پایان نامه کارشناسی ارشد حاضر، خود را ملزم به حفظ امانتداری و قدردانی از زحمات سایر محققین و نویسندگان بنا بر قانون Copyright می دانم. بدین وسیله اعلام می نمایم که مسئولیت کلیه مطالب درج شده با اینجانب می باشد و در صورت استفاده از اشکال؛ جداول، و مطالب سایر منابع، بلافاصله مرجع آن ذکر شده و سایر مطالب از کار تحقیقاتی اینجانب استخراج گشته است و امانتداری را به صورت کامل رعایت نموده ام. در صورتی که خلاف این مطلب ثابت شود، مسئولیت کلیه عواقب قانونی با شخص اینجانب می باشد.

نام ونام خانوادگی دانشجو: جمشید طهماسبی

امضاء وتاریخ:



تقدیم به پدر و مادرم

که همچو چراغی روشنگر راهم بودند و
اگر نبود دست یاریگرشان، پیمودن این
راه میسر نمی‌شد.

تقدیم به همسرم

که قدم به قدم مرا در پیمودن این راه یاری کرد

فهرست مطالب

فصل اول ۲

۱-۱- مقدمه ۲

فصل دوم مروری بر روشهای جبرّان سازی فرکانسی آپ امپ های چند طبقه ۴

۲-۱- پارامتر های طراحی آپ امپ ۵

۲-۲- روشهای جبران سازی فرکانسی آپ امپ های چند طبقه ۶

۲-۲-۱- تکنیک قطب غالب ۸

۲-۲-۲- تکنیک میلر ساده(SMC) ۹

۲-۲-۳- تکنیک میلر با استفاده از مقاومت خنثی کننده(SMCNR) ۱۳

۲-۲-۴- تکنیک میلر با مسیر فیدفوروارد(MZC) ۱۵

۲-۲-۵- تکنیک حلقه های میلر تو در تو(NMC) ۱۶

۲-۲-۶- تکنیک حلقه‌های میلر تودرتو چندمسیره(MNMC) ۲۱

۲-۲-۷- تکنیک مسیرهای فیدفوروارد تعمیم‌یافته(NGCC) ۲۲

۲-۲-۸- تکنیک حلقه‌های میلر تودرتو برعکس(RNMC) ۲۵

۲-۲-۹- تکنیک حلقه‌های میلر تودرتوهایبرید(HNMC) ۳۶

۲-۲-۱۰- تکنیک کنترل ضریب میرایی(DFCFC) ۳۹

۲-۲-۱۱- تکنیک فیدبک فعال(AFFC) ۴۱

۲-۲-۱۲- تکنیک فیدبک مثبت(PFC) ۴۳

فصل سوم جبران‌سازی فرکانسی با استفاده از روش پیشنهادی حذف صفر-قطب حقیقی ۴۶

۳-۱- مقدمه ۴۷

۳-۲- بررسی وتحلیل روش پیشنهادی ۴۸

۳-۳- بررسی ومقایسه پهنای باند ۵۱

۳-۴- پایداری ۵۴

۳-۵- تحلیل پاسخ زمانی ۵۷
۳-۶- بهره تقویت کننده ۵۹
۳-۷- افست خروجی ۶۲
۳-۸- بررسی PSRR ۶۲
۳-۹- تحلیل نویز ۶۴
۳-۱۰- محدوده دینامیک رنج ورودی ۶۷
فصل چهارم شبیه سازی وتحلیل نتایج ۶۹
۴-۱- شماتیک مداری روش MNMC ۷۰
۴-۲- شبیه‌سازی روش پیشنهاد شده DRPZC ۸۱
فصل پنجم نتیجه گیری ۹۱
۵-۱- نتیجه‌گیری ۹۲
پیوست(الف) ۹۵
پیوست(ب) ۱۰۱
پیوست(ج) ۱۰۵
مراجع ۱۰۷

فهرست تصاویر

فصل دوم

شکل ۲-۱ ..... ۶
شکل ۲-۲ ..... ۸
شکل ۲-۳ ..... ۱۰
شکل ۲-۴ ..... ۱۱
شکل ۲-۵ ..... ۱۲
شکل ۲-۶ ..... ۱۳
شکل ۲-۷ ..... ۱۵
شکل ۲-۸ ..... ۱۶
شکل ۲-۹ ..... ۱۹
شکل ۲-۱۰ ..... ۲۱
شکل ۲-۱۱ ..... ۲۲
شکل ۲-۱۲ ..... ۲۴
شکل ۲-۱۳ ..... ۲۵
شکل ۲-۱۴ ..... ۲۶
شکل ۲-۱۵ ..... ۲۶
شکل ۲-۱۶ ..... ۲۸
شکل ۲-۱۷ ..... ۲۹
شکل ۲-۱۸ ..... ۳۰
شکل ۲-۱۹ ..... ۳۱
شکل ۲-۲۰ ..... ۳۴
شکل ۲-۲۱ ..... ۳۴
شکل ۲-۲۲ ..... ۳۶
شکل ۲-۲۳ ..... ۳۶
شکل ۲-۲۴ ..... ۳۷
شکل ۲-۲۵ ..... ۳۸
شکل ۲-۲۶ ..... ۴۰
شکل ۲-۲۷ ..... ۴۱
شکل ۲-۲۸ ..... ۴۲
شکل ۲-۲۹ ..... ۴۳
شکل ۲-۳۰ ..... ۴۴
شکل ۲-۳۱ ..... ۴۴

فصل سوم

شکل ۳-۱ ..... ۴۹
شکل ۳-۲ ..... ۴۹
شکل ۳-۳ ..... ۵۳
شکل ۳-۴ ..... ۵۴
شکل ۳-۵ ..... ۵۴
شکل ۳-۶ ..... ۵۶
شکل ۳-۷ ..... ۵۸
شکل ۳-۸ ..... ۵۹
شکل ۳-۹ ..... ۶۰
شکل ۳-۱۰ ..... ۶۰
شکل ۳-۱۱ ..... ۶۳
شکل ۳-۱۲ ..... ۶۵
شکل ۳-۱۳ ..... ۶۷

فصل چهارم

شکل ۴-۱ ..... ۷۰
شکل ۴-۲ ..... ۷۱
شکل ۴-۳ ..... ۷۲
شکل ۴-۴ ..... ۷۳
شکل ۴-۵ ..... ۷۳
شکل ۴-۶ ..... ۷۵
شکل ۴-۷ ..... ۷۵
شکل ۴-۸ ..... ۷۶
شکل ۴-۹ ..... ۷۶
شکل ۴-۱۰ ..... ۷۷
شکل ۴-۱۱ ..... ۷۸
شکل ۴-۱۲ ..... ۷۹
شکل ۴-۱۳ ..... ۷۹
شکل ۴-۱۴ ..... ۸۰
شکل۴-۱۵ ..... ۸۰

شکل ۴-۱۶ ..... ۸۱
شکل ۴-۱۷ ..... ۸۱
شکل ۴-۱۸ ..... ۸۲
شکل ۴-۱۹ ..... ۸۵
شکل ۴-۲۰ ..... ۸۵
شکل ۴-۲۱ ..... ۸۶
شکل ۴-۲۲ ..... ۸۷
شکل ۴-۲۳ ..... ۸۷
شکل ۴-۲۴ ..... ۸۸

فصل پنجم

شکل ۵-۱ ..... ۹۳
شکل ۵-۲ ..... ۹۳

چکیده

تقویت کننده های سه طبقه به دلیل دارا بودن قطب های غالب در فرکانس های پایین نیاز به جبران سازی دارند، به منظور جبران سازی تقویت کننده های سه طبقه از جداسازی قطب ها به صورت مختلط ، جداسازی قطب ها به صورت حقیقی و یا حذف صفر وقطب استفاده می شود.

MNMC از جمله روش های جبران سازی است که بر کاهش پهنای باند روش جبران‌سازی NMC در مقابل تقویت کننده دو طبقه فائق می آید، این روش از حذف صفر و قطب غیرغالب جهت افزایش پهنای باند تقویت کننده استفاده می کند اما به دلیل وجود صفر سمت راست ، حد فاز تقویت کننده کاهش پیدا می کند در این پروژه با ارائه روش جدیدی در حذف صفر سمت راست به کمک مسیر فید فوروارد می توان این صفر راحذف نمود و حد فاز تقویت کننده را افزایش داد، از آن جایی که مسیر فید فوروارد بر روی مکان قطب ها تاثیری ندارد، شرط پایداری تقویت کننده تغییری نخواهد کرد.

با افزایش هدایت انتقالی فیدفوروارد، صفر سمت راست به سمت چپ منتقل شده و با حذف قطب غیر غالب سوم پهنای باند تقویت کننده را افزایش می دهد، در مقایسه با MNMC ، مسیر فیدفوروارد به صورت بار در طبقه خروجی پیاده سازی شده و سبب تشکیل طبقه خروجی پوش پول می شود که نقش زیادی در بهبودعملکرد تقویت کننده از نظر زمانی دارد.

درعین حال به دلیل کاهش ظرفیت خازن جبران سازی خارجی، پاسخ زمانی تقویت کننده نیز بهبود می یابد .

کلمات کلیدی: تقویت کننده چند طبقه، جبران سازی تقویت کننده چند طبقه، جبران‌سازی چند طبقه، جبران‌سازی ولتاژ پایین

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه

امروزه در اکثر کاربرد های آنالوگ نیاز به آمپلی فایر با بهره بالا ، پهنای باند زیاد و توان مصرفی کم به شدت احساس می شود. در طراحی فیلتر های دقیق آنالوگ، مبدلهای دیجیتال به آنالوگ ومدارات سوئیچ خازنی نیاز به آمپلی فایر های سریع با بهره بالا کاملا احساس می شود. آمپلی فایر های تک طبقه به دلیل داشتن پاسخ فرکانسی بهتر نسبت به ساختار های چند طبقه و عدم نیاز به جبران سازی مناسبترین انتخاب در طراحی مدارات سریع و پهن باند می باشند. برای دسترسی به بهره زیاد روشهای گوناگونی گزارش شده که در اغلب آنها کسکود کردن طبقات جهت افزایش امپدانس خروجی و به دنبال آن بهره مشاهده می شود. در این روشها معمولا برای دستیابی به بهره بیشتر جریانهای بایاس را کوچک و نواحی کار زیر آستانه را انتخاب می نمایند، در حالیکه برای داشتن پاسخ زمانی مناسب و سرعت کافی، اغلب جریان بایاس زیاد و طول کانال کوتاه اساس طراحی است. لذا در طراحی های تک طبقه، طراح با چالش اساسی در حل تضاد بین بهره و سرعت روبه رومی باشد. از طرف دیگر باپیشرفت سریع تکنولوژی ساخت به اندازه های زیر میکرون ونیاز به مدارات ولتاژپایین و کم مصرف در وسایل پرتابل، تجهیزات پزشکی و ...، دیگر امکان کسکود کردن طبقات برای دسترسی به بهره زیاد وجود ندارد و لذا توپولوژی های چند طبقه در کاربرد های ولتاژ پایین عملا تنها گزینه ممکن می باشند. در ساختار های چند طبقه به دلیل اضافه شدن قطب های جدید به تابع تبدیل سیستم، رفتار سیستم دیگر تک قطبی نیست و امکان بروز ناپایداری در سیستمهای حلقه بسته وجود دارد. لذا استفاده از روشهای مناسب جبران سازی فرکانسی برای تضمیین پایداری حلقه بسته و دستیابی به پاسخ فرکانسی و زمانی مطلوب ضروررری است. علاوه بر نیاز به جبران سازی، با بالا رفتن تعداد طبقات حداکثر پهنای باند قابل دسترسی نیزهمانطور که در فصل بعد به تفصیل بیان می شود، به شدت محدود می گردد. به همین دلیل و به دلیل پیچیدگی بیش از حد تابع تبدیل و مشکل شدن جبران سازی عملا از تقویت کننده های بیش از ۴ طبقه استفاده نمی شود. روشهای مختلفی برای جبران سازی تقویت کننده های چند طبقه پیشنهاد شده اند. در تمامی این روشها با قرار دادن ω_T[1]، (فرکانس عبور منحنی بهره از یک در نمودار بودی) قبل از دومین قطب سعی در جبران سازی آپ امپ نموده اند. برای اینکار همانطور که در فصل بعد به طور مفصل بحث خواهد شد، یا از تکنیک دور کردن قطبها از هم به کمک قضیه میلر استفاده شده، یا با استفاده از مسیرهای مستقیم سیگنال سعی در حذف قطب دوم شده است. در این پایان نامه درابتدای فصل دوم به تعریف مختصر مهمترین پارامتر های یک تقویت کننده از جمله پهنای باند، حاشیه

[1] Transient frquency

فاز، بهره، زمان نشست و...خواهیم پرداخت. در ارایه مطالب فرض بر این بوده است که خواننده با مفاهیم اولیه پایداری و پارامترهای آن مانند حاشیه فازونحوه محاسبه آن، نقش بهره در پاسخ سیستم و... آشنایی کافی دارد و لذا از پرداختن به جزئیات در این قسمت خودداری شده است. در ادامه با توجه به این مطلب که اکثر توپولوژی های مطرح شده دارای سه قطب در تابع تبدیل می باشند، به بیان کوتاهی در مورد شرایط پایداری آنها خواهیم پرداخت. سپس با معرفی معمولترین و شایعترین روشهای جبران سازی فرکانسی به مقایسه آنها از نظرتوان مصرفی، پهنای باند قابل دسترسی، پارامترهای پاسخ زمانی و ... می پردازیم. در فصل سوم با ارایه روشی جدید در حذف قطب های غیر غالب، بدون افزایش قابل توجه ای در توان مصرفی، پهنای باند و زمان نشست تقویت کننده سه طبقه ای را که با روش جبران سازی حلقه های میلر تو در تو(NMC[1]) پایدار گشته، بهبود خواهیم بخشید. سپس با استفاده از نرم افزار H-spice تقویت کننده طراحی شده با روش خود را شبیه سازی خواهیم کرد وبا ارائه نتایج شبیه سازی نشان می دهیم که روش ما نسبت به NMC پاسخ زمانی و فرکانسی بهتری دارد. در پایان به نتیجه گیری در مورد روش ارائه شده ومزایای آن خواهیم پرداخت.

[1] Nested Miller Compensation

فصل دوم

مروری بر روشهای جبران سازی فرکانسی آپ امپ های چند طبقه

در این فصل به بررسی روشهای مختلف جبران سازی تقویت کننده های چند طبقه خواهیم پرداخت. در ابتدا به اختصارتعدادی از پارامترهای مهم طراحی آپ امپ را بیان می کنیم و سپس با بیان شرایط پایداری روشهای مختلف جبران سازی را مفصلا بیان خواهیم کرد.

۲-۱- پارامتر های طراحی آپ امپ

برای طراحی آپ امپ و مقایسه آنها با یکدیگر پارامتر هایی را می توان مد نظر قرار داد. در زیر به تعدادی از پرکاربردترین آنها اشاره می شود.

۱- محدوده دینامیک ورودی(ICMR[1]): ساده ترین تعریف برای محدوده دینامیک ورودی عبارت است ازرنج تغییرات ولتاژ ورودی که به ازای آن طبقه ورودی تقویت کننده در ناحیه خطی خود عمل می کند. معمولا در طراحی طبقات ورودی از زوجهای دیفرانسیلی برای دستیابی به بهره بالا استفاده می شود که در این صورت رنج تغییرات ورودی توسط شرایط اشباع بودن ترانزیستورهای ورودی تحمیل می گردد. در بهترین حالت، ورودی باید بتواند به اندازه ماکزیمم و مینیمم ولتاژ تغذیه تغییر کند. در عمل معمولا شرط $ICMR \geq 1/3(vdd - vss)$ را برآورده می سازند. البته باید توجه داشت که ممکن است ICMR توسط خروجی محدود گردد. یعنی سوییینگ خروجی به قدری کم باشد که نگذارد ورودی در محدوده ICMR تغییر کند. به عبارت دیگر باید بین میزان تغییرات مجاز که ترانزیستورهای ورودی در ناحیه اشباع خود عمل می کنند و $ICMR = \frac{\Delta v_{out}}{A_{dc}}$ مینیمم را انتخاب کرد. در رابطه قبل Δv_{out} ماکزیمم سوییینگ خروجی و A_{dc} بهره فرکانس پایین آپ امپ می باشد.

۲- ولتاژ افست ورودی: در یک آپ امپ ایده ال چنانچه دو ورودی آپ امپ دارای ولتاژ یکسان باشند، خروجی می بایست صفر گردد. اما اگر ورودی های آپ امپ را اتصال کوتاه کنیم، ولتاژ کوچکی در خروجی مشاهده می کنیم که به آن افست خروجی می گوییم. این ولتاژ با بهره متناسب است. برای درک بهتر، ولتاژ افست را ولتاژی تعریف می کنند که چنانچه بین دو ورودی آپ امپ قرار گیرد، خروجی دقیقا صفر شود.

۳- slew rate: چنانچه ورودی آپ امپ با یک پله بزرگ تحریک شود، تعدادی از ترانزیستورهای ورودی ممکن

---

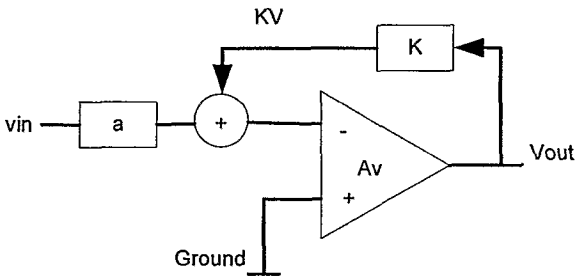
[1] Input Common Mode Range

است از ناحیه کاری خود خارج و حتی خاموش شوند. در این صورت خروجی نمی تواند دقیقا ورودی را دنبال کند و به صورت نمایی تغییر خواهد کرد.ماکزیمم $\frac{dvout}{dt}$ را slew rate می نامند.

۴- میزان رد منبع تغذیه (PSRR[1]): چنانچه تغذیه ورودی دارای ولتاژ اضافه ای به دلیل وجود نویز، هام یا منابع دیگر باشد، اثر آن به صورت A_p خود را نشان می دهد. در این صورت $PSRR = \frac{A_p}{A_d}$ که در آن A_d بهره تفاضلی آپ امپ می باشد. PSRR را به صورت dB بیان می کنند.

۲-۲- روشهای جبران سازی فرکانسی آپ امپ های چند طبقه

برای بررسی مفهوم پایداری یک سیستم حلقه بسته بلوک دیاگرام شکل (۲-۱) را در نظر می گیریم که سیستم حلقه بسته ای با فیدبک k را نشان می دهد.



شکل ۲-۱: بلوک دیاگرام یک سیستم حلقه بسته

فرض می شود که مقادیر a , k مثبت بوده و $k \leq 1$ در این صورت تابع تبدیل به آسانی از رابطه (۲-۱)به دست می آید.

$$A_{vf}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-aA_v(s)}{kA_v(s)+1} \qquad (۲-۱)$$

در این رابطه $A_v(s)$ تابع تبدیل حلقه باز می باشد و $kA_v(s)$ بهره حلقه نامیده می شود. همانطور که می بینیم قطب های حلقه باز با تابع تبدیل حلقه($kA_v(s)$) برابرند. از طرفی با افزایش بهره حلقه، فرکانس ω_T از مبدا دورتر می شود و باعث کاهش حاشیه فاز می گردد، لذا برای تضمیین پایداری، سیستم حلقه بسته برای بدترین حالت یعنی k=1 جبرانسازی می شود. برای بررسی اثر فیدبک بر قطب های تابع تبدیل حلقه باز، سیستم تک قطب با تابع تبدیل

[1] Power Supply Rejection Ratio

حلقه باز به فرم رابطه (۲-۲)را در نظر می گیریم.

$$A_{vf}(s)=\frac{A_0}{1+\frac{s}{p}} \qquad (۲-۲)$$

در این صورت تابع تبدیل فیدبک واحد حلقه بسته به صورت(۲-۳) به دست می آید.

$$G_f(s)=\frac{G_{f0}}{1+\frac{s}{P_{f1}}} \qquad (۲-۳)$$

در این رابطه $P_{f1}=(1+fA_0)\approx T_0P_1$ قطب حلقه بسته و T_0 همان بهره حلقه می باشد. با افزایش T_0، قطب حلقه بسته در امتداد محور حقیقی ار مبدا دور می شود. چون افزایش فرکانس قطب به معنی زیاد شدن پهنای باند آپ امپ می باشد، لذا بین بهره و پهنای باند نوعی تضاد وجود دارد. به همین دلیل برای مقایسه آپ امپ های مختلف از لحاظ پاسخ فرکانسی از حاصلضرب بهره در پهنای باند استفاده می شود.

$$\omega_{GBW}=A_0.P_1 \qquad (۲-۴)$$

بدیهی است که اگر قطب دوم در فرکانس های بالاتری نسبت به فرکانس عبور بهره (ω_T) قرار داشته باشد، آنگاه:

$$.\omega_{GBW}=\omega_T$$

همانطور که در ادامه خواهیم دید، روشهای جبران سازی در دو اصل کلی خلاصه می شوند. یا اینکه بهره را آنقدر کاهش می دهند که قبل از رسیدن به حد فاز (نقطه بحرانی ۱۸۰- درجه) به گین صفر dB برسند و یا اینکه با کم کردن تعداد قطبها، منحنی فاز را طوری شیفت می دهند که نقطه بحرانی ۱۸۰- درجه بعد از حد بهره قرار گیرد. روش اول پهنای باند را کاهش می دهد. اکثر روش های میلری مبتنی بر جداسازی قطب ها از این شیوه استفاده می کنند. در روش دوم با افزودن صفر به تابع تبدیل سعی در جبران شیفت فاز منفی ناشی از قطب غیرغالب دوم می شود و در کاربردهای پهن باند از روش دوم بدلیل اثر کمتری که بر روی کاهش پنهای باند دارد، استفاده می شود.

۲-۲-۱- جبران سازی قطب غالب

آمپلی فایر دو قطبی شکل(۲-۲) را در نظر می گیریم. تابع تبدیل حلقه باز آن برابر است با: