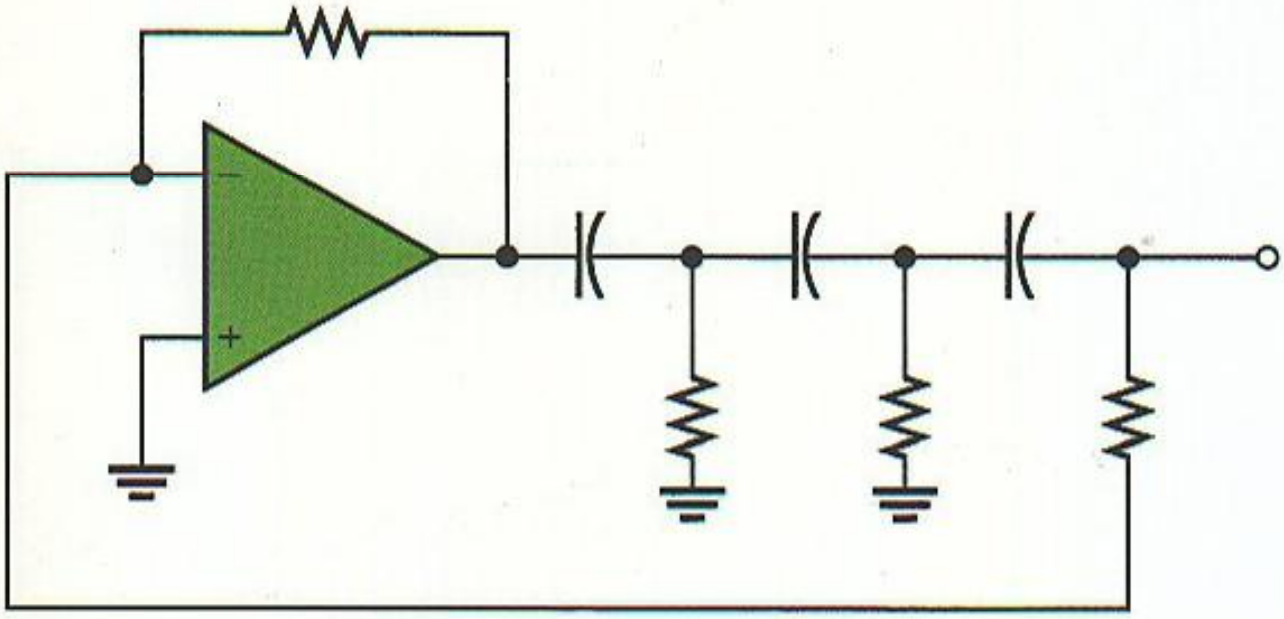
دکتر محمدحسن نشاطی
استادیار دانشگاه سیستان و بلوچستان

الکترونیک ۳

بررسی و طراحی مدارهای الکترونیکی



POWEREN.IR

- عناصر فعال در فرکانس بالا
- پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌ها (یک‌طبقه / چندطبقه)
- فیدبک در باند میانی
- پایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک
- جبرانسازی تقویت‌کننده‌های فیدبک در صفحه مختلط S و میدان فرکانس
- نوسان‌سازها

POWEREN.IR

تحلیل و طراحی قطعات و مدارها

الکترونیک III

مولف:
دکتر محمد حسن نشاطی
استادیار دانشگاه سیستان و بلوچستان

نص ناشر تخصصی کتابهای فنی مهندسی کامپیوتر

نشاطی، محمدحسن، ۱۳۳۸ -
تحلیل و طراحی قطعات و مدارهای الکترونیک III/ مؤلف محمدحسن نشاطی.
تهران: نص، ۱۳۸۵.
۴۴۰ ص.: مصور، جدول، نمودار.
ISBN: 964-410-077-8 ۳۸۰۰۰ ریال
فهرستنویسی بر اساس فیپا.
۱. مدارهای الکترونیکی -- طرح و محاسبه. ۲. مدارهای الکترونیکی. الف. عنوان
۳ ت ۵ ن / TK۷۸۶۷ ۶۲۱/۳۸۱۵۹
کتابخانه ملی ایران ۵۰۶۳-۸۵م

POWEREN.IR

موسسه علمی فرهنگی

تحلیل و طراحی قطعات و مدارهای
الکترونیک III

دکتر محمد حسین نشاطی

چاپ اول: بهار ۸۵
شمارگان: ۳۰۰۰
ناشر: «نص»
چاپ و صحافی: سازمان چاپ و انتشارات وزارت فرهنگ و ارشاد اسلامی
طراحی، آماده سازی: موسسه علمی فرهنگی «نص» قیمت: ۳۸۰۰ تومان

تهران: میدان انقلاب، خیابان اردیبهشت، بن بست مبین، شماره ۲۳۷
تلفکس: ۶۶۴۱۲۳۸۵ - ۶۶۹۵۳۸۸۳ - ۶۶۴۶۵۶۷۴ ص.پ. ۸۶۳-۱۳۱۴۵
شابک: ۹۶۴-۴۱۰-۰۷۷-۸ ISBN:964-410-077-8

پیشگفتار

عناصر نیمه هادی اساس مدارهای مجتمع و فناوری مدرن الکترونیک هستند. مطالعه، شناخت مشخصات و هم‌چنین کاربرد این عناصر و خصوصاً ترانزیستورها بخش مهمی از برنامه درسی دانشجویان دوره کارشناسی مهندسی برق را شامل می‌شود که عمدتاً در دروس الکترونیک ۱ و ۲ بحث و بررسی می‌شوند. هم‌چنین رفتار عناصر فعال در فرکانسهای بالا و بررسی پاسخ فرکانسی تقویت کننده‌ها از مباحث مهم در طراحی و ساخت این نوع مدارها است. کمبود یک مرجع انگلیسی در مورد خصوصیات و مشخصات ترانزیستورها در فرکانسهای بالا و بررسی پاسخ فرکانس تقویت کننده‌ها نویسنده را بر آن داشت که مطالب مورد نیاز در درس الکترونیک ۳ دوره کارشناسی مهندسی الکترونیک و مخابرات را با بهره‌گیری از جدیدترین روشها و مراجع علمی و با تکیه بر تجربیات تدریس خود عرضه نماید.

این کتاب براساس برنامه درسی پیشنهادی شورایعالی برنامه‌ریزی و برای تدریس در یک نیمسال تحصیلی و با اهداف زیر تنظیم یافته است:

- ارائه مدلها و مدارهای معادل مختلف ترانزیستور در فرکانسهای بالا
- معرفی روشهای بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌ها
- ارائه اصول تقویت‌کننده‌های فیدبک و طراحی آنها با پهنای باند وسیع
- بررسی ایجاد نوسان در مدارهای الکترونیکی و معرفی اسیلاتورهای سینوسی

در فصل اول مدارهای معادل عناصر فعال در فرکانس بالا عرضه می‌شود. برای عناصر BJT مدار معادل هایبرید π که اولین بار توسط **گیاکلتو** (Giacolletto) ارائه شده معرفی می‌شود. این مدار معادل براساس واقعیت‌های فیزیکی که در داخل ترانزیستور اتفاق می‌افتد استوار است. هم‌چنین رابطه عناصر مدار معادل با پارامترهای مدار هایبرید h استخراج شده و خازنهای مدار هایبرید π بدقت مورد بررسی قرار می‌گیرند. مدار معادل مشخصات ادمیتانس اتصال کوتاه ترانزیستورهای BJT که عموما در بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌های **فرکانس رادیویی** (Radio Frequency) مورد استفاده قرار می‌گیرند نیز معرفی می‌شود. علاوه بر آن مدار معادل ترانزیستورهای اثر میدان FET ارائه شده و انواع مختلف این نوع ترانزیستورها مقایسه می‌شوند. هم‌چنین در این مبحث کوشش شده است مدار معادل عناصر فعال استفاده شده در نرم‌افزار spice و روش استخراج مدار معادل از کتابهای اطلاعاتی سازندگان مورد بررسی قرار گیرد.

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه و محاسبات خازنهای کوپلاژ و بای‌پس برای فرکانس قطع پایین در فصل دوم مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرند. هم‌چنین با استفاده از مدار معادل هایبرید π، پاسخ فرکانس بالای این تقویت‌کننده‌ها مطرح شده و با استفاده از محاسبات دقیق تابع انتقال، فرکانس قطع بالای این مدارها محاسبه می‌شود. علاوه بر آن در مورد طرح تقویت‌کننده و انتخاب نوع ترانزیستور برای مشخصات خاص و مورد نظر به تفصیل بحث خواهد شد.

در فصل سوم پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های چند طبقه مطرح می‌شود. در این تقویت‌کننده‌ها با توجه به افزایش تعداد خازنها، محاسبات تابع انتقال مدار به روش معمول کار ساده‌ای نیست. با فرض اینکه این تابع انتقال بدست آید حل معادله مشخصه و بدست آوردن محل صفرها و قطبها آسان نمی‌باشد. اساس بررسی پاسخ فرکانس این تقویت‌کننده‌ها و محاسبه فرکانس قطع بالای آنها مبتنی بر محاسبات **ثابت زمانی اتصال باز** است. این روش برای تعدادی از تقویت‌کننده‌ها مطرح و نشان داده می‌شود که با محاسبات ساده و تقریب مناسب مشخصات مدار بدست می‌آید. هم‌چنین روش **ثابت زمانی اتصال کوتاه** در محاسبات فرکانس پایین معرفی و بررسی خواهد شد.

بررسی مشخصات تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی مبحث فصل چهارم است. بهره تقویت‌کننده‌ها در اثر تغییرات پارامترهای عناصر فعال با عواملی مانند درجه حرارت و نقطه کار دارای تغییرات قابل ملاحظه‌ای است. برای کاهش این تغییرات بخشی از سیگنال خروجی به ورودی تقویت‌کننده برگشت داده شده و از سیگنال ورودی کم می‌شود. به این نوع فیدبک، فیدبک منفی گفته می‌شود که باعث تثبیت مشخصات مدار می‌شود. علاوه بر آن استفاده از فیدبک در مدارها باعث افزایش پهنای باند، کاهش آثار غیر خطی عناصر و تغییرات مهم در امپدانس ورودی و خروجی تقویت‌کننده می‌شود.

علیرغم مزایای مناسب و مهمی که توسط فیدبک در تقویت‌کننده‌ها حاصل می‌شود دو اشکال مهم تقویت‌کننده‌های فیدبک، کاهش بهره و مسئله ناپایداری در آنها است. کاهش بهره را می‌توان با افزایش تعداد طبقات تقویت‌کننده برای دست‌یابی به بهره مورد نظر جبران نمود. اما پاسخ فرکانس عناصر فعال در فرکانسهای بالا سبب می‌شود فیدبک بکار رفته در مدار در بعضی از فرکانسها به فیدبک مثبت تبدیل و در نتیجه باعث **ناپایداری و ایجاد نوسان** در تقویت‌کننده شود بطوریکه بدون اعمال سیگنال در ورودی،

خروجی تقویت‌کننده دارای سیگنالی با دامنه مخالف صفر است و اصطلاحاً گفته می‌شود تقویت‌کننده به یک نوسان‌ساز تبدیل شده است. برای بررسی وضعیت ناپایداری در فصل پنجم از روش " **مکان هندسی ریشه‌ها** " با تغییر فیدبک استفاده می‌شود. مرز پایداری تقویت‌کننده به ازاء مقداری از فیدبک که مکان هندسی ریشه‌ها محور موهومی را قطع می‌کند بدست می‌آید. علاوه بر آن با معرفی معیارهای پایداری در " **میدان فرکانس** " با استفاده از تابع انتقال " **بهره حلقه** " بررسی وضعیت پایداری تقویت‌کننده انجام می‌شود.

فصل ششم و هفتم کتاب در مورد جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک است. هدف اساسی در طراحی یک تقویت‌کننده، طرح مداری پایدار با **پاسخ فرکانس مناسب** و ضریب عدم حساسیت بزرگ است. تقویت‌کننده‌ای دارای پاسخ فرکانس مناسب است که تمام مولفه‌های سیگنال ورودی را به یک میزان تقویت نماید تا اعوجاجی در خروجی وجود نداشته باشد.

در فصل ششم روشهای مختلف جبران تقویت‌کننده‌ها با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها و در صفحه مختلط s بررسی و معرفی می‌شوند. با بررسی توابع انتقالی که دارای پاسخ فرکانس مسطح هستند معیار طرح تقویت‌کننده‌های فیدبک برای بدست آوردن **حداکثر پهنای باند مسطح** معرفی می‌شود. اصلاح مدار فیدبک، اصلاح تقویت‌کننده اصلی و اصلاح همزمان مدار فیدبک و تقویت‌کننده اصلی مهمترین روشهای جبران با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها می‌باشند. هم‌چنین بحث مختصری در مورد پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های عملیاتی و جبران آنها انجام خواهد شد.

فصل هفتم در مورد جبران تقویت‌کننده‌ها در میدان فرکانس است. این روش با استفاده از اندازه گیری پاسخ فرکانس تقویت‌کننده اصلی انجام می‌شود. با معرفی معیارهای طراحی در میدان فرکانس بر اساس مقدار **حاشیه فاز** روشهای مختلف جبران معرفی می‌شوند. جبران با فیدبک مقاومتی، جبران کننده پیش‌فاز و جبران قطب موثر مهمترین روشهایی است که در این فصل به تفصیل مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرند. در مقایسه با روش مکان هندسی ریشه‌ها باید گفت گرچه طراحی در میدان فرکانس از دقت کافی برخوردار نیست اما محاسبات آن به سادگی قابل انجام است. در روش مکان هندسی، لازم است محل قطب‌های تقویت کننده اصلی مشخص باشد اما تعیین قطب‌ها خصوصا در مورد تقویت‌کننده‌های چند طبقه آسان نیست. در حالیکه پاسخ فرکانس تقویت کننده در آزمایشگاه قابل اندازه گیری است. از مباحث مهم در طرح و محاسبات تقویت‌کننده‌ها **نمودارهای بد** (Bode Diagram) است. در پیوست (ج) با ذکر چند مثال خلاصه‌ای از رسم این نمودارها ارائه شده است.

فصل آخر کتاب در مورد نوسان‌سازهای سینوسی است. نوسان‌ساز مداری است که بدون سیگنال ورودی دارای خروجی است. با استفاده از مطالب فصل پنجم در خصوص پایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک می‌توان شرایط ایجاد نوسان در یک نوسان‌ساز را بررسی و استخراج نمود. در فصل هشتم مدارهای مختلف نوسان‌ساز با استفاده از تقویت‌کننده‌های عملیاتی و هم چنین نوسان‌سازهای LC که عموماً در فرکانسهای بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند معرفی و بررسی می‌شوند.

برای بررسی میزان دقت روشهای تئوری ارائه شده در متن کتاب سعی شده است در اغلب موارد نتایج محاسبات مدارها با نتایج حاصل از بررسی مدار با نرم‌افزار spice مقایسه شود. هم‌چنین مسائل پایان فصل

در بسیاری از موارد حاوی نکات مهم و آموزنده‌ای است که نه تنها فرصت تمرین در مورد مطالب درسی را فراهم می‌آورد، بلکه دانشجویان عزیز را به تفکر و اندیشیدن به مطالب تئوری واداشته تا این تمرینات صرفاً جایگزینی اعداد در فرمولهای خشک نباشد. امید است این خدمت ناچیز مورد استفاده دانشجویان قرار گرفته و مورد رضای حق تعالی قرار گیرد.

این کتاب بر اساس جزوات درسی که برای دانشجویان مهندسی برق دانشگاههای سیستان و بلوچستان و شهید باهنر کرمان تنظیم یافته نوشته شده است. لازم است مراتب تشکر و سپاسگزاری خود را از دانشجویان این دانشگاهها که با سوالات خود در بهبود کتاب سهیم هستند ابراز دارم. هم‌چنین از آقای مهندس علی شهرکی مقدم که در حل مسائل کتاب با نرم‌افزار spice و خانمها مهندس مهماندوست و مهندس یاسینی که در تایپ و رسم شکلها همکاری داشته‌اند تشکر و قدردانی کنم. در انتشارات نص، آقای رمضانی که در ویراستاری و صفحه‌بندی و مدیریت انتشارات آقای مهندس زارع که مقدمات چاپ کتاب را فراهم آوردند سپاسگزاری می‌نمایم. از همسر و خانواده خود به جهت صبر، تلاش، هم‌فکری و همکاری در طول نوشتن کتاب تشکر و قدردانی می‌کنم.

محمد حسن نشاطی
استادیار گروه مهندسی برق و الکترونیک
دانشگاه سیستان و بلوچستان
بهار ۱۳۸۵

فهرست مطالب

فصل ۱

مدار معادل عناصر فعال در فرکانس‌های بالا ۱۳

مقدمه ۱۳

۱-۱ مدار معادل هایبرید p ترانزیستورهای دو قطبی ۱۴

۱-۲ تفسیر عناصر مدار معادل هایبرید p ۱۴

۱-۳ محاسبه عناصر مدار معادل هایبرید p ۱۶

۱-۴ خازنهای مدار معادل هایبرید p ۲۰

۱-۵ تغییرات عناصر هایبرید p ۲۲

۱-۶ مدار معادل ساده شده هایبرید p ۲۳

۱-۷ پاسخ فرکانس ترانزیستورهای BJT ۲۳

۱-۸ اعتبار مدار معادل هایبرید p ۲۷

۱-۹ مدار معادل هایبرید p در نرم‌افزار spice ۲۸

۱-۱۰ تغییرات عناصر مدار معادل هایبرید p در نرم‌افزار spice ۳۱

۱-۱۱ مدار معادل مشخصه‌های ادمیتانس ترانزیستورهای BJT ۳۳

۱-۱۲ روابط بین مشخصه‌های y و عناصر مدار p ۳۴

۱-۱۳ تغییرات پارامترهای y با نقطه کار ۳۸

۱-۱۴ مدار معادل ترانزیستورهای اثر میدان در فرکانس بالا ۴۱
مسائل فصل اول ۴۳

فصل ۲

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه ۴۷

مقدمه ۴۷
۲-۱ طبقه‌بندی تقویت‌کننده‌ها ۴۷
۲-۲ اعوجاج در تقویت‌کننده‌ها ۴۸
۲-۳ تقسیم‌بندی باند فرکانس تقویت‌کننده‌ها ۵۰
۲-۴ مدار معادل تقویت‌کننده در باندهای فرکانسی مختلف ۵۰
۲-۵ پاسخ پله و پاسخ سیگنال مربعی تقویت‌کننده‌ها ۵۲
۲-۶ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه ۵۵
۲-۷ پاسخ فرکانس پایین تقویت‌کننده‌ها ۵۸
۲-۷-۱ انتخاب خازن کوپلاژ ۵۸
۲-۷-۲ انتخاب خازنهای بای‌پس ۶۲
۲-۷-۳ انتخاب خازنهای کوپلاژ و بای‌پس ۶۷
۲-۷-۴ انتخاب خازنهای CE و CC در سایر مدارها ۷۰
۲-۸ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده‌های یک طبقه ۷۰
۲-۹ نکاتی در مورد طرح مدار و انتخاب ترانزیستور ۸۰
۲-۱۰ پاسخ فرکانس کامل تقویت‌کننده امیتر مشترک ۸۳
۲-۱۱ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کنندهٔ سورس مشترک ۸۶
مسائل فصل دوم ۹۰

فصل ۳

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های چند طبقه ۱۰۵

مقدمه ۱۰۵
۳-۱ تابع انتقال تقویت‌کننده چند طبقه ۱۰۶
۳-۲ تقریب قطب موثر تابع انتقال فرکانس بالا ۱۰۷
۳-۳ رابطهٔ فرکانس قطع و ضرایب معادله مشخصه ۱۰۹
۳-۴ روش ثابت زمانی برای محاسبهٔ فرکانس قطع ۱۱۱
۳-۴-۱ فرکانس قطع بالا و ثابت زمانی مدار باز ۱۱۴
۳-۴-۲ فرکانس قطع پایین و ثابت زمانی اتصال کوتاه ۱۱۴
۳-۵ تقویت‌کننده سری امیتر مشترک ۱۱۵

۳-۶ تقویت‌کننده کاسکود Cascode ۱۲۰
۳-۶-۱ بهرهٔ باند میانی ۱۲۰
۳-۶-۲ محاسبات فرکانس بالا ۱۲۱
۳-۶-۳ روش ثابت زمانی مدار باز در محاسبه فرکانس قطع بالا ۱۲۲
۳-۶-۴ محاسبات مدار بایاس تقویت‌کننده کاسکود ۱۲۶
۳-۶-۵ انتخاب خازن کوپلاژ و بای‌پس در تقویت‌کننده کاسکود ۱۲۸
۳-۶ تقویت‌کننده سری کلکتور مشترک - امیتر مشترک ۱۳۳
۳-۸ تقویت‌کننده تفاضلی ۱۳۹
۳-۸-۱ طبقه دیفرانسیل با ورودی متقارن ۱۳۹
۳-۸-۲ طبقه دیفرانسیل با ورودی نا متقارن ۱۴۰
۳-۸-۳ اثر مقاومت امیتر در طبقه دیفرانسیل در حالت متقارن ۱۴۲
۳-۸-۴ پاسخ فرکانس ضریب حذف سیگنال وجه مشترک ۱۴۵
۳-۸-۵ تقویت‌کننده دیفرانسیل اصلاح شده ۱۴۷
۳-۹ تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال ۱۴۹
۳-۱۰ طراحی تقویت‌کننده‌ها ۱۵۲
۳-۱۱ طرح تقویت‌کننده با بهره حداقل ۷۰۰۰ و پهنای باند ۳ MHz ۱۶۰
۳-۱۲ خازنهای بای‌پس و فیلترهای Decoupling ۱۶۷
مسائل فصل سوم ۱۷۰

فصل ۴

تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی ۱۸۵

مقدمه ۱۸۵
۴-۱ ساختمان تقویت‌کننده‌های فیدبک ۱۸۶
۴-۲ خواص فیدبک ۱۸۷
۴-۲-۱ عدم حساسیت ۱۸۷
۴-۲-۲ کاهش بهره ۱۸۸
۴-۲-۳ افزایش پهنای باند ۱۸۸
۴-۲-۴ تغییرات امپدانس ورودی و خروجی ۱۸۹
۴-۲-۵ کاهش نویز و سیگنالهای اضافی ۱۸۹
۴-۲-۶ کاهش اعوجاج غیر خطی ۱۹۱
۴-۳ انواع تقویت‌کننده‌ها و فیدبک ۱۹۲
۴-۳-۱ تقویت‌کننده ولتاژ ۱۹۳
۴-۳-۲ تقویت‌کننده جریان ۱۹۴
۴-۳-۳ تقویت‌کننده هدایت انتقالی ۱۹۵

۴-۳-۴ تقویت‌کننده مقاومت انتقالی ۱۹۶
۴-۴ بررسی تقویت‌کننده‌های فیدبک ایده‌ال ۱۹۷
۴-۴-۱ فیدبک ولتاژ سری ۱۹۷
۴-۴-۲ فیدبک جریان موازی ۲۰۰
۴-۴-۳ فیدبک ولتاژ موازی ۲۰۱
۴-۴-۴ فیدبک جریان سری ۲۰۲
۴-۵ بررسی دقیق تقویت‌کننده‌های فیدبک و اثر بارگذاری مدار فیدبک ۲۰۲
۴-۵-۱ بررسی دقیق فیدبک ولتاژ-موازی ۲۰۲
۴-۵-۲ بررسی دقیق فیدبک جریان - سری ۲۱۱
۴-۵-۳ بررسی دقیق فیدبک ولتاژ - سری ۲۱۶
۴-۵-۴ بررسی دقیق فیدبک جریان - موازی ۲۱۹
۴-۶ طراحی تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی ۲۲۲
مسائل فصل چهارم ۲۲۶

فصل ۵

ناپایداری تقویت کننده‌های فیدبک ۲۴۳

مقدمه ۲۴۳
۵-۱ ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک ۲۴۴
۵-۱-۱ تقویت‌کننده اصلی با یک قطب ۲۴۴
۵-۱-۲ تقویت‌کننده اصلی با دو قطب ۲۴۵
۵-۱-۳ تقویت‌کننده اصلی با سه قطب ۲۴۸
۵-۲ مکان هندسی ریشه‌ها با تغییر فیدبک ۲۴۸
۵-۲-۱ قواعد رسم مکان هندسی ۲۴۹
۵-۳ بررسی ناپایداری در میدان فرکانس ۲۵۷
۵-۴ معیارهای پایداری در میدان فرکانس ۲۶۰
۵-۴-۱ حاشیه بهره ۲۶۰
۵-۴-۲ حاشیه فاز ۲۶۰
۵-۵ ارتباط بهره حلقه با پاسخ تقویت‌کننده در حوزه زمان و فرکانس ۲۶۴
مسائل فصل پنجم ۲۶۵

فصل ۶

جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک با مکان هندسی ریشه‌ها ۲۷۵

مقدمه ۲۷۵

۶-۱ بررسی مشخصات سیستم مرتبه دوم ۲۷۶
۶-۱-۱ پاسخ پله سیستم مرتبه دوم ۲۷۷
۶-۱-۲ پاسخ فرکانس سیستم مرتبه دوم ۲۷۸
۶-۱-۳ پهنای باند سیستم‌های مرتبه دوم ۲۷۹
۶-۲ توابع انتقال باترورث ۲۸۰
۶-۲-۱ تابع انتقال باترورث مرتبه اول ۲۸۱
۶-۲-۲ تابع انتقال باترورث مرتبه ۲ ..... ۲۸۲
۶-۲-۳ پهنای باند توابع انتقال باترورث ۲۸۳
۶-۲-۴ پاسخ پله توابع انتقال باترورث ۲۸۳
۶-۳ طراحی تقویت‌کننده با پاسخ فرکانس مسطح و ماکزیمم ۲۸۴
۶-۴ جبران تقویت‌کننده‌ها با مکان هندسی ریشه‌ها ۲۸۸
۶-۴-۱ جبران تقویت‌کننده با اصلاح مدار فیدبک ۲۸۹
۶-۴-۲ جبران تقویت‌کننده با اصلاح تقویت‌کننده اصلی ۳۰۰
۶-۴-۳ جبران تقویت‌کننده اصلی با اضافه کردن خازن بزرگ ۳۰۰
۶-۴-۴ اصلاح تقویت‌کننده اصلی با اضافه کردن صفر ۳۰۵
۶-۴-۵ جبران با اصلاح همزمان تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک ۳۰۷
۶-۵ روند طراحی تقویت‌کننده به روش مکان هندسی ریشه‌ها ۳۱۱
مسائل فصل ششم ۳۱۵

فصل ۷

جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک در میدان فرکانس ۳۲۷

مقدمه ۳۲۷
۷-۱ معیارهای پاسخ مناسب در میدان فرکانس ۳۲۷
۷-۱-۱ تقویت‌کننده اصلی یک قطبی ۳۲۸
۷-۱-۲ تقویت‌کننده اصلی دو قطبی ۳۲۹
۷-۲ روشهای جبران تقویت‌کننده‌ها در میدان فرکانس ۳۳۰
۷-۲-۱ جبران با فیدبک مقاومتی ۳۳۰
۷-۲-۲ جبران‌کننده پیش فاز ۳۳۶
۷-۲-۳ جبران قطب موثر ۳۴۱
۷-۳ ناپایداری در فرکانس‌های پایین ۳۵۰
۷-۴ پاسخ فرکانس و سرعت چرخش تقویت‌کننده‌های عملیاتی ۳۵۵
۷-۴-۱ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های عملیاتی ۳۵۵
۷-۴-۲ محدودیت سرعت چرخش در تقویت‌کننده‌های عملیاتی ۳۵۸
مسائل فصل هفتم ۳۶۲

فصل ۸

نوسان‌سازهای سینوسی ۳۷۵

مقدمه ۳۷۵

۸-۱ اصول نوسان در نوسان‌سازها ۳۷۶

۸-۱-۱ شرایط نوسان ۳۷۶

۸-۱-۲ چگونگی ایجاد نوسان در نوسان‌سازها ۳۷۷

۸-۱-۳ پایداری فرکانس نوسان ۳۷۸

۸-۱-۴ پایداری دامنه نوسانات ۳۷۹

۸-۲ نوسان‌سازهای انتقال فاز ۳۸۰

۸-۲-۱ نوسان‌ساز انتقال فاز با تقویت‌کننده عملیاتی ۳۸۰

۸-۲-۲ محدود کردن دامنه نوسان ۳۸۲

۸-۲-۳ نوسان‌ساز quadrature ۳۸۵

۸-۲-۴ نوسان‌ساز سه فاز ۳۸۶

۸-۲-۵ نوسان‌ساز پل وین ۳۸۷

۸-۳ نوسان‌سازهای LC ۳۹۱

۸-۳-۱ نوسان‌ساز کولپیتس با تقویت‌کننده عملیاتی ۳۹۲

۸-۳-۲ نوسان‌ساز کولپیتس با ترانزیستور BJT ۳۹۴

۸-۳-۳ نوسان‌ساز هارتلی ۳۹۵

۸-۳-۴ نوسان‌ساز پل میچم ۳۹۶

۸-۴ نوسان‌سازهای کریستالی ۳۹۷

۸-۴-۱ نوسان‌ساز کریستالی کولپیتس ۳۹۹

مسائل فصل هشتم ۴۰۱

فهرست مراجع ۴۰۷

پیوستها ۴۰۹

(الف) مشخصات ترانزیستور 2N3904 ..... ۴۱۰

(ب) مشخصات ترانزیستور 2N4958 , 2N4957 ..... ۴۱۶

(ج) رسم نمودار بد Bode Diagram ۴۲۴

واژه‌نامه انگلیسی فارسی ۴۳۰

واژه‌نامه فارسی انگلیسی ۴۳۳

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۱

مدار معادل عناصر فعال در فرکانس بالا

مقدمه

در فرکانسهای پایین فرض می‌شود پاسخ ترانزیستور به تغییرات ولتاژ یا جریان ورودی سریع و بدون تاخیر است که این امر حقیقتاً صحیح نمی‌باشد. علت آن است که حرکت حاملهای جریان (الکترون و حفره) بر اساس پدیدهٔ **انتشار** (diffusion) است و انتقال آنها از ناحیه امیتر به کلکتور به زمان نیاز داشته و این مسئله باعث محدودیت فرکانسی ترانزیستور می‌شود. برای اینکه رفتار کامل ترانزیستور در فرکانسهای بالا مشخص شود لازم است پدیده انتشار بدقت مورد بررسی قرار گیرد. این تجزیه وتحلیل پیچیده و نتایج حاصل از آن مدلی از ترانزیستور را ارائه می‌دهد که گرچه دقیق است ولی در عمل در طراحی مدار مناسب نمی‌باشد. بنابراین لازم است تقریبهایی در این بررسی بکار برد تا مدار معادل مناسبی بدست آید که با تقریب خوب معرف طرز کار واقعی ترانزیستور بوده و علاوه بر آن بررسی و طراحی تقویت‌کننده بسادگی ممکن باشد.

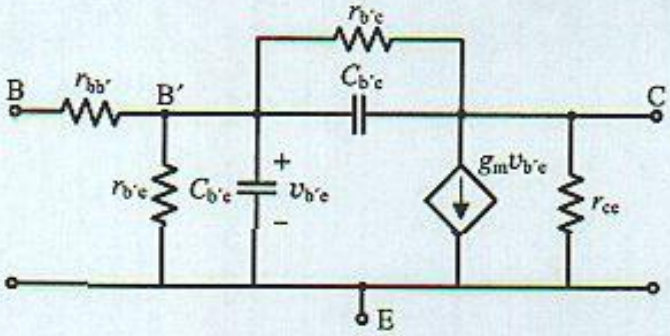
مدار معادلی که در این فصل برای ترانزیستورهای دو قطبی معرفی می‌شود **مدار معادل هایبرید** π است که اولین بار توسط **گیاکلتو** (Giacolletto) معرفی شده و تا حدود زیادی معرف طرز کار این عناصر در فرکانسهای بالا است. هم‌چنین مدار معادل پارامترهای **ادمیتانس اتصال کوتاه** که عموماً در بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌های فرکانس رادیویی مورد استفاده قرار می‌گیرند ارائه و در انتها مدار معادل **ترانزیستورهای اثر میدان** FET (Field Effect Transistor) معرفی خواهد شد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱-۱ مدار معادل هایبرید π ترانزیستورهای دو قطبی

مهمترین تقویت‌کننده ترانزیستوری که در عمل کاربرد زیادی دارد تقویت‌کننده امیتر مشترک است. بر این اساس مدار معادل ترانزیستورهای BJT در حالت امیتر مشترک و در فرکانسهای بالا معرفی می‌شود. این مدار در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌ها با این مدار خیلی مشکل نیست و نتایج حاصل از تجزیه و تحلیل مدارها با آن با تقریب خوب منطبق بر نتایج آزمایشگاهی است. مهمترین خصوصیت این مدار معادل آن است که عناصر آن مستقل از فرکانس هستند. بنابراین می‌توان از آن در بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌ها با پهنای باند وسیع استفاده نمود. لازم به ذکر است عناصر مدار معادل ممکن است در اثر بعضی عوامل مثل نقطه کار و درجه حرارت تغییر نمایند.

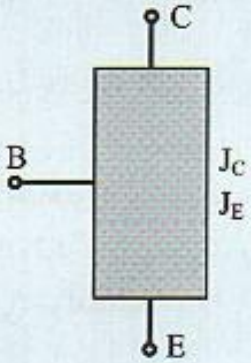


شکل ۱-۱ مدار معادل هایبرید π عناصر BJT

۱-۲ تفسیر عناصر مدار معادل هایبرید π

شکل (۱-۲) ساختمان ترانزیستور NPN را نشان می‌دهد که دارای دو پیوند امیتر و کلکتور است. درناحیه فعال کار ترانزیستور، پیوند بیس- امیتر در گرایش مستقیم و پیوند بیس- کلکتور در گرایش معکوس قرار داده می‌شوند. تغییرات کوچک ولتاژ بیس امیتر (حول ولتاژ نقطه کار) سبب می‌شود حاملهای اضافی، الکترونها، از ناحیه امیتر به بیس تزریق شوند. بخش کمی از آنها با حفره‌های بیس ترکیب و جریان بیس را تشکیل می‌دهند و بخش عمده آنها با توجه به غلظت کم ناخالصی ناحیه بیس، مدت زمان کوتاهی در ناحیه بیس باقی مانده و پس از آن جذب پتانسیل مثبت و قوی ناحیه تخلیه پیوند کلکتور- بیس شده و جریان کلکتور را بوجود آورند. بر این اساس هر یک از عناصر مدار معادل هایبرید π را می‌توان به شرح زیر تفسیر نمود:

مقاومت نیمه هادی ناحیه بیس $r_{bb'}$ گره B′ در شکل (۱-۱) نقطه‌ای در داخل ناحیه بیس است که از نظر



شکل ۱-۲ ساختمان ترانزیستور NPN

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فیزیکی در دسترس نیست و در واقع ترکیب مجدد حاملها در این محل اتفاق می‌افتد. $r_{bb'}$ معرف مقاومت نیمه هادی موجود بین B′ تا محل قابل دسترس بیس می‌باشد و مقدار آن بین ۲۰ Ω تا ۱۰۰ Ω است.

هدایت انتقالی ترانزیستور g_m تغییرات ولتاژ بیس امیتر $v_{b'e}$ (حول ولتاژ نقطه کار V_{BEQ}) باعث تغییر جریان کلکتور می‌شود. در شرایط سیگنال کوچک تغییرات جریان کلکتور (حول نقطه کار I_{CQ}) متناسب با ولتاژ $v_{b'e}$ و ضریب تناسب پارامتر g_m است بطوریکه:

$$i_c = g_m \times v_{b'e} \qquad (۱-۱)$$

g_m هدایت انتقالی ترانزیستور در ناحیه فعال و در شرایط اتصال کوتاه کلکتور است و معرف تقویت‌کنندگی ترانزیستور می‌باشد.

مدار معادل دیود بیس - امیتر در شرایط کار فعال ترانزیستور دیود بیس - امیتر در گرایش مستقیم قرار داده می‌شود. در این شرایط تغییرات ولتاژ بیس - امیتر به دو طریق باعث تغییر جریان بیس می‌شود:

الف) تغییرات ولتاژ بیس امیتر باعث تغییر حاملهای اقلیت بیس شده و در نتیجه تغییرات جریان بیس را در پی دارد. این مولفه جریان بیس متناسب با ولتاژ $v_{b'e}$ است و با پارامتر $g_{b'e}$ نشان داده می‌شود.

$$i_b = g_{b'e} \times v_{b'e} \qquad (۲-۱)$$

به عبارت دیگر $g_{b'e}$ معرف هدایت دینامیک دیود بیس - امیتر است.

ب) افزایش ولتاژ بیس - امیتر باعث افزایش حاملهای اقلیت موجود در ناحیه بیس شده و با توجه به کم بودن میزان ناخالصی ناحیه بیس، حاملهای اضافی مدت زمان کوتاهی در بیس جمع می‌شوند. تجمع بار در این ناحیه و هم چنین خازن پیوند بیس - امیتر، جمعاً توسط خازن $C_{b'e}$ بیان می‌شود.

مدار معادل دیود کلکتور - بیس در شرایط کار فعال ترانزیستور دیود کلکتور - بیس در گرایش معکوس قرار دارد و در این شرایط مدار معادل آن شامل دو عنصر است:

الف) در تقویت‌کننده یک طبقه با بهره زیاد، تغییرات زیاد ولتاژ v_{ce} باعث تغییر عرض ناحیه تخلیه پیوند کلکتور شده و در نتیجه عرض ناحیه بیس تغییر می‌یابد. این مسئله تغییر جریان کلکتور و جریان بیس در ورودی را بدنبال خواهد داشت. بنابراین در ترانزیستور با تغییر ولتاژ خروجی v_{ce}، جریان بیس، بعنوان ورودی، تغییر می‌یابد. این تغییرات با هدایت $g_{b'c}$ که معرف تغییر جریان بیس به عنوان ورودی در اثر ولتاژ خروجی است نشان داده می‌شود. به عبارت دیگر $g_{b'c}$ نشان دهنده فیدبک داخلی موجود در ترانزیستور می‌باشد.

ب) پیوند کلکتور - بیس اثر خازنی نیز از خود نشان می‌دهد که با خازن $C_{b'c}$ معرفی می‌شود. مقدار این خازن گرچه در مقایسه با خازن $C_{b'e}$ خیلی کمتر است اما نقش مهمی در پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده‌ها دارد.

هدایت بین کلکتور و امیتر هدایت g_{ce} بیانگر تغییرات جریان کلکتور در اثر ولتاژ v_{ce} است. به عبارت دیگر g_{ce} شیب مشخصات ترانزیستور، جریان کلکتور بر حسب ولتاژ کلکتور امیتر، در حالت امیتر مشترک می‌باشد. این عنصر مدار معادل توسط ولتاژ **اولی** (Early) بیان شده و مقدار آن به نقطه کار بستگی دارد.

$$g_{ce} = \frac{I_{CQ}}{V_A} \qquad (۳-۱)$$

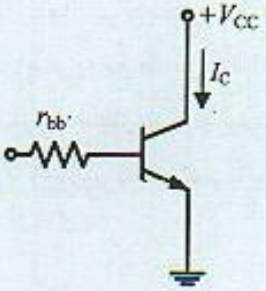
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱-۳ محاسبه عناصر مدار معادل هایبرید π

با صرفنظر از خازنهای مدار هایبرید π مدلی بدست می‌آید که می‌توان در بررسی مدارها در فرکانس پایین استفاده کرد. از آنجایی که مدار معادل هایبرید h اساس طرح محاسبات و طرح تقویت‌کننده‌ها در فرکانس پایین است و به سادگی مقادیر آن قابل اندازه گیری می‌باشند، با معادل قرار دادن مشخصات خاصی از این دو مدار معادل می‌توان روابط بین عناصر مقاومتی مدار π و پارامترهای h را بدست آورد. قبل از این کار ابتدا عبارت g_m در ترانزیستور محاسبه می‌شود.

شکل (۱-۳) ترانزیستور BJT را بصورت امیتر مشترک نشان می‌دهد که در آن مقاومت بار $R_L = 0$ و کلکتور آن اتصال کوتاه است.



شکل ۱-۳ ترانزیستور BIT در حالت امیتر مشترک بامقاومت بار $R_L=0$

در ناحیه کار فعال ترانزیستور عبارت جریان کلکتور بصورت:

$$I_C = \alpha \times I_E + I_{CBO} \qquad (۱-۴ \text{ الف})$$

است. α بهره جریان ترانزیستور در حالت بیس مشترک و I_{CBO} جریان پیوند کلکتور- بیس در شرایطی است که امیتر باز است. طبق تعریف g_m نسبت تغییرات جریان کلکتور به ولتاژ ورودی است:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \alpha \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} \qquad (۱-۴ \text{ ب})$$

با توجه به تعریف مقاومت سیگنال کوچک یک دیود در گرایش مستقیم از روابط (۱-۴ ج):

$$r_e = \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} \quad \Rightarrow \quad r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}} \ , \ V_T = \frac{kT}{q} \qquad (۱-۴ \text{ ج})$$

بنابراین:

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} = \alpha \frac{I_{EQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ} - I_{CBO}}{V_T} \approx \frac{I_{CQ}}{V_T} \qquad (۱-۵)$$

در روبط (۱-۴) و (۱-۵)، T دما بر حسب درجه کلوین، k ثابت بولتزمن به مقدار 1.38×10^{-23} J / °K و q بار الکترون 1.6×10^{-19} C و مقدار V_T در درجه حرارت اطاق ۳۰۰ °K تقریباً ۲۶ mV می‌باشد. رابطه (۱-۵)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

نشان می‌دهد که g_m در ترانزیستور با جریان نقطه کار نسبت مستقیم و با درجه حرارت نسبت عکس دارد. بهره ترانزیستور عموماً بصورت g_{mQ} نشان داده شده و در درجه حرارت اتاق مقدار آن از رابطه (۱-۶ الف) بدست می‌آید.

$$g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{۲۶\ \text{mV}} \qquad (۱-۶\ \text{الف})$$

عبارت دقیق‌تر برای محاسبه بهره عنصر BJT استفاده از رابطه نمایی در این ترانزیستورها و با در نظر گرفتن شیب مشخصات جریان کلکتور بر حسب ولتاژ کلکتور بیس است. این رابطه به صورت :

$$I_C = I_S\, e^{(V_{BE}/V_T)} \left(۱ + \frac{V_{CB}}{V_A} \right)$$

می‌باشد که در آن I_S جریان اشباع معکوس دیود بیس-امیتر و V_{CB} ولتاژ نقطه کار به مقدار :

$$V_{CB} = V_{CEQ} - V_{BEQ} \approx V_{CEQ} - ۰/۷\ \text{V}$$

است. بنابراین با توجه به تعریف بهره g_m در مدار هایبرید π در رابطه (۱-۴ ب) :

$$g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{۲۶\ \text{mV}} \left(۱ + \frac{V_{CEQ} - ۰/۷}{V_A} \right) \qquad (۱-۶\ \text{ب})$$

رابطه (۱-۶ ب) نشان می‌دهد با افزایش ولتاژ نقطه کار ترانزیستور مقدار بهره افزایش می‌یابد. البته برای ترانزیستورهای مجزا (discrete) که مقدار ولتاژ V_A بزرگ است اثر ولتاژ نقطه کار بر مقدار بهره قابل ملاحظه نیست.

برای بدست آوردن روابط جهت محاسبه عناصر مدار π، مشخصات خاصی از مدار معادل π در فرکانس پایین که با صرفنظر کردن خازن‌های آن بدست می‌آید معادل همان مشخصات از مدار معادل h قرار داده می‌شود. شکل (۱-۴) این دو مدار معادل را نشان می‌دهد.

الف) هدایت دینامیک دیود بیس-امیتر $g_{b'e}$ برای محاسبه این مقدار، جریان اتصال کوتاه کلکتور (به ازاء مقاومت بار $R_L = ۰$) در دو مدار، مساوی هم قرار داده می‌شود. در مدار π:

$$i_c = g_m \times v_{b'e} = g_m \times r_{b'e} \times i_b \qquad (۱-۷\ \text{الف})$$

در رابطه (۱-۷ الف) فرض شده است که مقاومت فیدبک $r_{b'c}$ از مقاومت $r_{b'e}$ خیلی بزرگتر است. از طرف دیگر در مدار معادل h با توجه به تعریف h_{fe} :

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} \quad \Rightarrow \quad i_c = h_{fe} \times i_b \qquad (۱-۷\ \text{ب})$$

با مساوی قرار دادن دو جریان از روابط (۱-۷ الف) و (۱-۷ ب) ملاحظه می‌شود :

POWEREN.IR

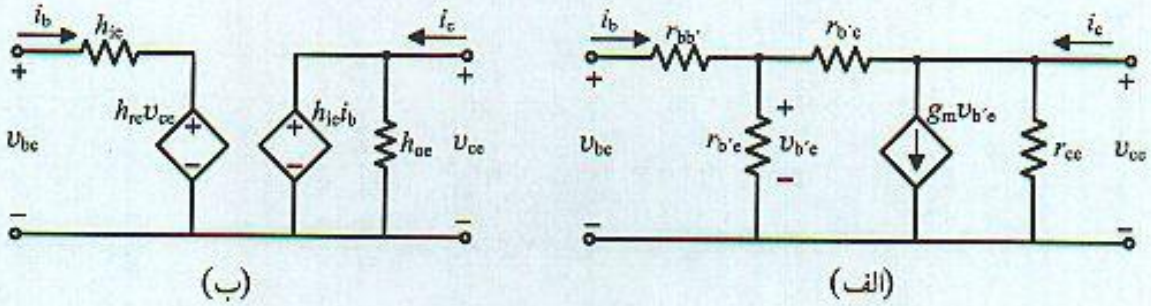
POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}} \quad \Rightarrow \quad r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} \qquad (۱-۸\text{الف})$$

و با توجه به رابطه (۱-۴)، مقاومت دینامیک دیود بیس - امیتر از رابطه (۱-۸ب) بدست می‌آید.

$$r_{b'e} = h_{fe}\frac{V_T}{I_{CQ}} \qquad (۱-۸\text{ب})$$

این رابطه نشان می‌دهد مقاومت ورودی ترانزیستور با جریان نقطه کار نسبت عکس دارد. هم‌چنین با توجه به رابطه V_T که متناسب با درجه حرارت است و می‌توان گفت با افزایش درجه حرارت مقاومت ورودی ترانزیستور زیاد می‌شود.



شکل ۱-۴ مدارهای معادل ترانزیستور در فرکانس پایین، الف) مدار معادل π ، ب) مدار معادل h

ب) مقاومت فیدبک خروجی به ورودی $r_{b'c}$ برای محاسبه این مقاومت ابتدا در مدار معادل h تعریف پارامتر h_{re} بصورت :

$$h_{re} = \frac{v_{b'c}}{v_{ce}} \quad (i_b = 0)$$

را در نظر گرفته که نسبت ولتاژ ورودی به خروجی با جریان بیس صفر (بیسْ اتصال باز) است. همین نسبت در مدار π از شکل (۱-۴ الف) محاسبه می‌شود. این نسبت در مدار معادل π با استفاده از :

$$v_{b'e} = r_{b'e} \times i_{b'e} = \frac{v_{ce}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \quad \Rightarrow \quad v_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} v_{ce}$$

و بنابراین :

$$\frac{v_{b'c}}{v_{ce}} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} = h_{re} \qquad (۱-۹\text{الف})$$

با توجه به اینکه مقاومت $r_{b'c}$ خیلی بزرگتر از $r_{b'e}$ است در نتیجه با تقریب خوب :

$$r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} \quad \Leftrightarrow \quad g_{b'c} = h_{re} \times g_{b'e} \qquad (۱-۹\text{ب})$$

POWEREN.IR

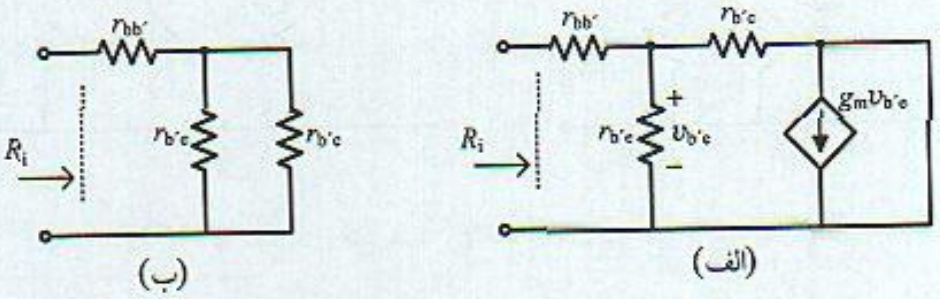
POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) مقاومت نیمه هادی ناحیه بیس $r_{bb'}$ برای محاسبه مقاومت $r_{bb'}$ مقاومت ورودی دو مدار در حالیکه خروجی آنها اتصال کوتاه شده است مساوی هم قرار داده می‌شوند. این مقدار در مدار h برابر h_{ie} است. از طرف دیگر شکل (۱-۵) مدار معادل π در شرایطی‌که خروجی اتصال کوتاه است را نشان می‌دهد. واضح است که مقاومت ورودی آن:

$$R_i = r_{bb'} + r_{b'e} \| r_{b'c} \simeq r_{bb'} + r_{b'e}$$

و بنابراین مقاومت ناحیه بیس $r_{bb'}$ از رابطه (۱-۱۰) بدست می‌آید.

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \qquad (۱-۱۰)$$



شکل ۱-۵ مدار معادل‌های هایبرید π برای محاسبه مقاومت ورودی (خروجی اتصال کوتاه)

ب) مقاومت خروجی ترانزیستور r_{ce} برای محاسبه این مقاومت، ابتدا با توجه به تعریف h_{oe}، هدایت خروجی ترانزیستور با جریان بیس صفر (بیس باز) را در نظر گرفته:

$$h_{oe} = \frac{i_{ce}}{v_{ce}} \quad (i_b = 0)$$

همین تعریف را در مورد مدار π بکار برده تا رابطه لازم برای محاسبه r_{ce} بدست آید. شکل (۱-۶) مدار هایبرید π را با ورودی مدار باز نشان می‌دهد که در آن رابطه (۱-۱۱) برقرار است.

$$i_c = g_m \times v_{b'e} + \frac{v_{ce}}{r_{ce}} + \frac{v_{ce}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \qquad (۱-۱۱)$$

باتوجه به جریان صفر برای بیس و تعریف ضریب h_{re} از رابطه (۱-۹)، بنابراین:

$$i_c = g_m h_{re} v_{ce} + \frac{v_{ce}}{r_{ce}} + \frac{v_{ce}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \quad \Rightarrow \quad \frac{i_c}{v_{ce}} = g_m \times h_{re} + \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'e} + r_{b'c}}$$

وبه این ترتیب هدایت خروجی ترانزیستور:

$$g_{ce} = \frac{1}{r_{ce}} = g_m \times h_{re} + \frac{1}{r_{b'e} + r_{b'c}} - h_{oe}$$

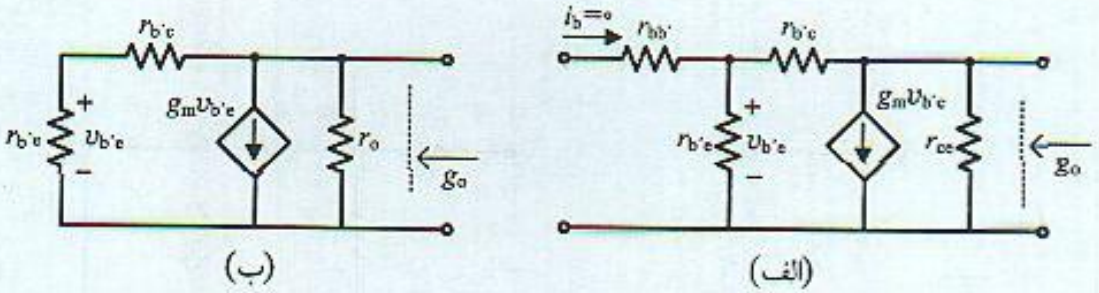
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

باتوجه به اینکه $r_{b'c}$ در مقابل $r_{b'c}$ قابل صرفنظر است و روابط $\beta = h_{fe} = g_m r_{b'e}$ ، $r_{b'e} = h_{re} r_{b'c}$ ، در نتیجه عبارت ساده شده هدایت خروجی ترانزیستور g_{ce} رابطه (۱-۱۲) خواهد بود.

$$g_{ce} = h_{oe} - (1 + \beta_o)\, g_{b'c} \quad \Rightarrow \quad g_{ce} = h_{oe} - \beta\, g_{b'c} = h_{oe} - g_m h_{re} \qquad (۱-۱۲)$$

و مقاومت خروجی ترانزیستور $r_{ce} = \dfrac{1}{g_{ce}}$ می‌باشد.



شکل ۱-۶ مدار معادل‌های هایبرید π برای محاسبه مقاومت خروجی (ورودی اتصال باز)

مثال ۱-۱

در یک ترانزیستور با نقطه کار ۱ mA و مشخصات داده شده زیر عناصر مقاومتی مدار π را تعیین کنید.

$$h_{ie} = ۲٫۶۵\ k\Omega\ ,\ \beta_o = h_{fe} = ۱۰۰\ ,\ h_{oe} = ۳ \times ۱۰^{-۵}\ \Omega^{-۱}\ ,\ h_{re} = ۵٫۲ \times ۱۰^{-۴}$$

با توجه به روابط بدست آمده در این بخش مقادیر عناصر مدار معادل:

$$g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{۱\ mA}{۲۶\ mV} = ۰٫۰۳۸۴۶\ mA/V = ۳۸٫۴۶\ m\Omega^{-۱}$$

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{۱۰۰}{۳۸٫۴۶} = ۲٫۶\ k\Omega$$

$$r_{bb'} = h_{re} - r_{b'e} = (۲٫۶۵ - ۲٫۶)\,k\Omega = ۵۰\ \Omega$$

$$r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} = ۵\ M\Omega$$

$$g_{ce} = h_{oe} - g_m \times h_{re} = ۰٫۰۱\ m\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow \quad r_{ce} = ۱۰۰\ k\Omega$$

۱-۴ خازنهای مدار معادل هایبرید π

مدار معادل هایبرید π ترانزیستورهای BJT شامل دو خازن است که در شکل (۱-۷) نشان داده شده‌اند.

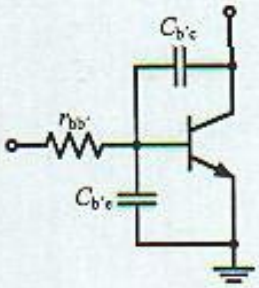
الف) خازن دیود بیس - امیتر پیوند امیتر ترانزیستور BJT در تقویت‌کننده‌ها در گرایش مستقیم قرار دارد و خازن مربوط به آن شامل دو بخش خازن پیوند و خازن انتشار می‌باشد:

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C_{b'e} = C_{je} + C_d \qquad (۱۳-۱)$$

در بایاس مستقیم دیود بیس- امیتر، حاملهای جریان از امیتر وارد بیس شده و مدت کوتاهی در ناحیه بیس بدون ترکیب باقی مانده و ذخیره می‌شوند. این تجمع بار در ناحیه بیس توسط **خازن انتشار** C_d که **خازن شارژ ناحیه بیس** (base charging capacitance) نیز نامیده می‌شود معرفی می‌شود. واضح است هر چه نقطه کار مدار بیشتر باشد میزان بار ذخیره شده بیشتر و در نتیجه ظرفیت خازن مربوطه بزرگتر خواهد بود. چنانچه تغییرات بار ذخیره شده در ناحیه بیس با q_h (در اثر ولتاژ $v_{b'e}$ دو سر بیس- امیتر) نشان داده شود، مقدار خازن C_d از رابطه (۱-۱۴) بدست می‌آید.

$$C_d = \frac{q_h}{v_{b'e}} \qquad (۱۴-۱)$$



شکل ۱-۷ خازنهای مدار هایبرید π

انتقال یک حامل اقلیت از ناحیه امیتر به کلکتور و عبور از ناحیه بیس به مدت زمانی هر چند کوتاه نیاز دارد. این مدت زمان عموماً **زمان گذر از بیس** (base transit time) نامیده شده و یک کمیت آماری با مقدار متوسط τ_F است بطوریکه:

$$\tau_F = \frac{Q_h}{I_{CQ}} \qquad (۱۵-۱)$$

Q_h مقدار بار ذخیره شده در جریان نقطه کار I_{CQ} است. در حالت سیگنال کوچک و برای تغییرات مشخص ولتاژ بیس امیتر $v_{b'e}$ (حول نقطه کار)، مقدار بار اضافی q_h:

$$q_h = \tau_F\, i_c \qquad (۱۶-۱)$$

است و بنابراین خازن انتشار C_d:

$$C_d = \frac{q_h}{v_{b'e}} = \frac{\tau_F\, i_c}{v_{b'e}} = \tau_F\, g_m \qquad (۱۷-۱)$$

ملاحظه می‌شود خازن انتشار C_d متناسب با جریان نقطه کار I_{CQ} و متوسط زمان گذر τ_F است. مقدار τ_F در ترانزیستورهای فرکانس بالا حدود چند نانو ثانیه می‌باشد.

ب) خازن پیوند خازن دیگری که دیود بیس امیتر از خود نشان می‌دهد **خازن پیوند** C_{je} است که مقدار آن بستگی به ولتاژ بایاس پیوند دارد بطوریکه:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C_{je} = \frac{C_{jeo}}{(1 + \frac{V_{BE}}{V_{je}})^m} \qquad (۱-۱۸)$$

V_{BE} ولتاژ بایاس امیتر، C_{jeo} خازن پیوند در ولتاژ $V_{BE} = 0$ V و مقدار آن بین ۰٫۱ pF تا ۲ pF است. ضریب m بستگی به نوع پیوند داشته و معمولاً $m = 0.33$ در محاسبات منظور می‌شود. V_{je} پتانسیل پیوند است که بستگی به غلظت ناخالصی ناحیه بیس امیتر داشته و از رابطه (۱-۱۹) بدست می‌آید.

$$V_{je} = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \qquad (۱-۱۹)$$

در رابطه (۱-۱۹) N_A و N_D به ترتیب غلظت نیمه هادی نوع p (درناحیه بیس) و n (در ناحیه امیتر) و n_i غلظت چگالی نیمه هادی خالص بکار رفته می‌باشد. خازن کل بیس-امیتر از رابطه (۱-۱۳) بدست می‌آید.

ج) خازن دیود کلکتور- بیس با توجه به اینکه پیوند کلکتور در گرایش معکوس قرار دارد این دیود اثر خازنی ناشی از ناحیه تخلیه پیوند کلکتور از خود نشان می‌دهد. مقدار تقریبی از رابطه مشابه برای پیوند امیتر بدست می‌آید:

$$C_{jc} = \frac{C_{jco}}{(1 + \frac{V_{CB}}{V_{jc}})^m} \qquad (۱-۲۰)$$

در رابطه (۱-۲۰)، C_{jco} مقدار خازن پیوند در ولتاژ صفر ولت و V_{CB} ولتاژ بایاس معکوس پیوند کلکتور می‌باشند. سایر مقادیر مشابه روابط پیوند امیتر می‌باشند.

۱-۵ تغییرات عناصر هایبرید π

در بخش قبل روابط بین عناصر مدار هایبرید π و h بدست آمد. مشخص شد بعضی از عناصر مدل معادل در اثر عواملی مثل درجه حرارت، جریان و ولتاژ نقطه کار تغییر می‌کنند. جدول (۱-۱) این تغییرات را بطور خلاصه نشان می‌دهد. بعضی از این نتایج مستقیماً از روابط بدست آمده در بخش قبل به آسانی قابل تشخیص می‌باشند. اما در برخی از موارد توضیحاتی لازم است که مختصراً درباره آنها اشاره می‌شود.

با افزایش جریان نقطه کار مقاومت ناحیه بیس $r_{bb'}$ کاهش می‌یابد. این امر ناشی از تغییر عرض ناحیه بیس می‌باشد. هم‌چنین با افزایش درجه حرارت با توجه به کاهش قابلیت تحرک حاملهای جریان، مقدار این مقاومت کم می‌شود.

با افزایش ولتاژ نقطه کار عرض ناحیه بیس کاهش می‌یابد. این مسئله باعث افزایش α و در نتیجه افزایش h_{fe} می‌شود. تغییرات h_{fe} با جریان نقطه کار رابطه مشخصی ندارد و عمدتاً منحنی تغییرات آن توسط سازندگان ارائه می‌شود. هم‌چنین افزایش h_{fe} با درجه حرارت از نتایج تجربی و آزمایشگاهی است. در طرح یک تقویت‌کننده عموماً نقطه کاری انتخاب می‌شود که h_{fe} بیشترین مقدار را داشته باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۱-۱ تغییرات پارامترهای مدار معادل هایبرید π ترانزیستورهای BJT

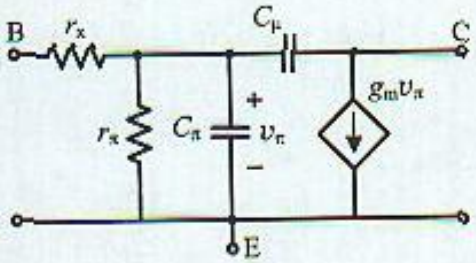
پارامتر	تغییرات با افزایش		
	I_C	V_{CE}	T
g_m	متناسب	مستقل	نسبت عکس
$r_{bb'}$	کاهش	–	افزایش
$C_{b'e}$	متناسب	کاهش	–
$C_{b'c}$	متناسب	کاهش	مستقل
h_{fe}	شکل (۱-۱۵)	افزایش	افزایش
h_{ie}	نسبت عکس	افزایش	افزایش

۱-۶ مدار معادل ساده شده هایبرید π

روش معمول برای بیان عناصر مدار هایبرید π بصورت $r_{bb'}$، $r_{b'e}$ و $C_{b'e}$ می‌باشند که اندیس بکار رفته محل قرار گرفتن عنصر در مدار معادل را نشان می‌دهد. اما برای سادگی در محاسبات و نوشتن روابط عموماً از نمادهای زیر استفاده می‌شود.

$$r_{bb'} \rightarrow r_x, \quad C_{b'e} \rightarrow C_\pi, \quad r_{b'e} \rightarrow r_\pi$$
$$r_{b'c} \rightarrow r_\mu, \quad C_{b'c} \rightarrow C_\mu, \quad r_{ce} \rightarrow r_o$$

در مدار هایبرید π می‌توان از مقاومتهای بزرگ صرفنظر و مدار شکل (۱-۹) را بدست آورد که مدار معادل ساده شده هایبرید π نامیده می‌شود. اینکه چه موقع می‌توان از مدار ساده شده استفاده کرد، باید در نظر داشت در مواردی که مقاومت بار بزرگ و بهره تقویت‌کننده زیاد است (مانند تقویت‌کننده با بار فعال) اثر مقاومت r_μ در ورودی طبق قضیه میلر قابل صرفنظر نیست و لازم است از مدار معادل کامل هایبرید π استفاده کرد. در مواردی که بهره مدار کم است می‌توان مدار معادل ساده شده را بکار برد.



شکل ۱-۸ مدار معادل ساده شده هایبرید π ترانزیستور BJT

۱-۷ پاسخ فرکانس ترانزیستورهای BJT

برای تعیین پاسخ فرکانسی ترانزیستور، عبارت بهره جریان اتصال کوتاه در حالت امیتر مشترک $\beta(s)$ از مدار هایبرید π بررسی و محاسبه می‌شود. شکل (۱-۹) مدار معادل را در شرایطی که خروجی آن اتصال کوتاه است نشان می‌دهد. با استفاده از این مدار عبارت $\beta(s)$ از رابطه (۱-۲۱) محاسبه می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\beta(s) = \frac{I_c}{I_b} \qquad (v_o = 0) \tag{۲۱-۱}$$

با بکار بردن قاعده جریان کیرشف (KCL) در گره کلکتور در شکل (۱-۹ الف) و با صرفنظر از جریان مقاومت r_μ با توجه به بزرگ بودن آن:

$$I_c = g_m V_{b'e} - I_{C\mu}$$

که در آن $I_{C\mu}$ جریان خازن C_μ است. از طرف دیگر با توجه به اتصال کوتاه خروجی از مدار شکل (۱-۹ ب) می‌توان جریان $I_{C\mu}$ را بدست آورد. هم‌چنین عبارت ولتاژ بیس امیتر را بر حسب جریان بیس نوشت:

$$V_{b'e} = \frac{I_b}{g_p + g_\mu + s(C_\pi + C_\mu)} \quad , \quad I_{C\mu} = s\, C_\mu V_{b'e}$$

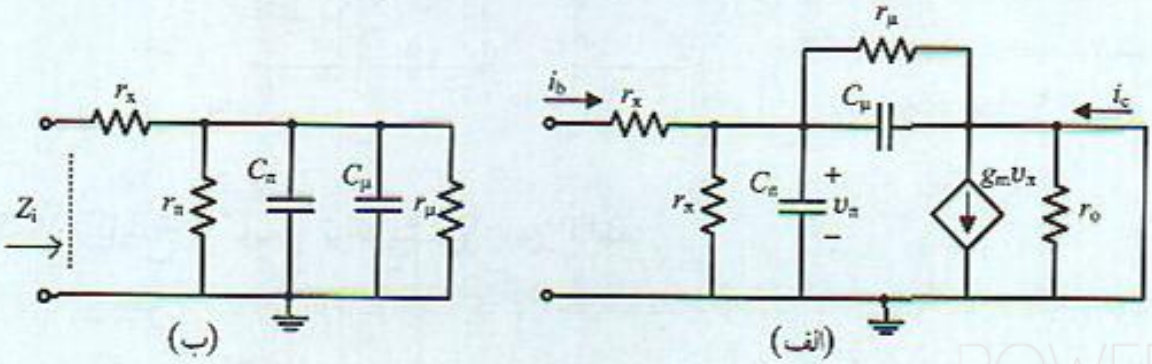
و در نتیجه تابع انتقال بهره جریان امیتر مشترک $\beta(s)$:

$$\beta(s) = \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m - s\, C_\mu}{g_\pi + g_\mu + s(C_\pi + C_\mu)} \tag{۲۲-۱}$$

بدست می‌آید. رابطه (۱-۲۲) نشان می‌دهد که تابع انتقال بهره جریان اتصال کوتاه دارای یک صفر در سمت راست صفحه مختلط s و یک قطب در سمت چپ است. در محدوده فرکانسهایی که بتوان از عبارت sC_μ در مقابل g_m صرفنظر کرد و با توجه به اینکه r_π خیلی کوچکتر از r_μ است، رابطه (۱-۲۳) بدست می‌آید.

$$\beta(s) = \frac{\beta_o}{1 + s(C_\pi + C_\mu) r_\pi} \quad , \quad \beta_o = g_m r_\pi \tag{۲۳-۱}$$

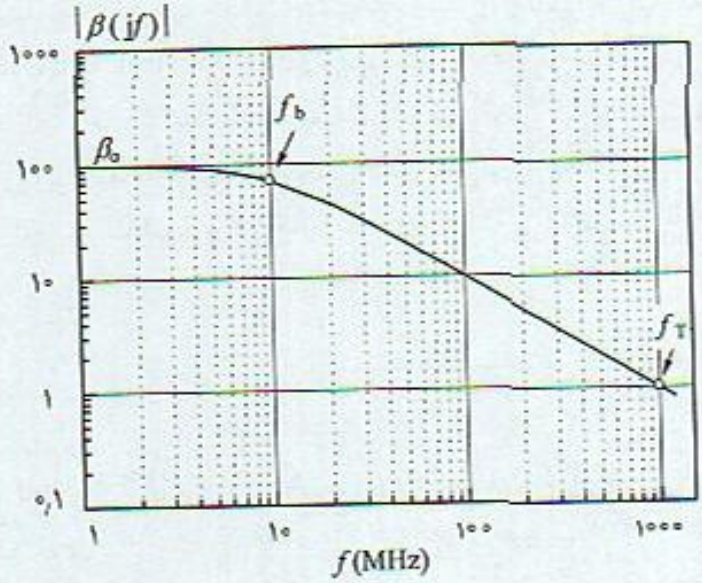
در رابطه (۱-۲۳) β_o مقدار متعارف بهره جریان فرکانس پایین ترانزیستور است. ملاحظه می‌شود بهره جریان با افزایش فرکانس بصورت عددی مختلط در آمده و قدر مطلق آن با شیب ۲۰ dB/decade یا ۶ dB/octave افت پیدا می‌کند. شکل (۱-۱۰) نمودار بد (Bode diagram) قدر مطلق بهره جریان را برحسب فرکانس نشان می‌دهد.



شکل ۱-۹ مدار معادل هایبرید π در شرایط اتصال کوتاه خروجی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۱-۱۰ تغییرات بهره جریان اتصال کوتاه ترانزیستور بر حسب فرکانس

در پاسخ فرکانس بهره جریان ترانزیستور دو فرکانس مهم قابل تشخیص است:

الف) فرکانس قطع f_β فرکانسی که در آن بهره جریان نسبت به بهره فرکانس پایین به اندازه ۳ dB افت پیدا می‌کند فرکانس قطع بهره جریان اتصال کوتاه امپتر مشترک f_β نامیده می‌شود. مقدار آن با توجه به رابطه (۱-۲۲) که قطب تابع انتقال $\beta(s)$ در:

$$s_p = -\frac{1}{(C_\pi + C_\mu)\, r_\pi} \qquad (۱-۲۳)$$

قرار دارد، بنابراین:

$$\omega_\beta = |s_p| \quad \Rightarrow \quad f_\beta = \frac{1}{2\pi\,(C_\pi + C_\mu)\, r_\pi} \qquad (۱-۲۴)$$

ب) فرکانس گذر f_T فرکانسی که در آن بهره جریان ترانزیستور مقدار یک، $|\beta| = 1$ شود **فرکانس گذر** (transition frequency) نامیده شده و با f_T نشان داده می‌شود. با توجه به رابطه (۱-۲۲) می‌توان نشان داد:

$$\omega_T = \beta_o\, \omega_\beta \quad \Rightarrow \quad f_T = \frac{\beta_o}{2\pi\,(C_\pi + C_\mu)\, r_\pi} = \frac{g_m}{2\pi\,(C_\pi + C_\mu)} \qquad (۱-۲۵)$$

فرکانس f_T یکی از مشخصات مهم ترانزیستور در فرکانس بالا است و حدود فرکانس کار نهایی آنرا مشخص می‌کند. این مشخصه مانند سایر پارامترهای ترانزیستور به شرایط کار (جریان و ولتاژ نقطه کار) بستگی دارد. رابطه $f_T = \beta_o f_\beta$ نشان می‌دهد که در یک ترانزیستور با f_T مشخص می‌توان پهنای باند و بهره را با هم معاوضه کرد. به این معنی که برای دست‌یابی به پهنای باند بیشتر لازم است بهره تقویت‌کننده را کم نمود و یا با کم کردن بهره می‌توان پهنای باند را افزایش داد. به عبارت دیگر در مقایسه دو ترانزیستور که

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

دارای f_T یکسان هستند ترانزیستور با β_o کمتر پهنای باند بیشتری را تامین می‌کند. به فرکانس گذر f_T **پهنای باند بهره جریان واحد** (unity gain bandwidth) ترانزیستور نیز گفته می‌شود.

فرکانس f_T غالباً آنقدر بزرگ است که بطریق مستقیم قابل اندازه‌گیری نیست و معمولاً به روش غیر مستقیم از طریق اندازه‌گیری بهره جریان در فرکانس خیلی پایین‌تر از آن انجام می‌شود. چنانچه فرکانس کار مداری خیلی بیش از f_β انتخاب شود، در این صورت در رابطه (۱-۲۲) و در مخرج آن از مقدار "۱" می‌توان صرفنظر کرد و:

$$|\beta(jf)| = \frac{\beta_o}{2\pi f (C_\pi + C_\mu) r_\pi} \qquad (۱-۲۶)$$

بنابراین با استفاده از رابطه (۱-۲۶) و با اندازه‌گیری بهره جریان در یک فرکانس مشخص (حداقل ۱۰ برابر f_β) مقدار f_T تعیین می‌شود. علاوه‌بر آن مقدار فرکانس گذر و تغییرات آن بر حسب نقطه کار در کتابهای اطلاعاتی توسط سازندگان داده می‌شود. بنابراین با مشخص شدن مقدار f_T مقدار خازن C_π از رابطه (۱-۲۷) محاسبه می‌شود.

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_\mu \qquad (۱-۲۷)$$

متناسب با فرکانس گذر یک ترانزیستور مدت زمانی بنام **زمان گذر** τ_T (transit time) نیز به یک ترانزیستور نسبت داده می‌شود که:

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} \qquad (۱-۲۸)$$

رابطه (۱-۲۸) را با استفاده از روابط (۱-۲۲) و (۱-۲۲) می‌توان بصورت:

$$\tau_T = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} \qquad (۱-۲۹)$$

نشان داد. از رابطه (۱-۲۹) ملاحظه می‌شود زمان گذر به مقدار g_m و به تبع آن به نقطه کار I_{CQ} بستگی دارد. در جریانهای کم اثر خازنهای ترانزیستور، و به عبارت بهتر زمان شارژ این خازنها تعیین‌کننده است. هر چه این مدت زمان بیشتر باشد τ_T افزایش یافته و f_T را کاهش می‌دهد. از طرف دیگر در جریانهای نقطه کار بالا از مدت زمان شارژ خازنها می‌توان صرفنظر کرد و در این صورت τ_T به τ_F میل می‌کند. در بخش بعد تغییرات f_T بر حسب نقطه کار بررسی می‌شود.

مثال ۱-۲

در ترانزیستور مثال (۱-۱) و با مقادیر $C_\pi = 50$ pF و $f_T = 250$ MHz، مدار معادل کامل هایبرید π را مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

حل

مقادیر عناصر مقاومتی مدار π در مثال (۱-۱) محاسبه شده است.

$$g_m = ۳۸٫۴۶\ m\Omega^{-1},\ r_\pi = ۲٫۶\ k\Omega,\ r_x = ۵۰\ \Omega,\ r_\mu \approx ۵\ M\Omega,\ r_o = ۱۰۰\ k\Omega$$

با توجه به روابط (۱-۲۴) و (۱-۲۶)، مقدار خازن C_π و فرکانس قطع ۳ dB بهره جریان:

$$C_\pi = \frac{g_m}{۲\pi f_T} - C_\mu = ۲۰٫۴۶\ pF$$

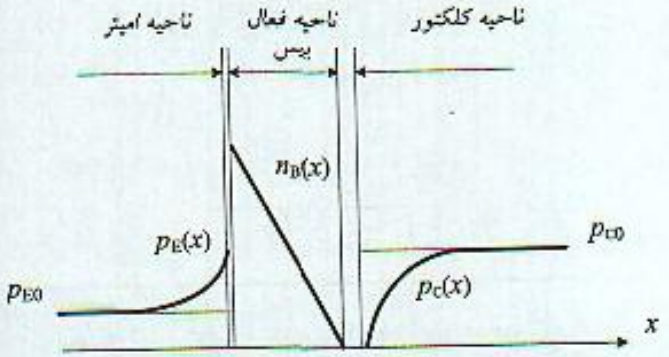
$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_o} = ۲٫۵\ MHz$$

بدست می‌آیند.

۱-۸ اعتبار مدار معادل هایبرید π

عموماً در محاسبات پارامترهای ترانزیستور و خصوصاً مقادیر g_m و C_π فرض بر آن است که تغییرات ولتاژ بیس-امیتر به اندازه کافی آرام است. در این شرایط در فیزیک الکترونیک نشان داده شده است که تابع توزیع حاملهای اقلیت ناحیه بیس بصورت مثلثی است که در شکل (۱-۱۱) نشان داده شده است. چنانچه این توزیع بار علیرغم تغییرات ولتاژ بیس امیتر ثابت بماند در این صورت شیب (تغییرات) توزیع بار در طول ناحیه بیس ثابت بوده و جریان امیتر و کلکتور متناسب با این شیب خواهد بود.

بنابراین مدل هایبرید تا زمانی دارای اعتبار است که سرعت تغییر ولتاژ بیس امیتر به اندازه کافی آهسته و آرام باشد. گیاکلتو (Giacolletto) در مقاله اصلی خود در تشریح مدار معادل هایبرید π نشان داده است که عناصر مدار تا فرکانسهای کمتر از f_T مستقل از فرکانس و در عمل تا فرکانسهای $f \le f_T / ۳$ این مدار معتبر می‌باشد.



شکل ۱-۱۱ توزیع حاملهای اقلیت در ناحیه بیس و حالت فعال کار ترانزیستور

مثال ۱-۳

در ترانزیستوری با نقطه کار ۱۰ mA عناصر مدار h مقادیر

$$h_{ie} = ۲۹۰\ \Omega, \beta_o = ۱۰۰,\ h_{oe} = ۱٫۲ \times ۱۰^{-۴}\ \Omega^{-1}, h_{re} = ۰٫۵ \times ۱۰^{-۴},\ V_T = ۲۵\ mV$$

می‌باشند. هم چنین بهره جریان اتصال کوتاه در فرکانس ۵۰ MHz مقدار ۲۰ اندازه گیری شده است و خازنهای این ترانزیستور $C_\mu = ۳\ pF$ و $C_{je} = ۴\ pF$ می‌باشند.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

الف) برای این ترانزیستور عناصر مدار هایبرید π را مشخص و مدار کامل آنرا رسم کنید.

ب) مقادیر f_T، f_β، τ_T و τ_F را تعیین نمایید.

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{۱۰\ \text{mA}}{۲۵\ \text{mV}} = ۰٫۴\ \text{A/V} = ۴۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱}$$

$$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{۱۰۰}{۴۰۰} = ۲۵۰\ \Omega$$

$$r_x = h_{ie} - r_\pi = ۲۹۰ - ۲۵۰ = ۴۰\Omega$$

$$r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}} = ۵\ \text{M}\Omega$$

$$g_{ce} = h_{oe} - g_m h_{re} = ۱ \times ۱۰^{-۴}\ \Omega^{-۱} \Rightarrow r_o = ۱۰\ \text{k}\Omega$$

$$|\beta| = \frac{\beta_o}{۲\pi f (C_\pi + C_\mu)} \Rightarrow \frac{۱۰۰}{۲\pi \times ۵۰ (C_\pi + ۳)\ ۲۵۰} = ۲۰ \Rightarrow C_\pi = ۶۳٫۶۶\ \text{pF}$$

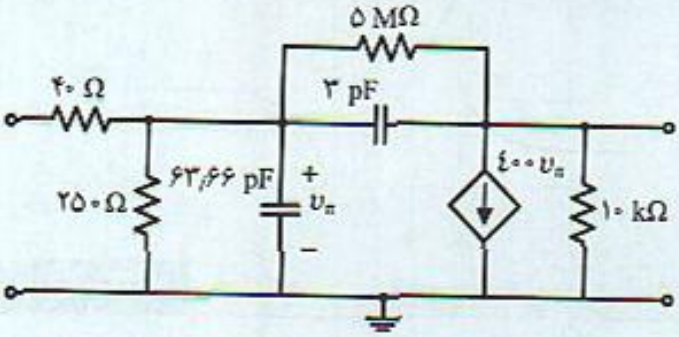
شکل (۱-۱۲) مدار معادل کامل این ترانزیستور را نشان می‌دهد. سایر مشخصات این ترانزیستور به شرح زیر محاسبه می‌شوند:

$$f_T = \frac{g_m}{۲\pi (C_\pi + C_\mu)} = \frac{۴۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱}}{۲\pi (۶۳٫۶۶ + ۳)\ \text{pF}} = ۰٫۹۵۵۵\ \text{GHz} = ۹۵۵٫۵\ \text{MHz}$$

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_o} = ۹٫۵۵\ \text{MHz}$$

$$\tau_T = \frac{۱}{\omega_T} = \frac{۱}{۲\pi \times (۰٫۹۵۵۵\ \text{GHz})} = ۰٫۱۶۶\ \text{ns}$$

$$\tau_F = \tau_T - \frac{C_{je} + C_\mu}{g_m} = ۰٫۱۶۶ - \frac{۷}{۴۰۰} = ۰٫۱۴۸۵\ \text{ns}$$



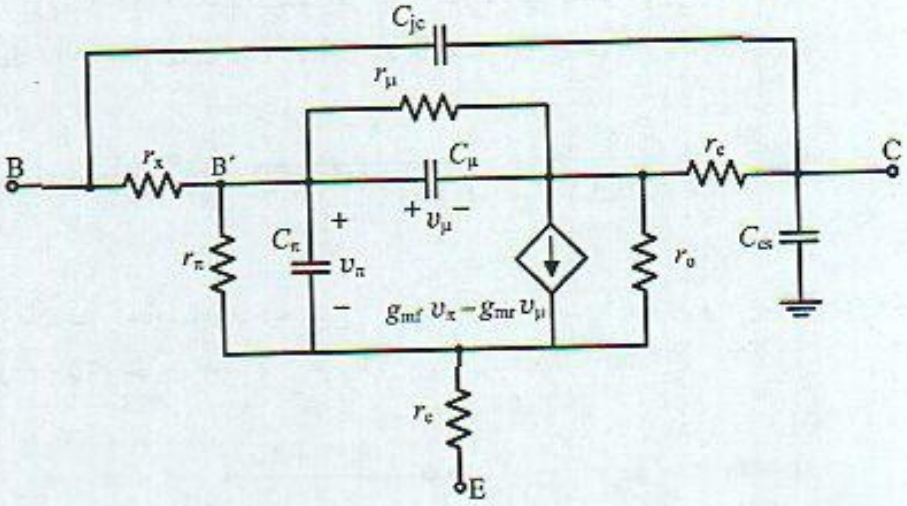
شکل ۱-۱۲ مدار کامل هایبرید ترانزیستور مثال ۱-۳

۱-۹ مدار معادل هایبرید π در نرم‌افزار spice

شکل (۱-۱۳) مدار معادل هایبرید π در نرم‌افزار spice را نشان می‌دهد. این نرم‌افزار با محاسبه نقطه کار ترانزیستور عناصر مدار معادل را برای انجام سایر محاسبات مشخص می‌کند. این مدار در مقایسه با مدار

POWEREN.IR
PowerEn.ir

معرفی شده در بخشهای قبل کامل‌تر است. مقاومتهای r_e و r_c بترتیب مقاومتهای نیمه هادی‌های نواحی امیتر و کلکتور می‌باشند. خازن C_{cs} خازن کلکتور تا پایه (substrate) و خازن C_{jc} خازن کلکتور تا بیس ترانزیستور هستند. گرچه مقادیر این خازنها کم می‌باشند اما ضرورت دارد این خازنها را خصوصاً در مدارهای مجتمع برای محاسبات دقیق پاسخ فرکانسی مدار در نظر گرفت. هم‌چنین g_{mF} و g_{mR} بترتیب بهره ترانزیستور در حالت فعال مستقیم و معکوس می‌باشند. در حالت معکوس ورودی کلکتور و خروجی مدار امیتر است و از این جهت ترانزیستور بهره‌ای در مدار تامین نمی‌کند. این حالت در بررسی مدارهای دیجیتال و شرایط اشباع ترانزیستور مفید می‌باشد. مثال (۱-۴) برنامه لازم برای محاسبات عناصر مدار هایبرید π در این نرم‌افزار را معرفی می‌کند.



شکل ۱-۱۳ مدار هایبرید π در نرم‌افزار spice

مثال ۱-۴

برای ترانزیستوری به نقطه کار $I_{CQ} = ۲۰$ mA ، $V_{CEQ} = ۱۹٫۳$ V که دارای پارامترهای داده شده زیر است:

$$V_{je} = V_{jc} = ۰٫۸ \text{ V}, V_T = ۲۵٫۸ \text{ mV}, C_{jco} = ۱۹٫۴ \text{ pF}, C_{jeo} = ۲۹٫۶ \text{ pF}, C_{je} = ۲۵ \text{ pF},$$
$$\beta_o = ۱۰۰, \ f_T = ۳۰۰ \text{ MHz}, V_A = ۲۰۰ \text{ V}, \ m = ۰٫۳۳$$

الف) عناصر مدار هایبرید π را در نقطه کار $I_{CQ} = ۱۰$ mA و $V_{CEQ} = ۵$ V تعیین کنید.

ب) با نوشتن برنامه لازم در نرم‌افزار spice مدار معادل ترانزیستور را در فرکانس بالا مشخص و نتایج حاصل از آنرا با فرض (الف) مقایسه کنید.

الف) فرکانس گذر این ترانزیستور در نقطه کار داده شده (جریان ۲۰mA و ولتاژ ۱۹٫۳V) $f_T = ۳۰۰$MHz است، بنابراین در این نقطه کار:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{۲۰ \text{ mA}}{۲۵٫۸ \text{ mV}} = ۷۷۵٫۲ \text{ m}\Omega^{-1}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{2\pi \times (300\ \text{MHz})} = 530.5\ \text{ps}$$

در جریان نقطه کار $I_{CQ} = 10\ \text{mA}$ و $V_{CEQ} = 5\ \text{V}$، از رابطه (۱-۵) برای محاسبه g_m و نصف شدن جریان:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = 0.5\, g_m\ \{ I_{CQ} = 20\ \text{mA}\ \text{در} \} = 0.5 \times 775.2 = 387.6\ \text{m}\Omega^{-1}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = 258\ \Omega$$

مقدار مقاومت خروجی این ترانزیستور با توجه به ولتاژ ارلی (Early) داده شده و از رابطه (۱-۳) در نقطه کار $10\ \text{mA}$ مقدار $r_o = 20\ \text{k}\Omega$ بدست می‌آید. ولتاژ بایاس معکوس پیوند کلکتور $19.3\ \text{V}$ و بنابراین با استفاده از رابطه (۱-۲۰) و مقادیر داده شده پارامترها مقدار خازن C_μ:

$$C_\mu = \frac{C_{jco}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{jcc}}\right)^m} = \frac{19.4}{\left(1 + \frac{19.3}{0.8}\right)^{0.33}} = 6.63\ \text{pF}$$

متوسط زمان عبور حاملها از ناحیه بیس با استفاده از رابطه (۱-۲۹) و با توجه به خازن پیوند دیود بیس امیتر به مقدار $25\ \text{pF}$ و خازن $C_\mu = 6.63\ \text{pF}$ در جریان نقطه کار $20\ \text{mA}$:

$$\tau_F = \tau_T - \frac{C_{je} + C_\mu}{g_m} = 530.5 - \frac{6.63 + 25}{0.7725} = 489.7\ \text{ps}$$

در نقطه کار $I_{CQ} = 10\ \text{mA}$، $V_{CEQ} = 5\ \text{V}$ و $V_{BEQ} = 0.7\ \text{V}$، خازن پیوند بیس-امیتر:

$$C_{je} = \frac{C_{jeo}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{jec}}\right)^m} = \frac{29.6}{\left(1 + \frac{0.7}{0.8}\right)^{0.33}} = 53.8\ \text{pF}$$

مقدار خازن انتشار دیود بیس-امیتر در این نقطه کار با توجه به رابطه (۱-۱۷):

$$C_d = \tau_F \times g_m = (489.7\ \text{ps}) \times (387.6\ \text{m}\Omega^{-1}) = 189.8\ \text{pF}$$

و به این ترتیب کل خازن دیود بیس-امیتر

$$C_\pi = C_{je} + C_d = (53.8 + 189.8)\ \text{pF} = 243.6\ \text{pF}$$

سایر مشخصات ترانزیستور مانند فرکانس گذر از روابط مربوط بدست می‌آیند و نتایج در جدول (۱-۲) خلاصه شده‌اند.

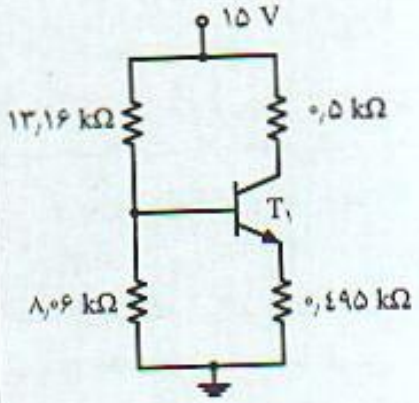
ب) برای اینکه پارامترهای مدار معادل از طریق نرم‌افزار spice محاسبه شود مداری بصورت شکل (۱-۱۴) که همان نقطه کار را بوجود می‌آورد از طریق برنامه نشان داده شده مدل سازی می‌شود. نتایج بررسی به انضمام نتایج حاصل از روابط استخراج شده در بخشهای قبل در جدول (۱-۲) خلاصه شده است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ملاحظه می‌شود نتایج حاصل از دو روش خصوصاً برای مقادیر f_T و g_m متفاوت می‌باشند. این مسئله به علت تقریبات به‌کار رفته در روابط تئوری می‌باشد. باید توجه داشت که مقادیر اندازه‌گیری شده نیز ممکن است تا حدودی با مقادیر نرم‌افزار spice تفاوت داشته باشند.

```
Vcc 2 0 15
R1 2 1 13.16k
R2 1 0 8.96k
Rc 2 3 500
Re 4 0 495
T1 3 1 4 T1; Transistor model
.MODEL T1 NPN (βF=100, IS=3.3E-14,
VA=200, CJE=29.6p, CJC=19.4p,
VJE=0.8V, VJC=0.8V,
TF=489.7ps)
.op  ;operating point
.END
```



شکل ۱-۱۴ مدار طرح شده و برنامه لازم نرم‌افزار spice جهت محاسبه عناصر مدار معادل مثال ۱-۴

جدول ۱-۲ نتایج بررسی مشخصات ترانزیستور مثال ۱-۴ از طریق محاسبات تقریبی و نرم‌افزار spice

		نتایج از روابط تئوری	نتایج از نرم‌افزار spice
g_m	$m\Omega^{-1}$	۳۸۷٫۶	۳۵۷
h_{fe}	Ω	۲۵۸	۲۸۰
r_o	kΩ	۲۰	۲۲٫۴
C_π	pF	۲۴۳٫۶	۲۱۹
C_μ	pF	۶٫۶۳	۱۰
f_T	MHz	۳۰۸٫۴۹	۲۴۶

۱-۱۰ تغییرات عناصر مدار معادل هایبرید π در نرم‌افزار spice

برای بررسی تغییرات عناصر مدار π در نرم‌افزار spice بر حسب نقطه‌کار، ترانزیستور ۲N۳۹۰۴ که مشخصات کامل آن در پیوست (الف) در انتهای کتاب آمده است را در نظر گرفته و عناصر مدار معادل π محاسبه می‌شود. نتایج این بررسی بطور خلاصه به شرح زیر است.

شکل (۱-۱۵ الف) تغییرات h_{fe}، h_{FE} و f_T را در محدوده جریان نقطه‌کار ۰٫۱ mA تا ۳۰ mA و در ولتاژ نقطه‌کار ثابت $V_{CEQ} = 5$ V نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود این تغییرات تقریباً مشابه و در جریانهای کم سه مقدار با شیب ثابتی افزایش می‌یابند. در یک محدوده خاص از جریان کلکتور، این سه پارامتر تقریباً مقدار ثابتی شده و پس از آن کاهش می‌یابند. این تغییرات نزدیک به مشخصاتی می‌باشد که سازندگان ترانزیستورها ارائه می‌نمایند.

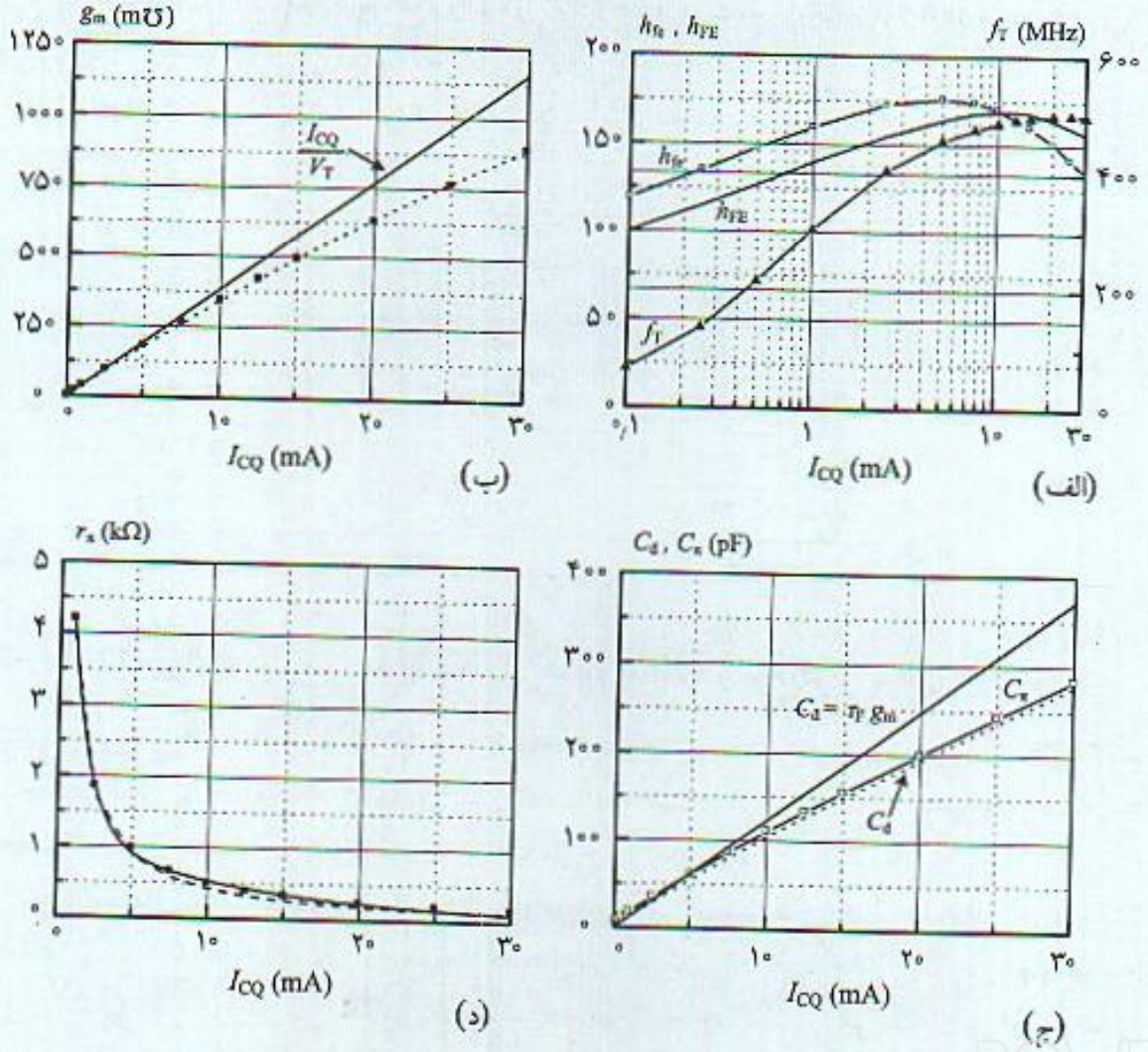
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تغییرات g_m بر حسب نقطه کار در شکل (۱-۱۵ ب) نشان داده شده است. هم‌چنین بهره جریان ترانزیستور از رابطه تئوری (۱-۴) برای مقایسه بر روی همین شکل ترسیم شده است. ملاحظه می‌شود در جریانهای کم رابطه (۱-۴) با نتایج حاصل از نرم‌افزار spice یکسان اما با افزایش جریان نقطه کار، g_m از حالت خطی ایده‌آل فاصله گرفته و در جریانهای بالا بهره ترانزیستور کاهش می‌یابد.

شکل (۱-۱۵ ج) اثر تغییر جریان کلکتور بر خازن C_π و خازن C_d را نشان می‌دهد. این منحنی‌ها با فرض اینکه در گرایش مستقیم خازن پیوند C_{je} مستقل از نقطه کار و مقدار آن ۶٫۱۳ pF است ترسیم شده‌اند. علاوه‌بر آن خازن انتشار از رابطه (۱-۱۷) نیز در این شکل ترسیم شده است. ملاحظه می‌شود رابطه $C_d \times g_m = \tau_F$ رابطه تقریبی است. در جریانهای کم رابطه خازن انتشار و جریان نقطه کار خطی است اما با افزایش نقطه کار مشابه با g_m از حالت خطی خارج می‌شود.

تغییرات مقاومت سیگنال کوچک دیود بیس- امیتر به انضمام رابطه تئوری بصورت خط‌چین در شکل (۱-۱۵ د) نشان داده شده است. در محاسبه این مقاومت از رابطه (۱-۸ب) تغییرات مربوط به h_{fe} نیز منظور شده است. ملاحظه می‌شود رابطه (۱-۸) با در نظر گرفتن تغییرات h_{fe} با نتایج حاصل از نرم‌افزار یکسان می‌باشد.

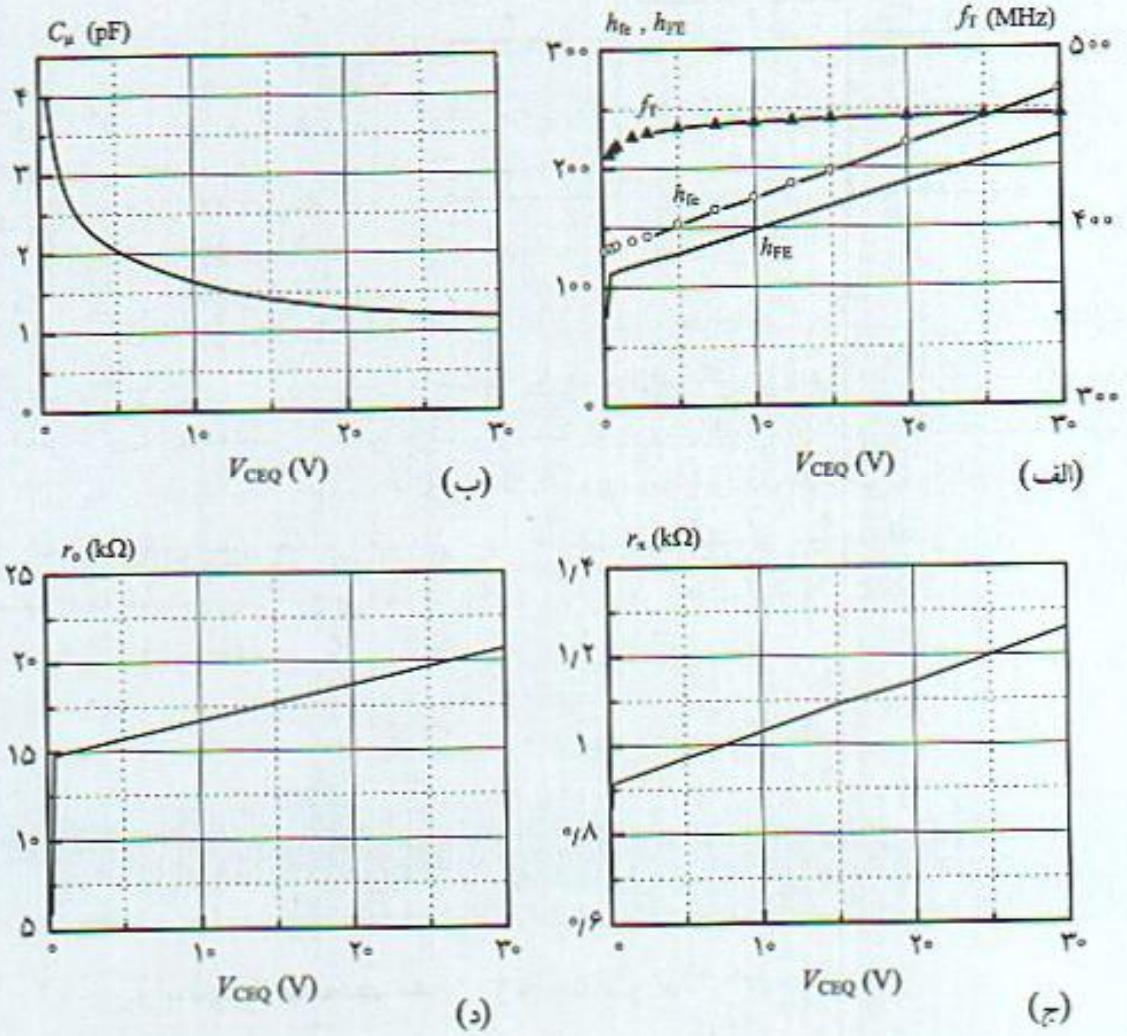


شکل ۱-۱۵ تغییرات پارامترهای مدار هایبرید π در نرم‌افزار spice برای ترانزیستور ۲N۳۹۰۴ بر حسب I_{CQ}

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

شکل (۱-۱۶) تغییرات مقادیر عناصر مدار هایبرید π را بر حسب ولتاژ نقطه کار V_{CEQ} و در جریان ثابت $I_{CQ} = ۵\ mA$ نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود با افزایش V_{CEQ} مقادیر h_{fe}، h_{FE} و f_T زیاد می‌شوند. بررسی‌ها نشان می‌دهد با تغییر V_{CEQ} تغییر زیادی در مقادیر g_m و C_π بوجود نمی‌آید. اما با افزایش آن خازن C_μ کاهش، شکل (۱-۱۶ ب)، و به تبع آن f_T در محدوده ۰٫۵ V تا ۳۰ V حدود ۱۶٪ افزایش نشان می‌دهد. هم‌چنین مقادیر مقاومت سیگنال کوچک دیود بیس-امیتر و مقاومت خروجی ترانزیستور با افزایش ولتاژ نقطه کار افزایش خواهند داشت. در محدوده مورد مطالعه مقاومتهای r_π و r_o به ترتیب ۳۸٪ و ۴۰٪ افزایش می‌یابند. توجه شود در مقادیر کم ولتاژ V_{CEQ} مقاومت خروجی خیلی کوچک است که به علت نزدیکی شرایط کار به ناحیه اشباع ترانزیستور می‌باشد.



شکل ۱-۱۶ تغییرات پارامترهای مدار هایبرید π در نرم‌افزار spice برای ترانزیستور ۲N۳۹۰۴ بر حسب V_{CEQ}

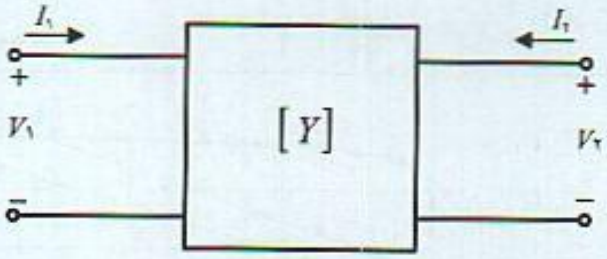
۱-۱۱ مدار معادل مشخصه‌های ادمیتانس ترانزیستورهای BJT

ترانزیستورها و اکثر عناصر فعال الکترونیکی دارای سه پایه هستند و عموماً یکی از پایه‌ها بین ورودی و خروجی مشترک و تقویت‌کننده‌های مختلفی قابل طرح و استفاده است. یک عنصر فعال را می‌توان به

POWEREN.IR
PowerEn.ir

صورت یک شبکه دو قطبی نیز در نظر گرفت و برای بیان مشخصات آن از ماتریسهای شبکه متفاوتی بسته به نوع کاربرد و فرکانس کار استفاده کرد. در طرح تقویت‌کننده‌های **فرکانس رادیویی** RF (Radio Frequency) از ماتریس ادمیتانس استفاده می‌شود. در این بخش تعریف این مشخصه‌ها ارائه و ارتباط آنها برای عناصر BJT و با استفاده از مدار π بررسی می‌شود. شکل (۱-۱۷) یک شبکه دو قطبی را نشان می‌دهد. برای بیان روابط ولتاژ و جریان ورودی و خروجی از معادلات (۱-۲۹) استفاده می‌شود.

$$I_1 = y_1 V_1 + y_2 V_2$$
$$I_2 = y_3 V_1 + y_0 V_2 \qquad (۱-۲۹)$$



شکل ۱-۱۷ شبکه دو قطبی و روابط ولتاژ و جریان با پارامترهای ادمیتانس

تعریف این پارامترها در روابط (۱-۳۰) خلاصه شده‌اند. به عنوان مثال y_1 نسبت جریان به ولتاژ در ورودی در حالیکه خروجی اتصال کوتاه است. به این علت y_1 **ادمیتانس ورودی** اتصال کوتاه نامیده می‌شود. به همین ترتیب y_0 **ادمیتانس خروجی** در شرایطی است که ورودی اتصال کوتاه می‌باشد. y_2 نسبت جریان اتصال کوتاه ورودی به ولتاژ خروجی و در واقع نشان دهنده مقدار فیدبک خروجی به ورودی می‌باشد و به این جهت **ادمیتانس انتقالی معکوس** نامیده می‌شود. خاصیت تقویت‌کنندگی شبکه دو قطبی با **ادمیتانس انتقالی مستقیم** y_3 که نسبت جریان خروجی به ولتاژ ورودی (خروجی اتصال کوتاه) است معرفی می‌شود.

$$y_1 = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0} \qquad y_2 = \left.\frac{I_1}{V_2}\right|_{V_1=0}$$
$$y_3 = \left.\frac{I_2}{V_1}\right|_{V_2=0} \qquad y_0 = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{V_1=0} \qquad (۱-۳۰)$$

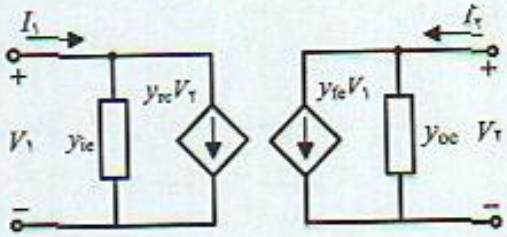
۱-۱۲ روابط بین مشخصه‌های y و عناصر مدار π

شکل (۱-۱۸) شبکه معادل دو قطبی ترانزیستور BJT در حالت امیتر مشترک را نشان می‌دهد که در آن اندیس e به همین منظور بکار برده شده است. در این بخش ارتباط پارامترهای ادمیتانس اتصال کوتاه و عناصر مدار π معرفی می‌شوند.

ادمیتانس ورودی برای محاسبه این مشخصه طبق تعریف خروجی مدار π را اتصال کوتاه و ادمیتانس ورودی مدار محاسبه می‌شود. در این شرایط مدار معادل π بصورت شکل (۱-۱۹ الف) است. ادمیتانس ورودی با صرفنظر از مقاومت بزرگ r_μ از رابطه (۱-۳۱) بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۱-۱۸ شبکه دو قطبی با پارامترهای ادمیتانس اتصال کوتاه

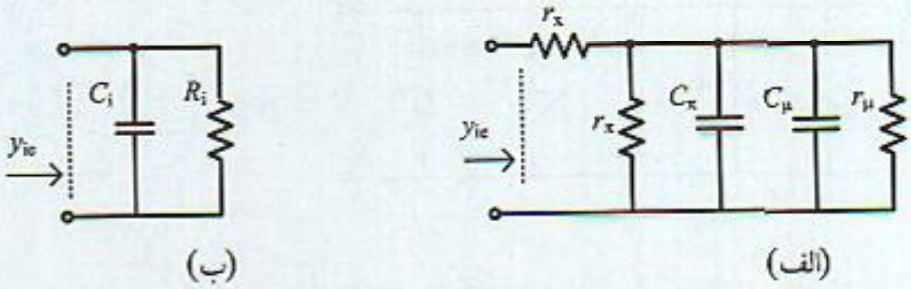
$$y_{ie} = g_x \frac{g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)}{g_x + g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)} \qquad (۱-۳۱)$$

ملاحظه می‌شود y_{ie} تابعی از فرکانس و در حالت کلی در هر فرکانس خاص عددی مختلط شامل جزء حقیقی و موهومی است. بخش‌های حقیقی و موهومی به ترتیب با g_{ie} و b_{ie} نشان داده می‌شوند:

$$y_{ie} = g_{ie} + j\, b_{ie} \qquad (۱-۳۲ الف)$$

مدار معادل ادمیتانس ورودی را می‌توان ترکیب موازی مقاومت R_i و خازن C_i در نظر گرفت که در شکل (۱-۱۹ ب) نشان داده شده است.

$$R_i = \frac{1}{g_{ie}} \quad , \quad C_i = \frac{b_{ie}}{\omega} \qquad (۱-۳۲ ب)$$



شکل ۱-۱۹ الف) مدار معادل π با خروجی اتصال کوتاه، ب) مدار معادل ادمیتانس ورودی

تغییرات g_{ie} و b_{ie} بر حسب فرکانس در شکل (۱-۲۱ الف) برای ترانزیستوری با مشخصات داده شده در (۱-۳۳) و در محدوده فرکانسی ۱ MHz تا ۱ GHz ترسیم شده است.

$$r_x = ۵۰\ \Omega,\ g_m = ۱۰۰\ m\Omega^{-1},\ r_\pi = ۱\ k\Omega,\ r_\mu = ۵\ M\Omega \qquad (۱-۳۳)$$
$$r_o = ۲۰\ k\Omega,\ C_\mu = ۳\ pF,\ C_\pi = ۳۰\ pF$$

از این شکل‌ها می‌توان دید با صرفنظر کردن از خازنهای C_π و C_μ در فرکانسهای پایین:

$$y_{ie} = \frac{g_x \times g_\pi}{g_x + g_\pi} \quad \Rightarrow \quad g_{ie} = \frac{1}{r_x + r_\pi} = \frac{1}{h_{ie}} \qquad (۱-۳۴)$$

و بنابراین:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$r_x + r_\pi = h_{ie} = \frac{1}{g_{ie}} \Big|_{\text{در فرکانس‌های پایین}} \qquad (۱-۳۵)$$

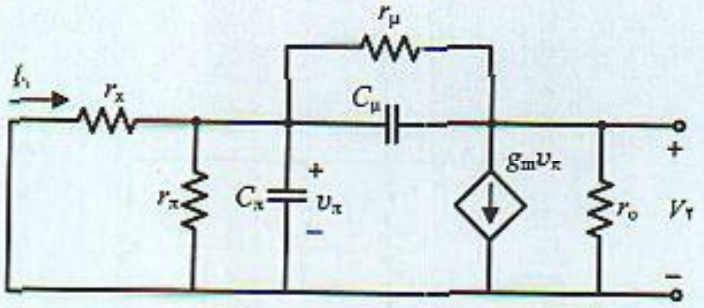
هم‌چنین در فرکانسهای خیلی بالا که خازنهای داخلی ترانزیستور اتصال کوتاه می‌شوند مدار معادل ادمیتانس ورودی فقط شامل مقاومت نیمه هادی ناحیه بیس r_x است و بنابراین:

$$g_{ie} = \frac{1}{r_x} \quad \Rightarrow \quad r_x = \frac{1}{g_{ie}} \Big|_{\text{در فرکانس‌های بالا}} \qquad (۱-۳۶)$$

در نتیجه با داشتن منحنی تغییرات g_{ie} بر حسب فرکانس می‌توان برآورد مناسبی از مقادیر r_x و r_π را بدست آورد.

ادمیتانس انتقالی معکوس طبق تعریف این پارامتر نسبت جریان ورودی به ولتاژ خروجی در حالتی است که ورودی اتصال کوتاه باشد. با بکار بردن این تعریف در مدار معادل π، مدار معادل شکل (۱-۲۰) بدست می‌آید. از این مدار واضح است y_{re} کمیتی منفی که عبارت کامل آن از رابطه (۱-۳۷) بدست می‌آید.

$$y_{re} = -g_x \frac{g_\mu + j\omega C_\mu}{g_x + g_\pi + g_m + j\omega (C_\mu + C_\pi)} \qquad (۱-۳۷)$$



شکل ۱-۲۰ مدار معادل π با ورودی اتصال کوتاه برای محاسبه ادمیتانس انتقالی معکوس

مشابه ادمیتانس ورودی، y_{re} در هر فرکانس عددی مختلط شامل بخش‌های حقیقی g_{re} و موهومی b_{re} است. شکل (۱-۲۱ ب) تغییرات هر یک از این قسمت‌ها را برای ترانزیستوری با مشخصات داده شده در رابطه (۱-۳۳) نشان می‌دهد. از این شکلها نتایج زیر را می‌توان دید:

الف) در فرکانسهای پایین و با صرفنظر از آثار خازنی مدار y_{re} فقط شامل بخش حقیقی به مقدار:

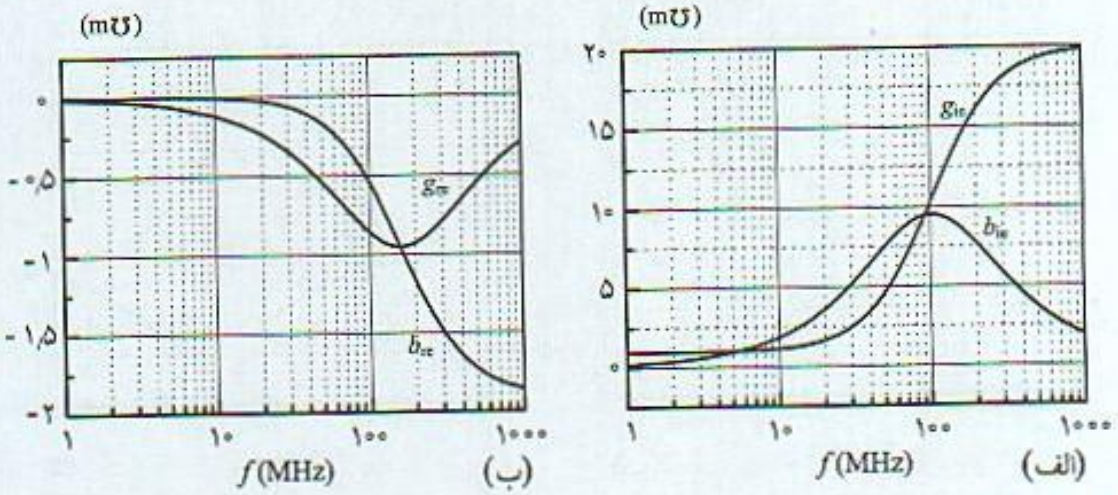
$$g_{re} = -\frac{1}{r_\mu + r_x \parallel r_\pi} \qquad (۱-۳۸)$$

است. به توجه به بزرگ بودن مقاومت r_μ، g_{re} مقدار کوچکی است و با افزایش فرکانس مقدار آن قابل ملاحظه خواهد شد.

ب) بخش موهومی y_{re} در فرکانسهای پایین با توجه به مقادیر کم خازنها نیز مقدار ناچیزی است. اما با افزایش فرکانس مقدار b_{ie} زیاد می‌شود. این افزایش با شیب تقریبی $2\pi C_\mu$ است. در اغلب ترانزیستورها و و با تقریب خوب می‌توان نوشت:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۱-۲۱ تغییرات ادمیتانس ترانزیستور بر حسب فرکانس : الف) ادمیتانس ورودی، ب) ادمیتانس انتقالی معکوس

$$y_{re} = j\, b_{re} = -\, j\omega\, C_\mu \qquad (۱-۳۹)$$

ادمیتانس انتقالی مستقیم : برای محاسبه این مقدار لازم است نسبت جریان اتصال کوتاه خروجی به ولتاژ ورودی را محاسبه نمود. می‌توان نشان داد عبارت کامل y_{fe} بصورت :

$$y_{fe} = \frac{g_m - j\,\omega\, C_\mu}{1 + r_x\left[g_\pi + j\,\omega\,(C_\mu + C_\pi)\right]} = \frac{g_x \times (g_m - j\,\omega C_\mu)}{g_x + g_\pi + j\,\omega\,(C_\pi + C_\mu)} \qquad (۱-۴۰)$$

است. شکل (۱-۲۲ الف) منحنی تغییرات بخشهای حقیقی و موهومی y_{fe} را برحسب فرکانس برای ترانزیستوری با مشخصات داده شده در رابطه (۱-۳۳) نشان می‌دهد. در فرکانس پایین و با صرفنظر از مقادیر خازنی مدار π می‌توان نوشت :

$$g_{fe} = \frac{g_m}{1 + r_x / r_\pi} = \frac{\beta_o}{r_x + r_\pi} \qquad (۱-۴۱)$$

مقدار فوق قسمت ثابت در منحنی g_{fe} است. با افزایش فرکانس g_{fe} با شیب ۲۰ dB/decade افت پیدا می‌کند. با محاسبه مقادیر r_x و r_π از ادمیتانس ورودی y_{ie} و استفاده از رابطه (۱-۴۱) و تغییرات y_{fe} بر حسب فرکانس می‌توان مقدار g_m و از آنجا مقدار β_o را تعیین نمود. قسمت موهومی y_{fe} در فرکانسهای پایین ناچیز است و با افزایش فرکانس با شیب تقریبی $2\pi\,(C_\pi + C_\mu)$ زیاد می‌شود.

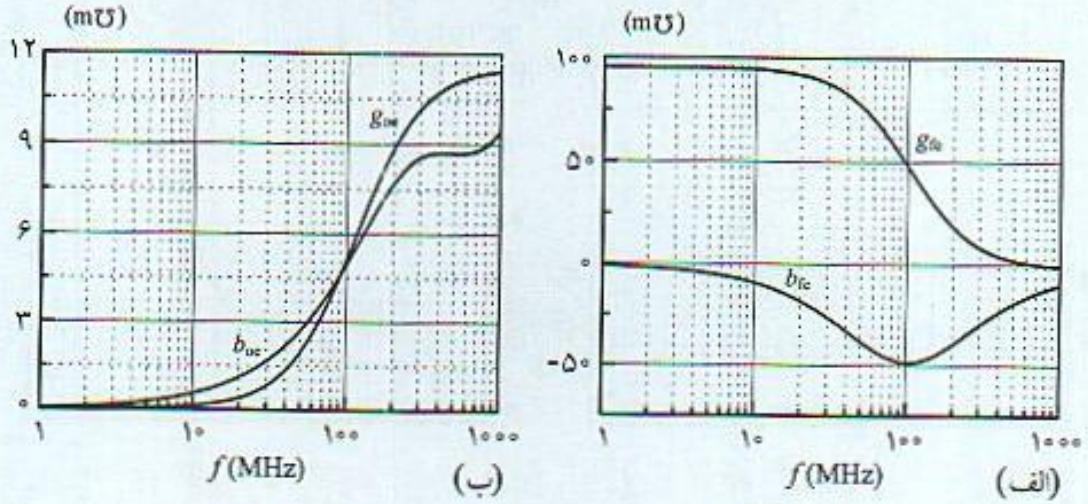
ادمیتانس خروجی مشابه سایر پارامترهای ادمیتانس می‌توان نشان داد ادمیتانس خروجی ترانزیستور از رابطه (۱-۴۲) بدست می‌آید.

$$y_{oe} = g_o + \frac{(g_x + g_\pi + g_m + j\,\omega\, C_\pi)\, j\omega\, C_\mu}{g_x + g_\pi + j\,\omega(C_\pi + C_\mu)} \qquad (۱-۴۲)$$

تغییرات بخشهای حقیقی و موهومی ادمیتانس خروجی بر حسب فرکانس در شکل (۱-۲۲ ب) ترسیم شده است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۱-۲۲ تغییرات مشخصات ادمیتانس‌های اتصال کوتاه ترانزیستور بر حسب فرکانس

۱-۱۳ تغییرات پارامترهای y با نقطه کار

پارامترهای y یک ترانزیستور به نقطه کار نیز بستگی دارند. ادمیتانس ورودی، ادمیتانس دو سر دیود بیس-امیتر است که در گرایش مستقیم قرار گرفته است. با توجه به نکاتی که در مدار معادل π بررسی شد این ادمیتانس بطور موثری با جریان نقطه کار تغییر می‌کند. هم‌چنین با توجه به رابطه (۱-۴۳) که بین y_{ie} و β برقرار است با تغییر نقطه کار y_{ie} و β تغییر و به تبع آن y_{fe} نیز تغییر خواهد نمود.

$$y_{fe} = \beta \times y_{ie} \qquad (۱-۴۳)$$

شکل (۱-۲۳) تغییرات پارامترهای ادمیتانس ترانزیستور ۲N۳۹۰۴ که مشخصات مدار معادل هایبرید π آن از طریق نرم‌افزار spice بررسی شده است را بر حسب جریان نقطه کار نشان می‌دهد. از این شکلها می‌توان دید بیشترین تغییرات مربوط به پارامترهای g_{ie} و g_{fe} است. از تغییر g_{fe} با توجه به تغییر بهره ترانزیستور می‌توان در طرح تقویت‌کننده با **کنترل اتوماتیک بهره** AGC (Automatic Gain Control) استفاده نمود.

مثال ۱-۵

در یک ترانزیستور با عناصر مدار معادل π داده شده مقادیر پارامترهای ادمیتانس اتصال کوتاه در فرکانسهای ۱ MHz و ۱۰ MHz را محاسبه و مدار معادل ادمیتانس ورودی و خروجی را رسم کنید.

$$r_x = ۵۰\ \Omega,\ g_m = ۱۰۰\ m\Omega^{-1},\ r_\pi = ۱\ k\Omega,\ r_\mu = ۲\ M\Omega,\ r_o = ۲۰\ k\Omega,\ C_\mu = ۳\ pF,\ C_\pi = ۳۰\ pF$$

حل

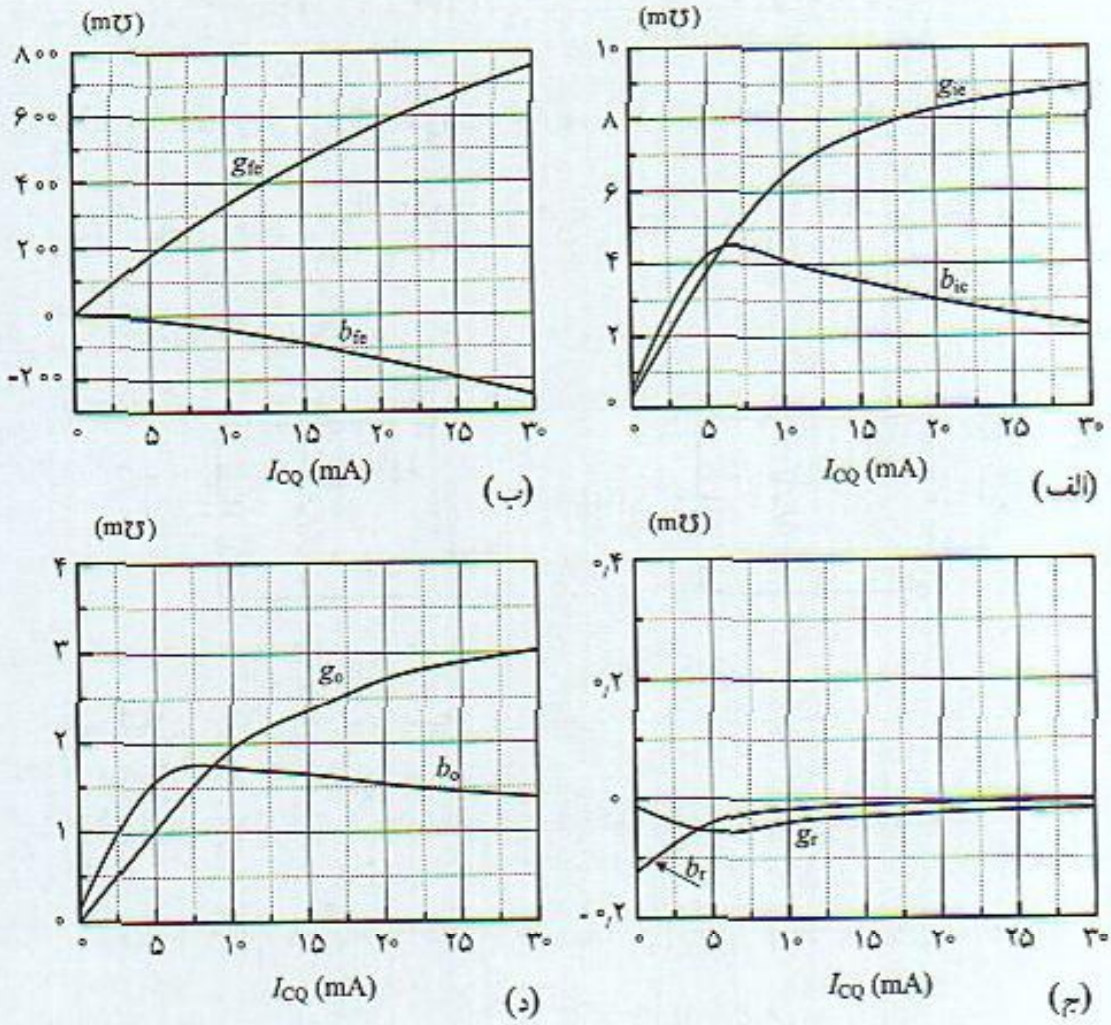
با توجه به مقادیر داده شده:

$$g_x = ۲۰\ m\Omega^{-1}\ ,\ g_\pi = ۱\ m\Omega^{-1}\ ,\ g_\mu = ۰/۵\ \mu\Omega^{-1}$$

با استفاده از رابطه (۱-۳۱) و در فرکانس ۱ MHz ادمیتانس ورودی این ترانزیستور:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۱-۲۳ تغییرات پارامترهای ادمیتانس ترانزیستور ۲N۳۹۰۴ بر حسب جریان نقطه کار

$$y_{ie} = ۲۰\ \frac{۱ + j۲\pi(۰{,}۰۰۱)\ ۳۳}{۲۰{,}۵ + j۲\pi(۰{,}۰۰۱)\ ۳۳} = (۰{,}۹۵۴ + j\ ۰{,}۱۸۷)\ m\Omega^{-۱}$$

و بنابراین:

$$g_{ie} = ۰{,}۹۵۴\ m\Omega^{-۱}\ ,\quad b_{ie} = ۰{,}۱۸۷\ m\Omega^{-۱}$$

با استفاده از رابطه (۱-۳۲) ادمیتانس ورودی ترکیب موازی خازن و مقاومت:

$$R_i = \frac{۱}{g_{ie}} = \frac{۱}{۰{,}۹۵۴} = ۱{,}۰۴۸\ k\Omega\ ,\quad C_i = \frac{b_{ie}}{\omega} = \frac{۰{,}۱۸۷\ m\Omega^{-۱}}{۲\pi(۰{,}۰۰۱ GHz)} = ۲۹\ pF$$

می‌باشد. مدار معادل ادمیتانس ورودی در فرکانس ۱ MHz در شکل (۱-۲۴ الف) نشان داده شده است. واحدهایی که عموماً در این روابط بکار می‌رود: مقاومت بر حسب کیلو اهم، هدایت و خازن به ترتیب میلی مهو و پیکو فاراد و فرکانس با واحد گیگا هرتز می‌باشد. نتیجه محاسبات بر حسب میلی مهو است. در فرکانس ۱۰ MHz ادمیتانس ورودی بصورت:

POWEREN.IR

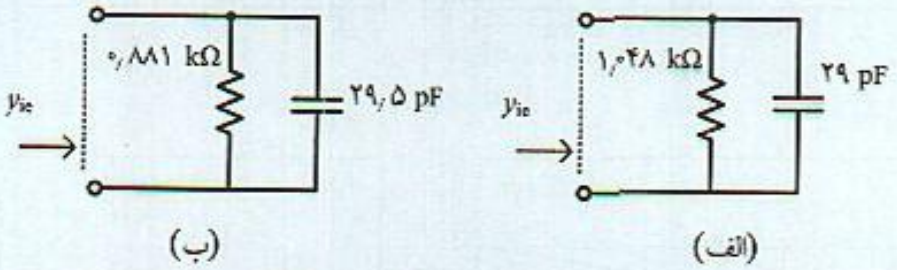
POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$y_{ie} = ۲۰\ \frac{۱ + j۲\pi\,(۰٫۰۱)\,۳۳}{۲۰٫۵ + j۲\pi\,(۰٫۰۱)\,۳۳} = (۱٫۱۳۴ + j\ ۱٫۸۵۲)\,m\Omega^{-۱}$$

و مدار معادل ادمیتانس ورودی شامل مقاومت و خازن ورودی:

$$R_i = \frac{۱}{۱٫۱۳۴} = ۰٫۸۸۱\ k\Omega\ , \qquad C_i = \frac{۱٫۸۵۲\ m\Omega^{-۱}}{۲\pi\,(۰٫۰۱GHz)} = ۲۹٫۵\ pF$$

است که در شکل (۱-۲۴ ب) ملاحظه می‌شود.



شکل ۱-۲۴ مدار معادل ادمیتانس ورودی در فرکانسهای: الف) ۱ مگاهرتز، ب) ۱۰ مگاهرتز

مقدار ادمیتانس انتقالی معکوس با استفاده از رابطه (۱-۳۷) در دو فرکانس داده شده:

$$y_{re}|_{۱\ MHz} = -\ ۲۰\frac{۰٫۰۰۰۵ + j۲\pi\,(۰٫۰۰۱)۳}{۲۱ + j۲\pi(۰٫۰۰۱)\,۳۳} = -\ (۶٫۵۴\times۱۰^{-۴} + j\ ۰٫۰۱۸۱)\ m\Omega^{-۱}$$

$$y_{re}|_{۱۰\ MHz} = -\ ۲۰\ \frac{۰٫۰۰۰۵ + j۲\pi(۰٫۰۱)۳}{۲۱ + j۲\pi(۰٫۰۱)\,۳۳} = -(۰٫۰۱۸ + j\ ۰٫۱۷۸)\ m\Omega^{-۱}$$

و مقدار ادمیتانس انتقالی مستقیم با استفاده از رابطه (۱-۴۰):

$$y_{fe}|_{۱\ MHz} = \frac{۱۰۰ - j۲\pi(۰٫۰۰۱)۳}{۱ + ۰٫۰۵[۱ + j۲\pi(۰٫۰۰۱)۳۳]} = (۹۵٫۲۳ - j\ ۰٫۹۴۳)\ m\Omega^{-۱}$$

$$y_{fe}|_{۱۰\ MHz} = \frac{۵۰ - j۲\pi(۰٫۰۱)۳}{۱ + ۰٫۰۵[۱ - j۲\pi(۰٫۰۱)۳۳]} = (۹۴٫۳ - j\ ۹٫۳۵)\ m\Omega^{-۱}$$

ملاحظه می‌شود با افزایش فرکانس مقدار فیدبک افزایش یافته و بهره مستقیم عنصر نیز کاهش می‌یابد.
مقدار ادمیتانس خروجی با استفاده از رابطه (۱-۴۲) در دو فرکانس مختلف:

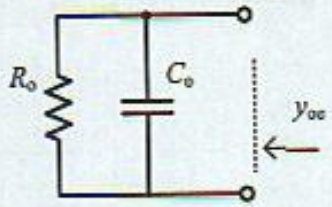
$$y_{oe}|_{۱\ MHz} = (۰٫۰۵۱ + j\ ۰٫۱۰۹)\ m\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow \quad R_o = ۱۹٫۶\ k\Omega\ ,\ C_o = ۱۶\ pF$$

$$y_{oe}|_{۱۰\ MHz} = (۰٫۱۴۱ + j\ ۱٫۰۷۸)\ m\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow \quad R_o = ۷٫۰۷\ k\Omega\ ,\ C_o = ۱۷\ pF$$

است و ترکیب موازی خازن با مقاومت خروجی است. با افزایش فرکانس مقدار مقاومت کم می‌شود. شکل (۱-۲۵) مدار معادل ادمیتانس خروجی را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

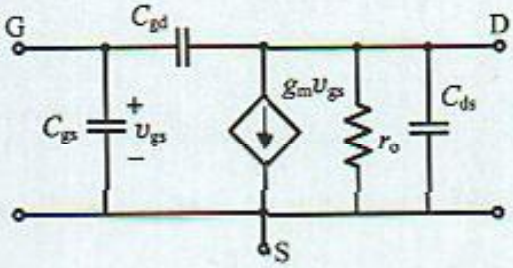


شکل ۱-۲۵ مدار معادل ادمیتانس خروجی

۱-۱۴ مدار معادل ترانزیستورهای اثر میدان در فرکانس بالا

شکل (۱-۲۶) مدار معادل کامل فرکانس بالای ترانزیستورهای FET را در حالت سورس مشترک نشان می‌دهد. خازنهای C_{gs} و C_{gd} بترتیب خازنهای بایاس معکوس دیودهای گیت - سورس و گیت - درین هستند. مقدار g_m بستگی به نقطه کار و نوع FET دارد. بعنوان مثال برای عناصر JFET مقدار آن از رابطه (۱-۴۴) بدست می‌آید.

$$g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right), \quad g_{mo} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \qquad (۱-۴۴)$$



شکل ۱-۲۶ مدار معادل ترانزیستورهای FET در فرکانس بالا

آنچه که سازندگان در کتابهای اطلاعاتی در مورد این ترانزیستورها معرفی می‌کنند پارامترهای ادمیتانس اتصال کوتاه مدار سورس مشترک و گیت مشترک است که به کمک آنها می‌توان عناصر مدار معادل را بدست آورد. این پارامترها در فرکانس مورد نظر و نقطه کار دلخواه قابل اندازه گیری می‌باشند.

ادمیتانس ورودی عناصر FET در مدار سورس مشترک خازنی و از رابطه (۱-۴۵) بدست می‌آید.

$$y_{is} = s\,(C_{gd} + C_{gs}) \qquad (۱-۴۵)$$

معمولاً مجموع خازن گیت - سورس و گیت - درین به صورت C_{iss} به معنی خازن ورودی در حالت سورس مشترک و اتصال کوتاه خروجی توسط سازندگان معرفی می‌شود. بنابراین:

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad \Rightarrow \quad y_{is} = s\,C_{iss} \qquad (۱-۴۶)$$

ادمیتانس انتقالی معکوس نیز مشابه عناصر BJT بدست می‌آید و به سادگی می‌توان نشان داد:

$$y_{rs} = -s\,C_{gd} \qquad (۱-۴۷)$$

که موهومی خالص است. عموماً با تعریف خازن بایاس معکوس دیود گیت - سورس (اتصال کوتاه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ورودی) و با C_{rss} نشان داده شده و با رابطه (۱-۴۸) معرفی می‌شود.

$$C_{rss} = C_{gd} \quad \Rightarrow \quad y_{rs} = -\, s\, C_{rss} \qquad (۱-۴۸)$$

ادمیتانس انتقالی مستقیم با توجه به تعریف آن در رابطه (۱-۳۰) از رابطه (۱-۴۹) بدست می‌آید که نشان دهنده خاصیت تقویت‌کنندگی این عناصر است.

$$y_{fs} = g_m = s\, C_{gd} \qquad (۱-۴۹)$$

با توجه به رابطه فوق و با صرفنظر از اثر خازن گیت - درین، در فرکانسهای پایین :

$$g_m = y_{fs} \quad \text{(در فرکانس پایین)} \qquad (۱-۵۰)$$

بنابراین با داشتن تغییرات y_{fs} بر حسب فرکانس می‌توان مقدار g_m را بدست آورد. ادمیتانس خروجی این عناصر نیز از رابطه (۱-۵۱) بدست می‌آید.

$$y_{os} = g_o + s\,(C_{gd} + C_{ds}) \qquad (۱-۵۱)$$

g_o هدایت خروجی عنصر FET است. مجموع خازن گیت - درین و خازن درین - سورس با خازن خروجی C_{oss} نشان داده می‌شود :

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \quad \Rightarrow \quad y_{os} = g_o + s\, C_{oss} \qquad (۱-۵۲)$$

با مشخص بودن تغییرات y_{os} بر حسب فرکانس می‌توان مقدار g_o را از رابطه (۱-۵۳) بدست آورد.

$$g_o = y_{os} \quad \text{(در فرکانس پایین)} \qquad (۱-۵۳)$$

مثال ۱-۶

پارامترهای زیر برای یک عنصر FET داده شده است. عناصر مدار معادل فرکانس بالا را محاسبه و رسم کنید.

$$y_{fs} = ۶\ \text{m}\Omega^{-۱}, \quad C_{iss} = ۴\ \text{pF}, \quad C_{rss} = ۱\ \text{pF}, \quad y_{os} = ۰٫۰۵\ \text{m}\Omega^{-۱}$$

حل با توجه به روابطی که در این بخش برای عناصر FET حاصل شد :

$$g_m = ۶\ \text{m}\Omega^{-۱}, \quad C_{gd} = C_{rss} = ۱\ \text{pF}$$

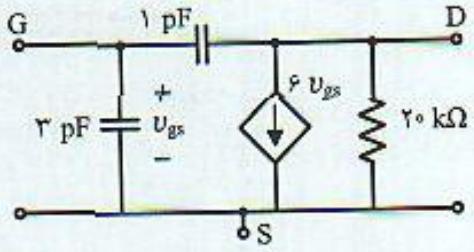
و سایر عناصر مدار معادل :

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{gd} = ۴ - ۱ = ۳\ \text{pF}, \quad g_o = ۰٫۰۵\ \text{m}\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow \quad r_o = ۲۰\ \text{k}\Omega$$

بدست می‌آیند. شکل (۱-۲۷) مدار معادل کامل این عنصر را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.Ir



شکل ۱-۲۷ مدار معادل ترانزیستور FET مثال ۱-۷

در مورد مقایسه عناصر مختلف FET باید گفت از نظر بهره و مقادیر خازنها فرق زیادی با هم ندارند اما مقاومت خروجی ترانزیستورهای MOSFET کوچکتر از سایر انواع می‌باشد. هم‌چنین عناصر BJT دارای بهره بسیار بالاتری از FET بوده اما خازن ورودی آنها با توجه به گرایش مستقیم دیود بیس - امیتر بسیار بزرگتر و مقاومت ورودی آنها خیلی کوچکتر نسبت به مقاومت ورودی عناصر FET می‌باشند.

مسائل فصل اول

۱-۱) پارامترهای مدار معادل h ترانزیستوری در نقطه کار $I_{CQ} = ۱۰\ mA$ و $V_{CE} = ۱۰\ V$ بصورت زیر است:

$$h_{ie} = ۳۰۰\ \Omega,\ h_{fe} = ۱۰۰,\ h_{oe} \approx ۱۰^{-۵}\ \Omega^{-۱},\ h_{re} = ۱۰^{-۵}$$

در این نقطه کار $C_\mu = ۳\ pF$ و $f_T = ۵۰۰\ MHz$ است. عناصر مدار هایبرید π را بطور کامل محاسبه و مدار معادل را رسم کنید.

۱-۲) برای ترانزیستوری که در نقطه کار $I_{CQ} = ۵\ mA$ و $V_{CE} = ۱۰\ V$ و درجه حرارت اطاق کار می‌کند پارامترهای زیر اندازه گیری شده‌اند:

$$h_{ie} = ۶۰۰\ \Omega\ ,\ h_{fe} = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۳\ pF$$

هم‌چنین بهره جریان اتصال کوتاه این ترانزیستور و در مدار امیتر مشترک در فرکانس ۱۰ MHz مقدار ۱۰ می‌باشد. مدار هایبرید π را بطور کامل مشخص و مقادیر f_β و f_T را تعیین کنید.

۱-۳) در مسئله (۱-۲) نقطه کار به $I_{CQ} = ۱۰\ mA$ و $V_{CE} = ۱۰\ V$ تغییر می‌یابد. چه تغییری در عناصر مدار π حاصل می‌شود.

۱-۴) برای یک ترانزیستور و در فرکانس ۵۰ MHz، $|h_{fe}| = ۱۰$ و $C_\mu = ۲\ pF$ اندازه گیری شده است. مقادیر عناصر مدار معادل π را مشخص کنید. سایر مقادیر این ترانزیستور به شرح زیر است.

$$r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ I_{CQ} = ۱\ mA\ ,\ V_{CEQ} = ۵\ V\ ,\ \beta_0 = ۱۰۰$$

۱-۵) خازن C_π ترانزیستور مسئله (۱-۴) شامل خازن ثابت ۲ pF است.

الف) f_T این ترانزیستور به ازای جریان نقطه کار ۰٫۱ mA و ولتاژ ۵ V چقدر است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) فرض الف را برای جریان نقطه کار ۱ mA و ۱۰ V تکرار کنید.

ج) f_T این ترانزیستور به ازای جریان کار ۵ mA و ولتاژ ۵ V چقدر است.

د) برای چند نقطه کار دیگر مسئله را حل و تغییرات f_T را برحسب I_{CQ} رسم کنید. ولتاژ نقطه کار را ۵ V فرض کنید.

۱-۶) مدار معادل کامل ترانزیستوری با مقادیر زیر را مشخص کنید.

$$r_x = ۱۰۰\ \Omega,\ I_{CQ} = ۲٫۵\ \text{mA},\ V_{CEQ} = ۵\ \text{V},\ \beta_o = ۱۰۰,\ V_A = ۱۰۰\ \text{V}$$
$$C_{\mu o} = ۳\ \text{pF},\ m = ۰٫۴,\ C_{je o} = ۲٫۵\ \text{pF},\ \tau_F = ۰٫۲\ \text{ns}$$

۱-۷) نقطه کار مسئله (۱-۶) به $I_{CQ} = ۵\ \text{mA}$ و $V_{CEQ} = ۷٫۵\ \text{V}$ تغییر می‌یابد. چه تغییراتی در عناصر مدار معادل π و مقدار f_T ترانزیستور حاصل می‌شود.

۱-۸) با فرض مدار معادل کامل هایبرید π که فقط از مقاومت r_μ صرفنظر شده است.

الف) عبارت کامل بهره جریان اتصال کوتاه ترانزیستور را مشخص کنید.

ب) محل صفر و قطب تابع انتقال حاصل را مشخص و آنها را با مقادیر f_T و f_β مقایسه کنید.

ج) با یک بیان ساده محل صفر $\beta(s)$ را از طریق مدار مشخص کنید.

د) برای مقادیر $g_m = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-1}$، $C_\mu = ۲\ \text{pF}$ و $C_\pi = ۷۰\ \text{pF}$ فرض (ب) را ساده کنید.

ه) از مقایسه مقادیر فوق چه نتیجه‌ای در رسم نمودار بد (Bode) تابع انتقال $\beta(s)$ بدست می‌آید.

۱-۹) بهره جریان ترانزیستور BJT در حالت بیس مشترک و خروجی اتصال کوتاه در فرکانس پایین از رابطه:

$$\alpha = h_{fb} = \frac{h_{fe}}{۱ + h_{fe}}$$

بدست می‌آید.

الف) با فرض اینکه این رابطه در فرکانس‌های بالا نیز معتبر است عبارت $\alpha(s)$ را مشخص کنید.

ب) فرکانس قطع بهره جریان مدار بیس مشترک را مشخص کنید.

ج) نمودار بد (Bode) $\alpha(s)$ را رسم کنید.

د) چه نتیجه‌ای از این مسئله می‌توان بدست آورد.

۱-۱۰) منحنی‌های مشخصه ترانزیستور در حالت امیتر مشترک (جریان کلکتور بر حسب ولتاژ کلکتور امیتر) برای مقادیر ثابت جریان بیس رسم می‌شوند.

الف) با استفاده از مدار معادل هایبرید π و با صرفنظر از خازنهای آن شیب این مشخصه‌ها را برای جریان بیس صفر تعیین کنید.

ب) از نظر کیفی بیان کنید که با افزایش جریان بیس چه تغییری در شیب مشخصات حاصل می‌شود. همچنین شیب این مشخصات را در دو حالت بیس مشترک و امیتر مشترک را با هم مقایسه کنید.

POWEREN.IR

۱-۱۱) الف) نشان دهید بهره ولتاژ یک طبقه امیتر مشترک با تقریب خوب از رابطه $A_V = -g_m R_L$

POWEREN.IR
PowerEn.Ir

بدست می‌آید که در آن از مقاومتهای بایاس و منبع صرفنظر شده است.

ب) در حالتیکه نقطه کار وسط خط بار است نشان دهید : $A_V = V_{CEQ} / V_T$

ج) این رابطه نشان می‌دهد بهره ولتاژ مستقل از پارامترهای ترانزیستور بوده و به نقطه کار بستگی دارد. پس اگر دو ترانزیستور با h_{fe} های مختلف در تقویت‌کننده‌ای استفاده شود بهره ولتاژ یکسانی بدست می‌آید. بنظر شما آیا تناقضی در این مسئله وجود دارد؟ شرح دهید.

د) چه روش و یا روشهایی برای افزایش بهره تقویت‌کننده پیشنهاد می‌کنید.

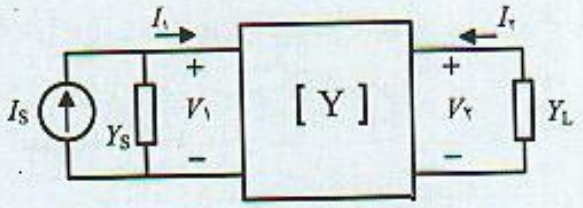
۱-۱۲) در یک شبکه دو قطبی با پارامترهای y که به بار Y_L ختم شده و توسط منبع جریانی با ادمیتانس Y_S بصورت شکل (م ۱-۱۲) تغذیه می‌شود روابط زیر را در مورد آن اثبات کنید.

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{y_f}{y_o + Y_L}$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{y_f Y_L}{y_i y_o - y_r y_f + y_i Y_L}$$

$$Y_{in} = \frac{I_1}{V_1} = y_i - \frac{y_r y_f}{y_o + Y_L}$$

$$Y_{out} = \frac{I_2}{V_2} = y_o - \frac{y_r y_f}{y_i + Y_S}$$



شکل (م ۱-۱۲)

۱-۱۳) با استفاده از تعریف پارامترهای y و صرفنظر از مقاومت r_x در مدار هایبرید π پارامترهای y عناصر BJT را بدست آورده و برای مقادیر مثال (۱-۶) مقادیر عددی ادمیتانسها را در فرکانسهای ۱ و ۱۰ مگا هرتز محاسبه کنید.

۱-۱۴) پارامترهای y ترانزیستور ۲N۴۹۵۷ و تغییرات آنها بر حسب فرکانس در پیوست (ب) انتهای کتاب ترسیم شده است.

الف) مقادیر مقاومتی عناصر مدار π را مشخص کنید.

ب) با فرض $C_\mu = ۲\ pF$ و $f_T = ۶۰۰\ MHz$ مدار معادل کامل π را مشخص کنید.

۱-۱۵) دو ترانزیستور BJT با پارامترهای y مشابه و با یک نقطه کار به موازات هم وصل شده‌اند پارامترهای مجموعه دو ترانزیستور را تعیین کنید.

۱-۱۶) پارامترهای y ترانزیستور BJT را در حالت بیس مشترک بر حسب عناصر مدار معادل π مشخص کنید.

۱-۱۷) پارامترهای y ترانزیستورهای FET را در حالت گیت مشترک بر حسب عناصر مدار معادل فرکانس بالا مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱-۱۸) مسئله ۱-۱۷ را در حالت درین مشترک حل کنید.

۱-۱۹) در یک عنصر JFET با مقادیر داده شده زیر مدار معادل فرکانس بالا را مشخص و رسم کنید.

$$g_{fs} = ۵\ m\Omega^{-1},\ C_{iss} = ۶\ pF,\ C_{rss} = ۲\ pF,\ C_{oss} = ۴\ pF,\ y_{os} = ۲۰\ m\Omega^{-1}$$

۱-۲۰) مشابه با عناصر BJT می‌توان فرکانس بهره واحد برای ترانزیستور FET در نظر گرفت. این فرکانس را برای این عناصر بر حسب پارامترهای مدار معادل مشخص کنید.

۱-۲۱) مقادیر زیر در مورد ترانزیستور JFET به شماره ۲N۳۸۲۳ در کتاب اطلاعاتی داده شده است. مدار معادل فرکانس بالا را محاسبه کنید.

$$g_{fs} = ۵\ m\Omega^{-1},\ C_{iss} = ۴\ pF,\ C_{rss} = ۰٫۹\ pF,\ C_{oss} = ۳\ pF,\ y_{os} = ۱۰\ m\Omega^{-1}$$

۱-۲۲) پارامترهای h در فرکانس پایین اساس تجزیه وتحلیل مدارها هستند. اما می‌توان با اصلاح آنها برای بررسی در در فرکانسهای بالا نیز استفاده نمود.

الف) با استفاده از مدار معادل π ترانزیستورهای BJT پارامتر $h_{ie}(s)$ را تعیین کنید. محل صفر و قطب آنرا مشخص و قدر مطلق آنرا بر حسب فرکانس رسم کنید.

ب) فرض (الف) را در مورد $h_{re}(s)$ تکرار کنید.

ج) مهمترین مزیت مدار معادل هایبرید π در مقایسه با پارامترهای y و h چیست؟ توضیح دهید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۲

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه

مقدمه

از خصوصیات مهم تقویت‌کننده‌ها **پاسخ فرکانس** آنها است. چنانچه در یک تقویت‌کننده عنصر ذخیره‌کننده انرژی (خازن و سلف) وجود نداشته باشد و عنصر فعال آن محدودیت فرکانس نداشته باشد، بهره تقویت‌کننده از فرکانس صفر تا نامحدود ثابت و مستقل از فرکانس خواهد بود. اما وجود خازنهای کوپلاژ و بای‌پس سبب می‌شود که بهره تقویت‌کننده در فرکانس پایین کم شود. علت آن است که راکتانس این خازنها در فرکانس‌های پایین زیاد است. علاوه‌بر آن محدودیت فرکانس بالای ترانزیستور که در فصل اول مطرح شد سبب می‌شود بهره تقویت‌کننده در فرکانس بالا نیز کاهش یابد به این دلیل که با افزایش فرکانس راکتانس خازنهای داخلی ترانزیستور کاهش می‌یابند.

در این فصل ابتدا خصوصیات کلی تقویت‌کننده‌ها مطرح و سپس پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه بررسی خواهد شد.

۲-۱ طبقه‌بندی تقویت‌کننده‌ها

تقویت‌کننده‌ها از جنبه‌های مختلفی تقسیم‌بندی می‌شوند که مهمترین آنها:

الف) فرکانس کار معمولاً از نظر محدوده فرکانس کار به انواع تقویت‌کننده‌های فرکانس صوتی از ۲۰ Hz

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تا kHz ۲۰ و تقویت‌کننده تصویر با پهنای باندی از HZ ۲۰ تا چند MHz هستند. تقویت‌کننده فرکانس رادیویی دارای بهره زیاد در یک فرکانس مرکزی و پهنای باند کم می‌باشند. تقویت‌کننده VHF با فرکانس مرکزی از چند MHz ۱۰ تا MHz ۳۰۰ و انواع UHF دارای فرکانس کار چند MHz ۱۰۰ تا GHz ۱ می‌باشند.

ب) نقطه کار از جهت نقطه کار معمولاً به انواع کلاس A ، B ، AB و C تقسیم‌بندی می‌شوند که هر کدام در عمل کاربرد خاصی دارند.

ج) کاربرد از نظر کاربرد معمولاً به تقویت‌کننده‌های ولتاژ، جریان و یا توان تقسیم می‌شوند.

در حالت کلی بار یک تقویت‌کننده امپدانس است که مهمترین آنها در کاربردهای معمول **بار مقاومتی** و **مدار تشدید** (*RLC*) است. تقویت‌کننده‌های کلاس A در کاربردهای خطی و دامنه‌های کم سیگنال ورودی بکار می‌روند. انواع کلاس B و AB برای تقویت‌کننده‌های توان خطی و با بار مقاومتی مورد استفاده قرار می‌گیرند. تقویت‌کننده‌های کلاس C عموماً برای طبقات قدرت فرکانس بالا همراه با مدار تشدید به عنوان بار استفاده می‌شود که راندمان بالاتری دارند.

در تمام متن این کتاب تقویت‌کننده‌های سیگنال کوچک کلاس A با مقاومت اهمی بعنوان بار کلکتور مورد بحث قرار گرفته و پاسخ فرکانس آنها بررسی می‌شوند.

۲-۲ اعوجاج در تقویت‌کننده‌ها

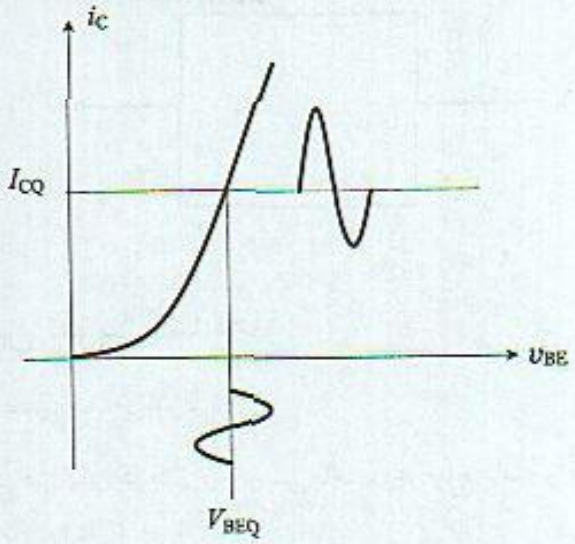
پاسخ یک تقویت‌کننده ایده‌آل کلاس A به یک سیگنال سینوسی، یک موج سینوسی است. اما عملاً خروجی مشابه ورودی نیست و این بخاطر اعوجاجی است که ممکن است در تقویت سیگنال ورودی ایجاد شود. این اعوجاج می‌تواند در اثر خاصیت غیر خطی عنصر فعال و یا تاثیر خود مدار باشد. در این بخش انواع اعوجاجی که در تقویت‌کننده بوجود می‌آید مطرح می‌شود.

اعوجاج غیر خطی این اعوجاج ناشی از خاصیت غیر خطی عنصر فعال است که سبب می‌شود مولفه‌های فرکانسی جدیدی در خروجی ظاهر شود. به همین علت بعنوان **اعوجاج هارمونیک** نیز نامبرده می‌شود. بعنوان مثال ترانزیستور BJT که ورودی آن پیوند p-n است و در حالت عادی در یک نقطهٔ کار ثابت بایاس می‌شود، دارای مشخصه جریان -ولتاژ بصورت نمایی است. وقتی سیگنال ولتاژ ورودی با دامنهٔ بزرگ به آن اعمال می‌شود در سیکل مثبت بعلت شیب زیاد مشخصه نمایی، ترانزیستور جریان زیادی را هدایت می‌کند. برعکس در سیکل‌های منفی دامنه تغییرات جریان کلکتور، به علت عدم تقارن مشخصه نمایی، کمتر می‌باشد. بنابراین شکل موج خروجی از یک طرف کشیده شده و سیگنال خروجی دچار اعوجاج می‌شود که در شکل (۲-۱) ملاحظه می‌شود. در شرایط سیگنال کوچک که دامنه ورودی کوچک است از آثار غیر خطی مشخصه نمایی دیود بیس-امیتر می‌توان صرفنظر کرد و رابطهٔ جریان کلکتور بر حسب ولتاژ بیس-امیتر را بصورت $i_c = g_m v_\pi$ دانست که رابطهٔ خطی و اعوجاج هارمونیک بوجود نمی‌آید.

اعوجاج دامنه و فاز بهرهٔ یک تقویت‌کننده در حالت کلی عددی مختلط است که فاز و قدر مطلق آن تابع فرکانس است. بنابراین چنانچه سیگنالی با مولفه‌های فرکانسی مختلف در ورودی تقویت‌کننده قرار گیرد مولفه‌های مختلف با بهره‌های متفاوتی تقویت و **اعوجاج دامنه** (amplitude distortion) را سبب می‌شوند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۱ اعوجاج غیر خطی در تقویت‌کننده

هم چنین مولفه‌های مختلف فرکانسی تاخیرهای مختلفی پیدا نموده و **اعوجاج فاز** (phase distortion) را بوجود می‌آورند.

چنانچه در تقویت‌کننده شکل (۲-۲) سیگنال ورودی شامل دو مولفه فرکانسی مختلف بصورت:

$$v_i(t) = V_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

قرار گیرد سیگنال خروجی در حالت کلی:

$$v_o(t) = A_1 V_1 \sin(\omega_1 t - \theta_1 + \varphi_1) + A_2 V_2 \sin(\omega_2 t - \theta_1 + \varphi\omega_2) \qquad (۲-۲ \text{ الف})$$

است. رابطه فوق را می‌توان بصورت (۲-۲ ب) نیز نشان داد.

$$v_o(t) = A_1 V_1 \sin\left[\omega_1\left(t - \frac{\theta_1}{\omega_1}\right) + \varphi_1\right] + A_2 V_2 \sin\left[\omega_2\left(t - \frac{\theta_2}{\omega_2}\right) + \varphi_2\right] \qquad (۲-۲ \text{ ب})$$

در صورتی تقویت سیگنال بدون اعوجاج است که پاسخ مدار به ورودی $v(t)$ بصورت $A\,v(t - t_0)$ باشد. یعنی مقداری تقویت همراه با تاخیر، این حالت با فرض آن است که رابطهٔ ورودی و خروجی خطی است و اعوجاج غیر خطی بوجود نمی‌آید. بنابراین هنگامی می‌توان گفت خروجی تقویت شده ورودی و بدون اعوجاج است که برای دو سیگنال سینوسی با دو فرکانس مختلف رابطه (۲-۳) برقرار باشد.

$$A_1 = A_2 \quad , \quad \frac{\theta_1}{\omega_1} = \frac{\theta_2}{\omega_2} = D \qquad (۲-۳)$$

شرط $A_1 = A_2$ به معنی آن است که قدر مطلق پاسخ فرکانس در تمام فرکانسها مقدار ثابت باشد. شرط دوم نشان می‌دهد چنانچه اختلاف فاز مدار متناسب به فرکانس باشد اعوجاج فاز در تقویت بوجود نمی‌آید و خروجی تقویت شده ورودی با مقدار تاخیر زمانی خواهد بود. هم‌چنین اگر تاخیر برای تمام فرکانسها ثابت باشد اعوجاج فاز نیز وجود ندارد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

شکل ۲-۲ تقویت‌کننده با ورودی $v_i(t)$ و خروجی $v_o(t)$

۲-۳ تقسیم‌بندی باند فرکانس تقویت‌کننده‌ها

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده به سه ناحیه تقسیم بند می‌شود:

باند پایینی در این باند راکتانس زیاد خازنهای کوپلاژ و بای‌پس باعث اعوجاج دامنه و فاز می‌شوند و خازنهای داخلی ترانزیستورها امپدانس بالایی دارند.

باند میانی در باند میانی فرکانس به اندازه کافی زیاد است بطوریکه اثر راکتانس‌های خازن کوپلاژ و بای‌پس ناچیز است و در عین حال فرکانس آنقدر کم است بطوریکه راکتانس خازنهای داخلی ترانزیستور زیاد می‌باشند. در این باند پاسخ فرکانس از نظر دامنه ثابت و تاخیر تمام مولفه‌های ثابت است و با فرض خطی بودن مشخصه عنصر فعال اعوجاجی وجود ندارد.

باند بالایی در باند بالایی خازنهای داخلی ترانزیستور امپدانس کمی پیدا کرده اعوجاج فرکانس و فاز را سبب می‌شوند.

۲-۴ مدار معادل تقویت‌کننده در باندهای فرکانسی مختلف

در فرکانس پایین یک تقویت‌کننده مانند فیلتر بالا گذر عمل می‌کند. شکل (۲-۳) یک فیلتر بالا گذر RC را بعنوان مدار معادل باند پایینی نشان می‌دهد که دارای تابع انتقال:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \qquad (۲-۴)$$

است. تابع انتقال دارای یک صفر در $s = 0$ و یک قطب در $s = -\frac{1}{R_1 C_1}$ می‌باشد. قدر مطلق و فاز پاسخ فرکانس مدار با تعریف $\omega_L = \frac{1}{R_1 C_1}$ بصورت:

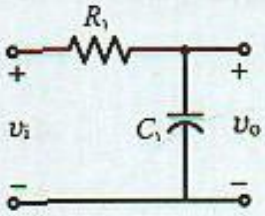
$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2}} \qquad (۲-۵\text{الف})$$

$$\angle H(j\omega) = \tan^{-1}(\omega_L / \omega) \qquad (۲-۵\text{ب})$$

می‌باشند. در فرکانس $\omega = \omega_L$ امپدانس خازن با مقاومت R مساوی است. در این فرکانس نصف توان سیگنال ورودی به خروجی منتقل شود. از این جهت به f_L **فرکانس قطع** ۳ dB **پایین** گفته می‌شود.

POWEREN.IR

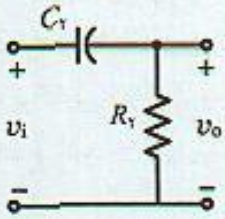
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳ مدار معادل تقویت‌کننده در فرکانس پایین

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad (۲-۶)$$

در فرکانس بالا تقویت‌کننده مانند فیلتر پایین گذر عمل می‌کند و مدار معادل ساده شده در شکل (۲-۴) نشان داده شده است.



شکل ۲-۴ مدار معادل تقویت‌کننده در فرکانس بالا

تابع انتقال مدار معادل فرکانس بالا بصورت:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + R_2 C_2 s} \qquad (۲-۷)$$

است و شامل یک قطب در $s = -\frac{1}{R_2 C_2}$ می‌باشد. عبارت قدر مطلق و فاز این تابع انتقال:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2}} \qquad (۲-۸\text{الف})$$

$$\angle H(j\omega) = \tan^{-1}(\omega / \omega_H) \qquad (۲-۸\text{ب})$$

می‌باشند. ω_H **فرکانس قطع ۳ dB بالا** نام داشته و از رابطه (۲-۸ج) بدست می‌آید.

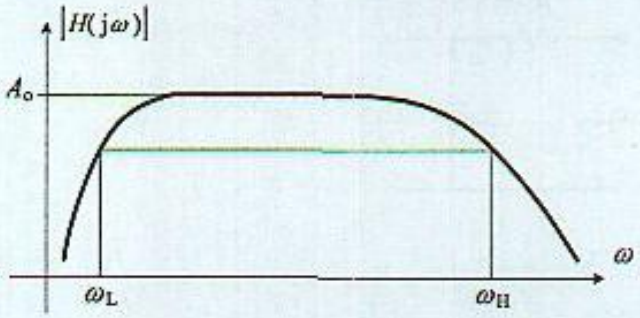
$$\omega_H = \frac{1}{R_2 C_2} \quad , \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \qquad (۲-۸\text{ج})$$

قدر مطلق پاسخ فرکانس کامل یک تقویت‌کننده و فرکانسهای قطع بالا و پایین آن در شکل (۲-۵) نشان داده شده است.

پهنای باند تقویت‌کننده پهنای باند تقویت‌کننده عموماً تفاضل فرکانس‌های قطع ۳ dB بالا و پایین تعریف می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۵ پاسخ فرکانس کامل (قدر مطلق) تقویت‌کننده

$$BW = f_H - f_L \qquad (۲-۹)$$

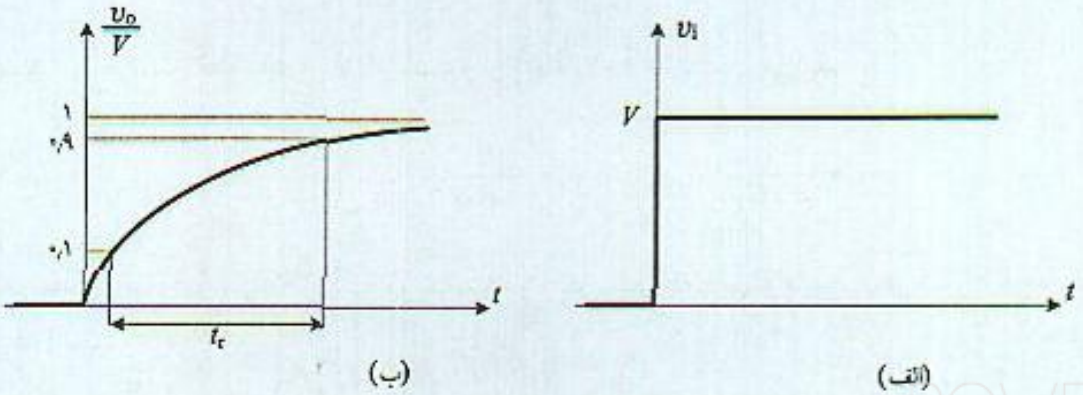
سیگنال‌هایی که در داخل محدوده پهنای باند قرار می‌گیرند بدون اعوجاج تقویت می‌شوند. ورودی‌هایی که دارای مولفه‌های فرکانسی حوالی f_H و f_L می‌باشند اعوجاج قابل ملاحظه‌ای پیدا می‌کنند. معمولاً تقویت‌کننده چنان طرح می‌شود که طیف فرکانس سیگنال ورودی در پهنای باند تقویت‌کننده واقع شود تا اعوجاجی در سیگنال خروجی وجود نداشته باشد.

۲-۵ پاسخ پله و پاسخ سیگنال مربعی تقویت‌کننده‌ها

یک معیار مهم کارآیی تقویت‌کننده پاسخ آن به سیگنال **پله** است. در این بخش رابطهٔ بین پهنای باند تقویت‌کننده و پاسخ پله آن برای حالتی که تقویت‌کننده دارای یک قطب فرکانس بالا و یا یک قطب فرکانس پایین است بدست می‌آید.

چنانچه تقویت‌کننده‌ای دارای یک قطب فرکانس بالا باشد در اینصورت می‌توان مدار معادل آنرا بصورت فیلتر بالاگذر شکل (۲-۴) در نظر گرفت. پاسخ این مدار به پله ورودی با دامنه V بصورت شکل (۲-۶ الف) سیگنال نمایی با رابطه (۲-۱۰) است و در شکل (۲-۶ ب) نشان داده شده است.

$$v_o(t) = V\left[1 - \exp\frac{-t}{R_2 C_2}\right] \qquad (۲-۱۰)$$



شکل ۲-۶ پاسخ پله یک تقویت‌کننده: الف) ورودی، ب) خروجی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEb.ir

زمان لازم برای رسیدن خروجی از ۰٫۱ مقدار نهایی به ۰٫۹ مقدار نهایی **زمان صعود** (risc time) نامیده می‌شود که نشان‌دهندهٔ سرعت پاسخ تقویت‌کننده است. با استفاده از رابطهٔ (۲-۹) می‌توان نشان داد که زمان لازم برای رسیدن به ۰٫۱ مقدار نهایی:

$$t_1 = 0{,}1\, R_2 C_2$$

هم‌چنین زمان رسیدن به ۰٫۹ مقدار نهایی:

$$t_2 = 2{,}3\, R_2 C_2$$

است و بنابراین زمان صعود $t_r = t_2 - t_1 = 2{,}2 R_2 C_2$ خواهد بود. با توجه به مقدار $f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ در نتیجه زمان صعود از رابطه (۲-۱۱) بدست می‌آید.

$$t_r = \frac{2{,}2}{2\pi f_H} = \frac{0{,}35}{f_H} \qquad (۲-۱۱)$$

رابطهٔ (۲-۱۱) نشان می‌دهد که t_r با عکس f_H متناسب است به این معنی که هر چه f_H بیشتر باشد، پاسخ پله سریعتر و هرچه f_H کمتر باشد پاسخ پله کندتر است. بنابراین اثر قطب فرکانس بالا بر پاسخ پله در سرعت پاسخ می‌باشد.

برای بررسی اثر قطب فرکانس پایین بر پاسخ سیگنال پله از مدار فیلتر پایین گذر شکل (۲-۳) استفاده می‌شود. پاسخ این مدار به سیگنال پله:

$$v_o(t) = V \exp\left(\frac{-t}{R_1 C_1}\right) \qquad (۲-۱۲ \text{ الف})$$

است با فرض بزرگ بودن ثابت زمانی $\tau = R_1 C_1$ با بسط تابع نمایی و در نظر گرفتن دو عبارت اول آن، تقریب خطی از خروجی بصورت رابطه (۲-۱۲ ب) بدست می‌آید که در شکل (۲-۷) نشان داده شده است.

$$v_o(t) = V\left(1 - \frac{t}{R_1 C_1}\right) \qquad (۲-۱۲ \text{ ب})$$

ملاحظه می‌شود اعوجاجی در خروجی وجود دارد که عموماً **اعوجاج کجی** (tilt) نامیده می‌شود. برای معرفی معیاری برای میزان کجی، مقدار کجی در مدت زمان مشخص T_1 بصورت درصدی از حداکثر ولتاژ خروجی با رابطه (۲-۱۳ الف) بیان می‌شود.

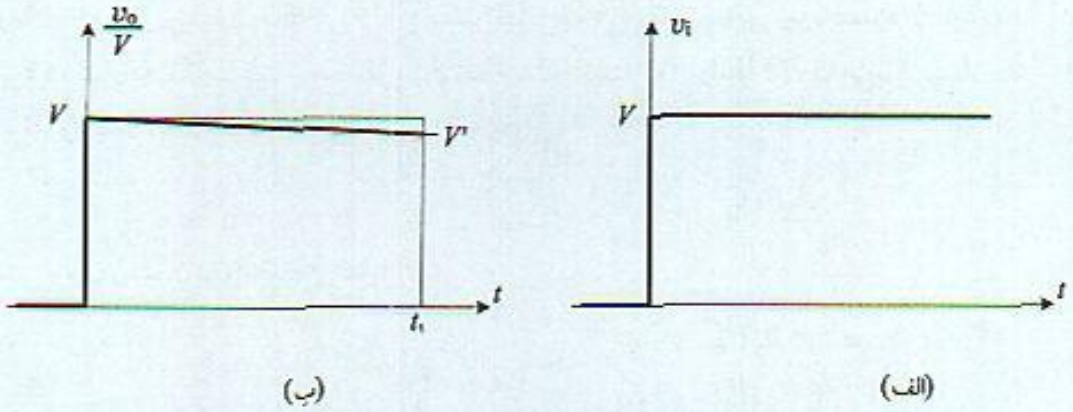
$$P = 100\frac{V - V'}{V} = 100\frac{\Delta V}{V} = 100\frac{T_1}{R_1 C_1} \qquad (۲-۱۳ \text{ الف})$$

با توجه به رابطه $\omega_L = \frac{1}{R_1 C_1}$، رابطه فوق را می‌توان بصورت رابطه (۲-۱۳ ب) نیز نوشت.

$$P = 100\, T_1 \omega_L \qquad (۲-۱۳ \text{ ب})$$

POWEREN.IR

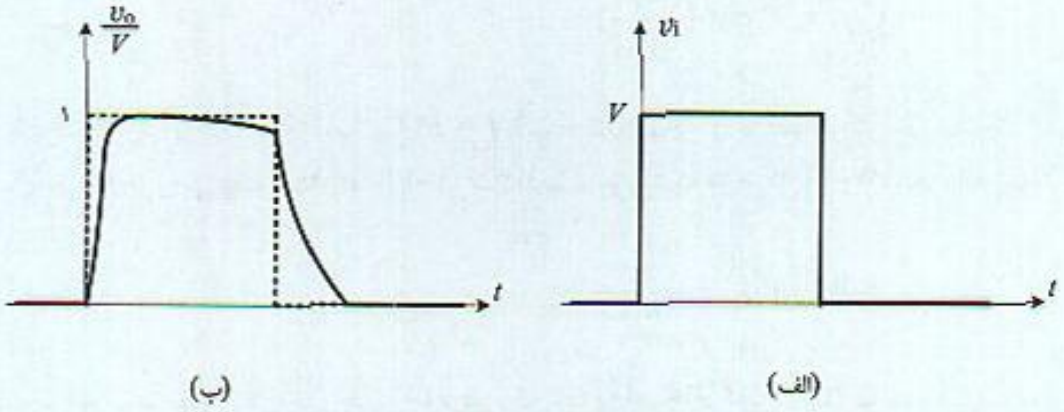
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۷ پاسخ پله تقویت‌کننده با قطب فرکانس پایین و اعوجاج کجی

این رابطه نشان می‌دهد اثر قطب فرکانس پایین در کجی موجود در پاسخ پله ظاهر شده و هر چه فرکانس قطع پایین بیشتر باشد میزان کجی حاصل نیز بیشتر خواهد بود.

پاسخ سیگنال مربعی چنانچه پالس مربعی در ورودی یک تقویت‌کننده با یک قطب فرکانس پایین و یک قطب فرکانس بالا واقع شود، قطب فرکانس بالا سبب می‌شود که پاسخ دارای حالت گذرا و دارای زمان صعود باشد. قطب فرکانس پایین سبب می‌شود در سطح پالس خروجی مقداری کجی بوجود آید. شکل (۲-۸) شکل موج خروجی را نشان می‌دهد. با اندازه‌گیری زمان صعود و مقدار کجی می‌توان مشخصات مدار مانند f_H و f_L را بدست آورد.



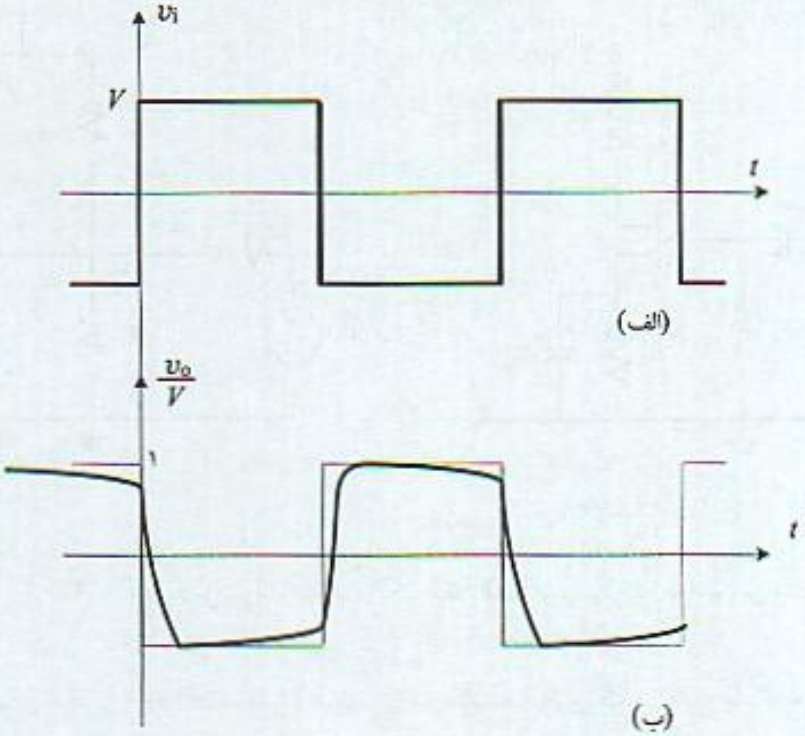
شکل ۲-۸ پاسخ تقویت‌کننده با یک قطب فرکانس پایین و بالا به پالس مربعی: الف) ورودی ، ب) خروجی

آزمایش تقویت‌کننده با سیگنال مربعی یک آزمایش مهم در مورد تقویت‌کننده‌های باند وسیع ، آزمایش آنها با سیگنال مربعی و اندازه‌گیری مشخصات تقویت‌کننده است. شکل (۲-۹) پاسخ کلی تقویت‌کننده را به سیگنال مربعی نشان می‌دهد که با اندازه‌گیری زمان صعود t_r و مقدار کجی P می‌توان قطب فرکانس بالا و پایین را بدست آورد و از آنجا پهنای باند تقویت‌کننده را محاسبه کرد.

مقدار درصد کجی برای سیگنال مربعی متناوب با فرکانس $f = \frac{1}{T}$ و **زمان کار** (duty cycle) ۵۰٪، با

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۹ پاسخ کامل موج مربعی یک تقویت‌کننده به سیگنال مربعی

توجه به رابطه (۲-۱۳) و این نکته $T_1 = \frac{T}{2}$

$$P = 100\frac{T_1}{R_1 C_1} = 100\frac{T}{2R_1 C_1}$$

با توجه به رابطه $f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$، مقدار درصد کجی:

$$P = 100\pi\frac{f_L}{f} \qquad (۲-۱۴)$$

که f_L فرکانس قطع ۳ dB پایین و f فرکانس موج مربعی ورودی است. بنابراین فرکانس قطع ۳ dB بالا و پایین مدار از رابطه (۲-۱۵) بدست می‌آیند.

$$f_H = \frac{0.35}{t_r} \quad , \quad f_L = \frac{f}{100\pi}P \qquad (۲-۱۵)$$

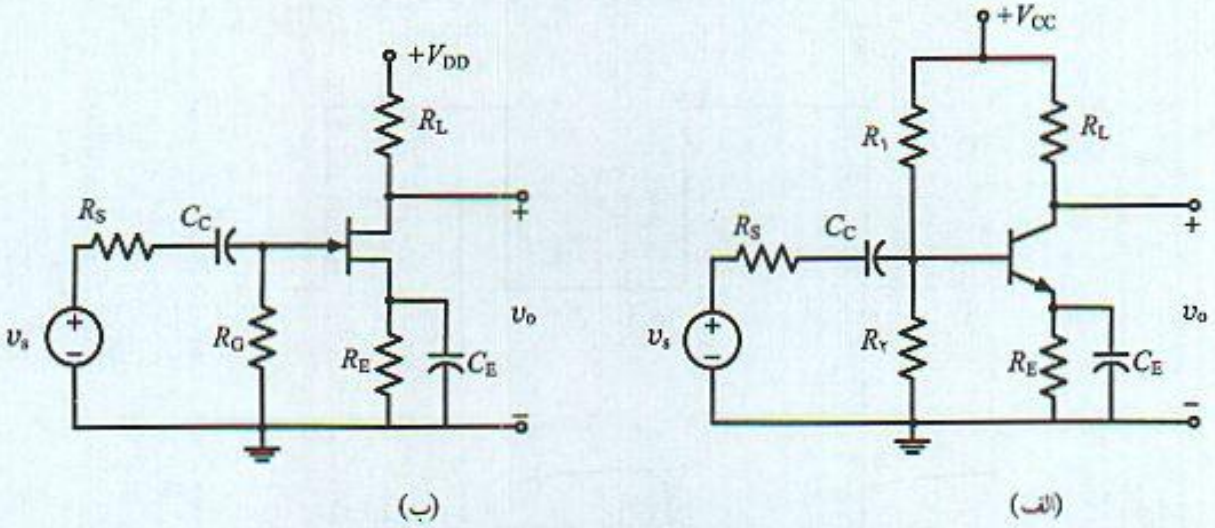
که در آن P در صد کجی و t_r زمان صعود می‌باشند.

۲-۶ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه

شکل (۲-۱۰) تقویت‌کننده یک طبقه امیتر مشترک و سورس مشترک کامل را نشان می‌دهد. بررسی کامل و دقیق این مدارها کار ساده‌ای نیست. زیرا اگر مدار معادل ترانزیستور BJT در تقویت‌کننده امیتر مشترک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

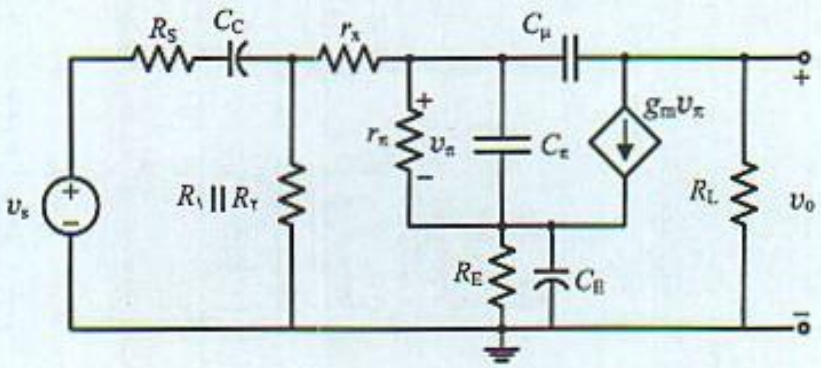


شکل ۲-۱۰ مدار کامل تقویت‌کننده‌های یک طبقه: الف) امیتر مشترک، ب) سورس مشترک

جایگزین شود مدار شکل (۲-۱۱)، شامل ۴ عنصر ذخیره‌کننده انرژی بدست می‌آید. تابع انتقال این مدار شامل چهار قطب و تعدادی صفر است. بررسی کامل و دقیق این مدارها و یافتن محل دقیق صفر و قطب‌ها به روش معمول مشکل و به محاسبات عددی نیاز است. اما کامپیوتر همیشه در دسترس نیست و علاوه‌بر آن روشهای کامپیوتری دید منطقی نسبت به مدار بدست نمی‌دهند. به عنوان مثال برای طراح مشخص نمی‌کنند چه عاملی بر روی فرکانس قطع پایین یا بالا اثر تعیین‌کننده دارد. در عمل روشهای ساده‌تری باید بکار برد تا محاسبات آسانتر شده و به روابط و نکات ساده‌ای منجر شود تا در طرح مدار مفید باشند.

یکی از روشهای بررسی ساده کردن مدار است. همانطور که در بخش قبل مشخصه فرکانسی بهره تقویت‌کننده به ۳ باند مجزا تقسیم شد، این تقسیم‌بندی را برای مدارهای یاد شده نیز می‌توان بکار برد:

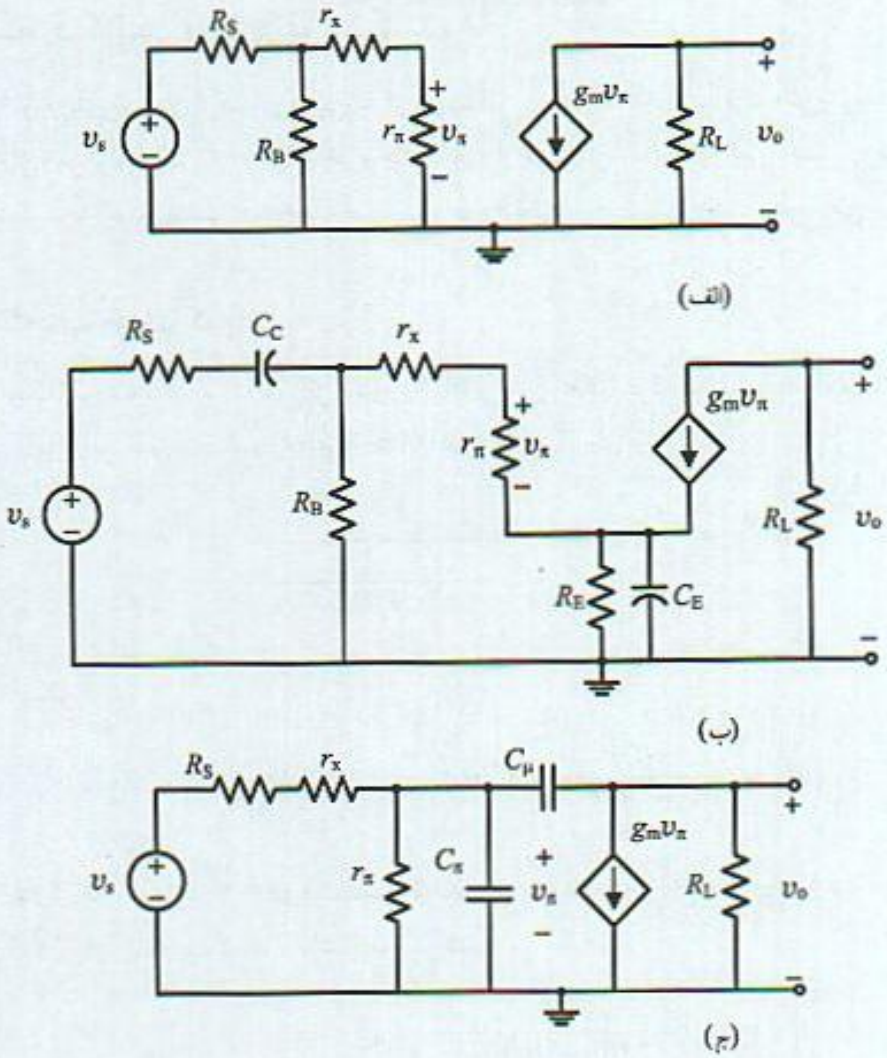
باند میانی در این باند، فرکانس کار آنقدر بالا است که خازنهای کوپلاژ و بای‌پس با امپدانس کم و بصورت اتصال کوتاه عمل می‌کنند. از طرف دیگر، فرکانس آنقدر زیاد نیست که خازنهای داخلی ترانزیستور امپدانس کمی داشته باشند. بنابراین از تمام خازنهای مدار می‌توان صرفنظر نمود و مدار معادل



شکل ۲-۱۱ مدار معادل کامل تقویت‌کننده امیتر مشترک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۱۲ مدار معادل تقویت‌کننده امیتر مشترک در باندهای فرکانسی مختلف:
الف) باند میانی، ب) باند پایین، ج) باند بالا

باند میانی را بصورت شکل (۲-۱۲ الف) بدست آورد. با این مدار معادل می‌توان بهرهٔ باند میانی تقویت‌کننده را بدست آورد.

باند پایین در فرکانسهای پایین خازنهای کوپلاژ و بای‌پس امپدانس زیاد و مقدار قابل ملاحظه‌ای دارند و از اثر خازنهای داخلی ترانزیستور می‌توان صرفنظر کرد. مدار معادل در این باند در شکل (۲-۱۲ ب) ملاحظه می‌شود. در طرح مدار لازم است مقادیر این خازنها را برای فرکانس قطع پایین مورد نظر انتخاب نمود.

باند بالا در فرکانسهای بالا می‌توان از اثر خازنهای کوپلاژ و بای‌پس صرفنظر نمود، اما خازنهای داخلی ترانزیستور دارای امپدانس کمی هستند. مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک در شکل (۲-۱۲ ج) ملاحظه می‌شود.

بررسی تقویت‌کننده‌ها در باند میانی در دروس الکترونیک ۱ و الکترونیک ۲ بطور مفصل انجام می‌شود. در بخش‌های آینده بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌ها یک طبقه در باند پایینی و باند بالایی مطرح و نکات لازم در طراحی مدار مورد بحث قرار می‌گیرد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲-۷ پاسخ فرکانس پایین تقویت‌کننده‌ها

خازنهای کوپلاژ و بای‌پس در فرکانس پایین دارای راکتانس زیاد هستند و باعث می‌شوند مشخصات تقویت‌کننده مثل بهره، امپدانس ورودی و خروجی تابعی از فرکانس شوند. در این بخش روش بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌ها برای داشتن مشخصه مناسب و مورد نظر در فرکانس پایین مطرح می‌شود.

۲-۷-۱ انتخاب خازن کوپلاژ

شکل (۲-۱۳) یک تقویت‌کننده ساده با ترانزیستور FET و مدار معادل فرکانس پایین آنرا نشان می‌دهد. تابع انتقال فرکانس پایین این تقویت‌کننده رابطه (۲-۱۶) است.

$$H_L(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{s}{s + \dfrac{1}{(R_S + R_B)\,C_C}} \qquad (۲-۱۶)$$

و A_o بهره باند میانی :

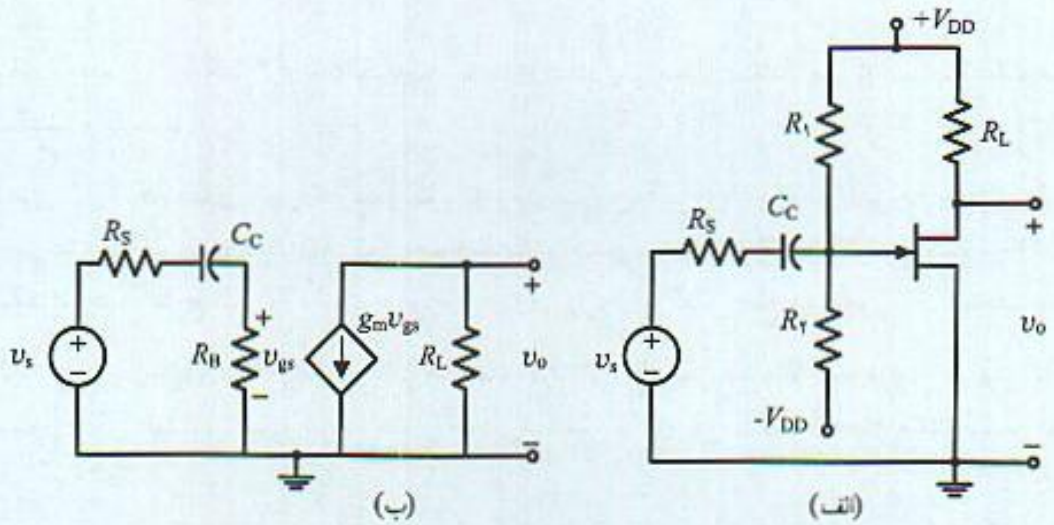
$$A_o = \frac{-R_B}{(R_S + R_B)\,C_C}\, g_m R_L \qquad (۲-۱۷)$$

است.

تابع انتقال دارای یک صفر در $s = 0$ و یک قطب فرکانس پایین در $s_p = \dfrac{-1}{(R_B - R_S)\,C_C}$ است. این قطب فرکانس قطع ۳ dB پایین تقویت‌کننده را مشخص می‌کند.

$$\omega_L = |s_p| = \frac{1}{(R_B + R_S)\,C_C} \qquad (۲-۱۸)$$

برای اینکه فرکانس قطع ۳ dB از مقدار خاصی کوچکتر باشد لازم است خازن کوپلاژ را حداقل مقدار



شکل ۲-۱۳ تقویت‌کننده سورس مشترک با عناصر FET : الف) مدار کامل، ب) مدار معادل فرکانس پایین

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C_C \geq \frac{۱}{۲\pi f_L (R_S + R_B)} \qquad (۱۹-۲)$$

انتخاب نمود.

مثال ۲-۱

در تقویت‌کننده شکل (۲-۱۳) مقادیر زیر داده شده‌اند

$$R_S = ۵۰\ k\Omega,\ R_B = R_۱ \parallel R_۲ = ۵۰۰\ k\Omega\ ,\ g_m = ۳\ m\Omega^{-۱}\ ,\ \ R_L = ۱\ k\Omega$$

الف) بهره باند میانی و خازن C_C را برای فرکانس قطع ۳ dB، ۵۰ Hz تعیین کنید.

ب) پاسخ فرکانس این تقویت‌کننده را رسم کنید.

ج) پاسخ پله مدار با دامنه ورودی ۱ mV را تعیین و رسم نمایید.

د) با استفاده از پاسخ پله، پاسخ موج مربعی این مدار را مشخص کنید.

الف) با توجه به روابط بدست آمده در بخش قبل بهره باند میانی و مقدار خازن :

$$A_o = -\frac{R_B}{R_S + R_B} g_m R_L = -۲٫۷۲$$

$$C_C = \frac{۱}{۲\pi f_L (R_S + R_B)} = \frac{۱}{۲\pi \times ۵۰\ (Hz)\ ۵۵۰\ (k\Omega)} = ۵٫۸\ nF$$

و بنابراین تابع انتقال فرکانس پایین مدار :

$$H_L(s) = -۲٫۷۲ \frac{s}{s + ۳۱۴}$$

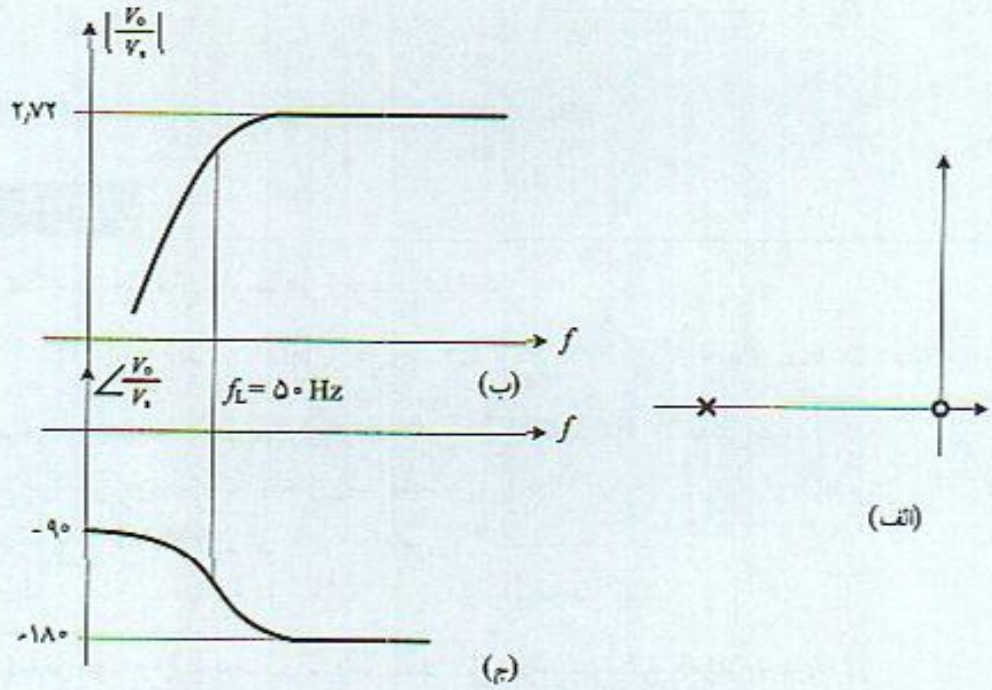
ب) محل صفر و قطب این تابع انتقال و پاسخ فرکانس مدار در شکل (۲-۱۴) نشان داده شده است.

ج) برای بررسی عملکرد و کارآیی تقویت‌کننده در میدان زمان، پاسخ پله آن محاسبه می‌شود. این پاسخ را با حل معادلهٔ دیفرانسیل مربوطه می‌توان بدست آورد. اما از طریق ذهنی می‌توان گفت که در لحظهٔ $t = ۰$ که ورودی دارای پرش ناگهانی است، خازن اتصال کوتاه و این پرش در مقدار بهره باند میانی A_o ضرب شده و در خروجی ظاهر می‌شود. پس پله ورودی ۱ mV، در خروجی با دامنهٔ ۲٫۷۲ mV − ظاهر می‌شود. مقدار نهایی ولتاژ خروجی نیز صفر است چون خازن بطور کامل شارژ شده و در نهایت قطع می‌شود. ثابت زمانی پاسخ پله $\tau = \frac{۱}{\omega_L} = \frac{۱}{۰٫۳۱۷۴} = ۳٫۱۸\ ms$ است. این پاسخ در شکل (۲-۱۵) رسم شده است.

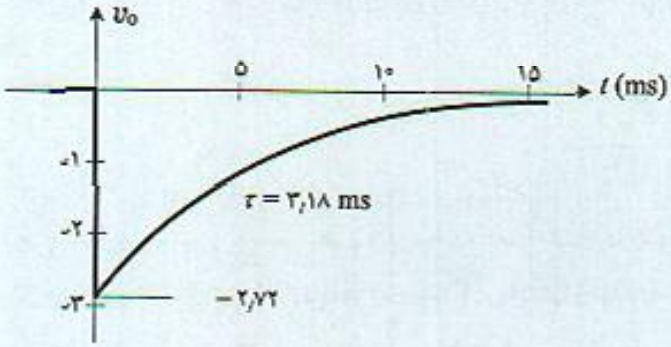
د) چنانچه یک سیگنال مربعی در ورودی این مدار واقع شود، اگر این موج دارای یک مقدار DC باشد پس از خاتمهٔ حالت گذرا این مقدار DC حذف می‌شود. چون تقویت‌کننده بالاگذر است و فرکانسهای بالا را با ضریب ۲٫۷۲- تقویت نموده و فرکانسهای پایین به علت فرکانس قطع ω_L تضعیف می‌شوند. از این جهت کجی در موج مربعی حاصل می‌شود که در شکل (۲-۱۶) رسم شده است. قسمت میراشونده بصورت نمایی و با ثابت زمانی $\tau = \frac{۱}{\omega_L}$ است. با انتخاب مقدار خازن کوپلاژ C_C مناسب می‌توان تقویت‌کننده را چنان طراحی نمود که افت قابل ملاحظه‌ای در سیگنال مربعی خروجی بوجود نیاید.

POWEREN.IR

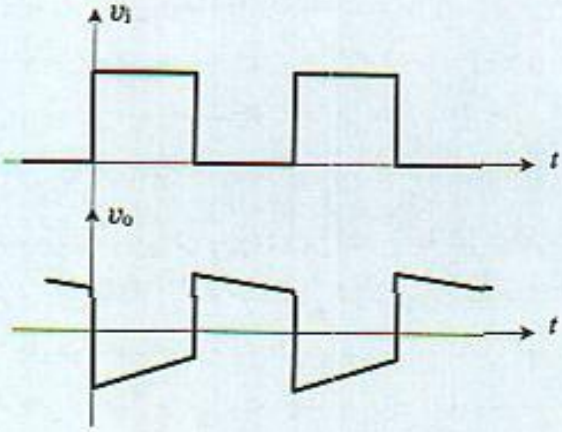
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۱۴ مشخصات تقویت‌کننده مثال (۲-۱) الف) محل صفر و قطب ، ب) قدر مطلق و ج) فاز پاسخ فرکانس



شکل ۲-۱۵ پاسخ پله
تقویت‌کننده مثال ۲-۱ به پله ورودی

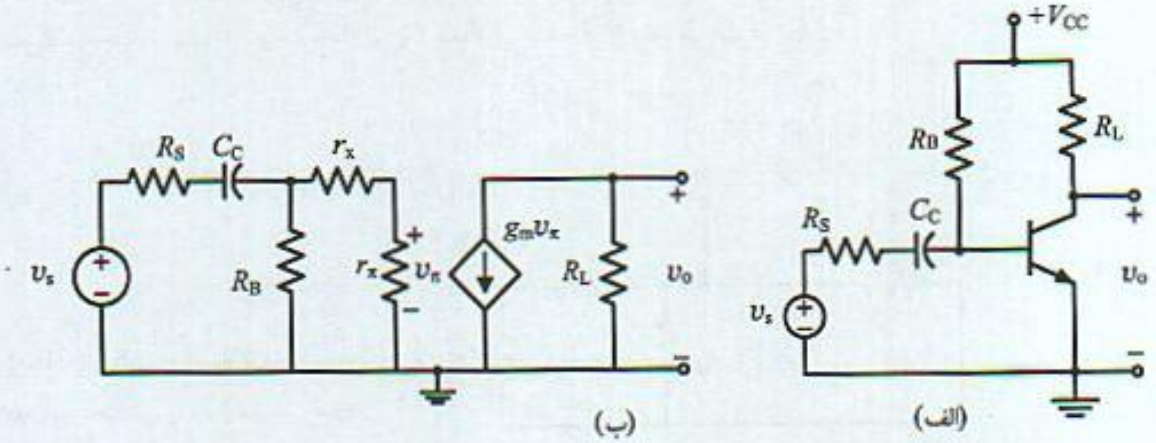


شکل ۲-۱۶ پاسخ سیگنال مربعی
مدار مثال ۲-۱

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

انتخاب خازن کوپلاژ در تقویت‌کنند امیتر مشترک شکل (۲-۱۷) تقویت‌کننده ساده امیتر مشترک با خازن کوپلاژ C_C و مدار معادل فرکانس پایین آنرا نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۷ تقویت‌کننده امیتر مشترک ساده و مدار معادل آن در فرکانس پایین

مدار معادل فرکانس پایین دارای یک عنصر ذخیره کننده انرژی است پس تابع انتقال آن دارای یک فرکانس طبیعی و به عبارت دیگر دارای یک قطب است. در فرکانس صفر بهره این تقویت‌کننده صفر است (خازن اتصال باز) و هم‌چنین در باند میانی خازن اتصال کوتاه و تقویت‌کننده دارای بهرهٔ محدودی است. بنابراین با توجه به این نکات تابع انتقال فرکانس پایین مدار

$$H_L(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{s}{s + s_p} \qquad (۲-۲۰)$$

است. برای محاسبهٔ قطب تابع انتقال، شبکهٔ کلی N در شکل (۲-۱۸) با تابع شبکه ادمیتانس ورودی:

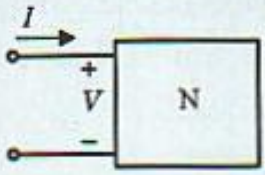
$$I = H(D)\, V$$

را در نظر گرفته، با تبدیل s به D (مشتق)، رابطهٔ فوق را می‌توان به صورت:

$$H(s) = \frac{I}{V}$$

نوشت. با فرض اینکه شبکه تحت تاثیر فرکانسهای طبیعی (حالت گذرا) است و با توجه به اینکه این شرایط با صفر قرار دادن جریان ورودی I (اتصال باز ورودی) انجام می‌شود، بنابراین:

$$I = 0 \quad \Rightarrow \quad H(D)\, V = 0 \quad \text{یا} \quad H(s) = 0$$

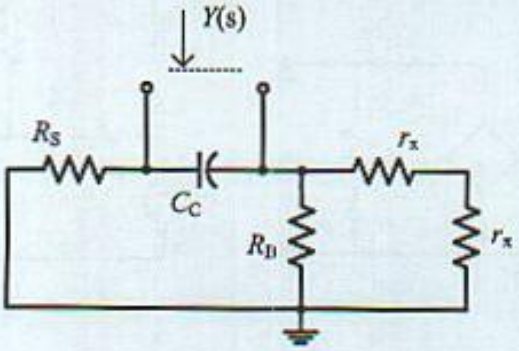


شکل ۲-۱۸ شبکهٔ کلی N

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

رابطهٔ $H(s) = 0$ فرکانس طبیعی (قطبهای) مدار را مشخص می‌کند. بنابراین برای بدست آوردن فرکانس طبیعی از هر دو نقطه مدار، ادمیتانس ورودی از آن دو نقطه مساوی صفر قرار داده می‌شود. معادله حاصل را برحسب s حل تا قطبهای شبکه بدست آید. در مدار معادل شکل (۲-۱۹) ورودی $v_s = 0$ و عبارت ادمیتانس دیده شده از دو سر خازن C_C مساوی صفر قرار داده می‌شود.



شکل ۲-۱۹ مدار معادل برای محاسبه ادمیتانس ورودی دو سر خازن C_C

عبارت $Y(s)$ ادمیتانس از دو سر خازن C_C (در محل قطب) با توجه به مدار شکل (۲-۱۹):

$$Y(s) = s_p C_C + \frac{1}{R_B \parallel (r_x + r_\pi) + R_S} = 0$$

از رابطه فوق محل قطب فرکانس پایین تقویت‌کننده و از آنجا فرکانس قطع ۳ dB پایین مدار با توجه به رابطه (۲-۱۹):

$$\omega_L = |s_p| = \frac{1}{C_C\,[\,R_S + R_B \parallel (r_x + r_\pi)\,]} \qquad \text{(۲-۲۱ الف)}$$

بدست می‌آید. برای محاسبه بهره باند میانی A_o خازن C_C را اتصال کوتاه نموده و بهره مدار تعیین می‌شود. به سادگی می‌توان نشان داد:

$$A_o = \frac{V_o}{V_s}\Big|_{\text{در باند میانی}} = \frac{-R_B}{R_B + R_S}\;\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + (R_B + R_S)} \qquad \text{(۲-۲۱ ب)}$$

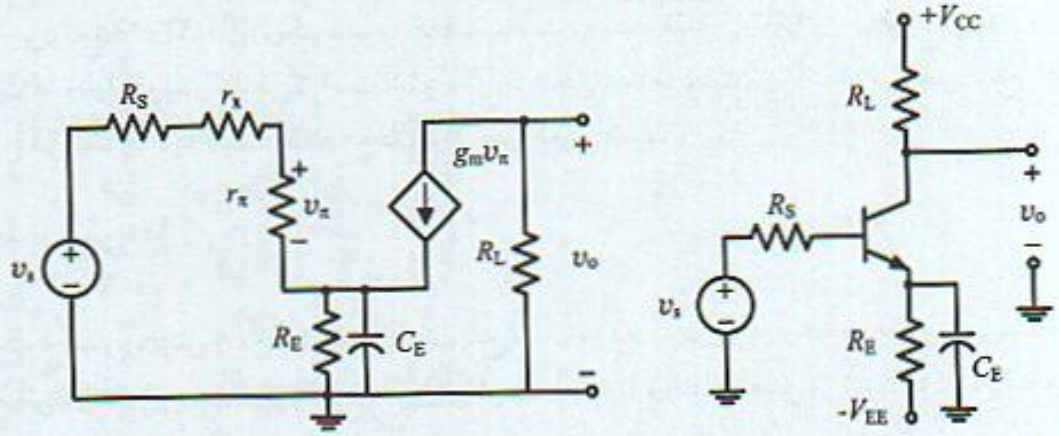
۲-۷-۲ انتخاب خازنهای بای‌پس

اغلب لازم است به جهت پایداری نقطهٔ کار مقاومتی به امیتر یا سورس ترانزیستور اضافه نمود و برای جلوگیری از کاهش تقویت مدار با خازن بای‌پس مناسب مقاومت امیتر و یا سورس را از نظر AC حذف و بای‌پس نمود. این خازن بر رفتار فرکانس پایین تقویت‌کننده اثر دارد.

تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۰) تقویت‌کننده‌ای با عناصر BJT و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. این مدار یک عنصر ذخیره‌کننده انرژی دارد و تابع انتقال آن دارای یک قطب است. چون دارای بهره محدود در باند میانی است و مدار فاقد خازن کوپلاژ می‌باشد، بنابراین شکل کلی تابع انتقال بصورت:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



(ب) (الف)

شکل ۲-۲۰ تقویت‌کننده امیتر مشترک با خازن بای‌پس: الف) تقویت‌کننده، ب) مدار معادل

$$H_L(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{s + s_z}{s + s_p} \qquad (۲-۲۲)$$

می‌باشد. برای محاسبه قطب تابع انتقال s_p، ادمیتانس دیده شده از دو سر خازن C_E مساوی صفر قرار داده می‌شود. از مدار معادل شکل (۳-۲۳) مقاومت دو سر این خازن R_T:

$$R_T = R_E \parallel \frac{R_S + r_x + r_\pi}{1 + \beta_o} \qquad (۲-۲۳ \text{ الف})$$

است و بنابراین محل قطب مدار:

$$s_p C_E = \frac{1}{R_T} = 0 \quad \Rightarrow \quad s_p = -\frac{1}{R_T \times C_E} \qquad (۲-۲۳ \text{ ب})$$

است.

صفر تابع انتقال معادل فرکانسی است که به ازاء آن خروجی مدار صفر می‌شود. برای صفر شدن ولتاژ خروجی در مدار شکل (۲-۲۰ ب) لازم است جریان بیس صفر شود. این امر به معنی آن است که لازم است تقویت‌کننده دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگ، بی‌نهایت، و یا ادمیتانس ورودی صفر باشد. بنابراین کل ادمیتانس موجود در امیتر (در محل صفر تابع انتقال) را معادل صفر قرار داده می‌شود. بنابراین صفر تابع انتقال مدار:

$$s_z C_E + \frac{1}{R_E} = 0 \quad \Rightarrow \quad s_z = -\frac{1}{R_E C_E} \qquad (۲-۲۴ \text{ الف})$$

می‌باشد. A_o بهره باند میانی با اتصال کوتاه کردن خازن C_E بدست می‌آید.

$$A_o = \frac{-g_m r_\pi}{r_x + r_\pi + R_S} R_L \qquad (۲-۲۴ \text{ ب})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

چون تابع (۲-۲۳) دارای یک صفر و یک قطب است محاسبه مقدار C_E برای یک فرکانس قطع مشخص نسبت به خازن کوپلاژ مشکل‌تر است. اما در موارد عملی عموماً قطب تابع انتقال فرکانس قطع ۳ dB را تعیین می‌کند. چنانچه نسبت صفر و قطب برای مدار تعیین شود.

$$\frac{s_p}{s_z} = \frac{R_E}{R_T} \qquad (۲-۲۵)$$

نسبت $\frac{s_p}{s_z}$ همواره بیش از ۱۰ است. یعنی قطب تابع انتقال در فاصله دورتری از محور موهومی نسبت به صفر واقع می‌شود. از این جهت فرکانس قطع پایین توسط قطب تابع انتقال تعیین می‌شود. فرکانس قطع ۳ dB مدار:

$$\omega_L = |s_p| = \frac{1}{C_E R_T} \qquad (۲-۲۶ \text{ الف})$$

و مقدار خازن برای فرکانس قطع مورد نظر از رابطه (۲-۲۶ ب) بدست می‌آید.

$$C_E \geq \frac{1}{R_T \omega_L} \qquad (۲-۲۶ \text{ ب})$$

با توجه به مقدار کم مقاومت R_T مقدار خازن امیتر عموماً چند ده میکروفاراد بدست می‌آید.

مثال ۲-۲

در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۰) با مقادیر

$$R_L = 1\ k\Omega,\quad R_B = 10\ k\Omega,\quad R_S = 0.6\ k\Omega,\quad R_E = 1.2\ k\Omega$$
$$r_x = 50\ \Omega,\ g_m = 100\ m\Omega^{-1},\ \beta_o = 100$$

الف) خازن C_E را برای $f_L = 50$ Hz تعیین کنید.
ب) محل صفر و قطب مدار را مشخص کنید.
ج) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده و پاسخ پله آنرا رسم کنید.

الف) در این مدار مقادیر بهره باند میانی:

$$A_o = \frac{-\beta_o R_L}{R_S + r_x + r_\pi} = -62.25$$

و مقاومت دیده شده دو سر خازن امیتر:

$$R_T = R_E \parallel \frac{R_S \parallel R_B + r_x + r_\pi}{1 + \beta_o} = 1.2 \parallel \frac{0.6 \parallel 10 + 1.05}{101} = 0.0157\ k\Omega$$

می‌باشند. با توجه به مقدار R_T نسبت محل صفر و قطب

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\frac{s_p}{s_z} = \frac{R_E}{R_E} = \frac{۱٫۲}{۰٫۰۱۵V} = ۷۶$$

است و فرکانس قطع ۳ dB مدار توسط قطب و با خازن C_E مشخص می‌شود:

$$C_E = \frac{۱}{R_T\,\omega_L} = \frac{۱}{۲\pi\,(۵۰\ \text{Hz})(۰٫۰۱۵V \times ۱۰^{۳}\Omega)} = ۲۰۲٫۷۵\ \mu F \quad \Rightarrow \quad C_E = ۲۲۰\ \mu F$$

ب) بنابراین محل صفر و قطب تابع انتقال:

$$s_p = -\frac{۱}{C_E R_T} = -۳۱۴\ \text{rad/s}\ ,\quad s_z = -\frac{۱}{C_E R_E} = -۳٫۴۳\ \text{rad/s}$$

ج) تابع انتقال کامل فرکانس پایین این تقویت‌کننده:

$$H_L(s) = -۶۲٫۲۵\ \frac{s + ۳٫۴۳}{s + ۳۱۴}$$

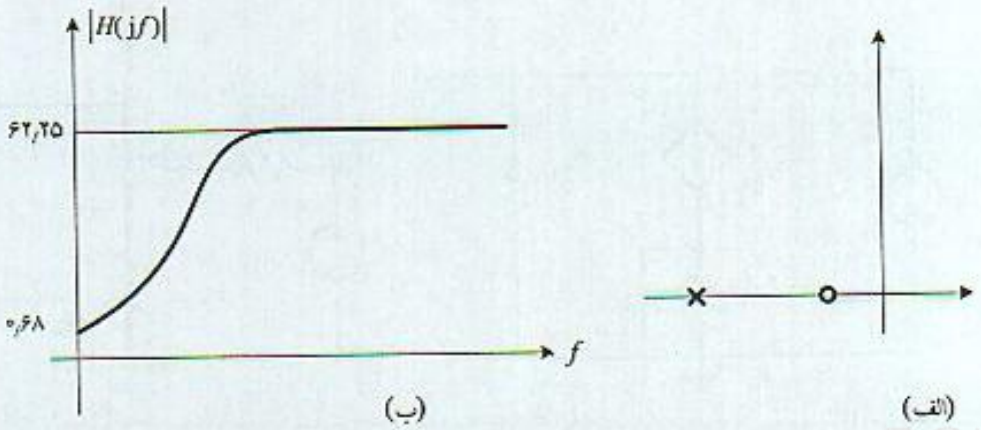
شکل (۲-۲۱) محل صفر و قطب و پاسخ فرکانس مدار را نشان می‌دهد. در فرکانس DC ($f = ۰$) بعلت بای‌پس نشدن امیتر، تقویت‌کننده دارای بهرهٔ محدود:

$$H(۰) = -۶۲٫۲۵\ \frac{۳٫۴۳}{۳۱۴} = -۰٫۶۸$$

است.

پاسخ پله این تقویت‌کننده را می‌توان به روش قبل بدست آورد. چنانچه پلهٔ ۱ mV در ورودی واقع شود چون در فرکانس صفر دارای بهرهٔ ۰٫۶۸− است پس مقدار نهایی خروجی ۰٫۶۸ mV− خواهد بود و بنابراین خروجی بصورت نمایی با ثابت زمانی:

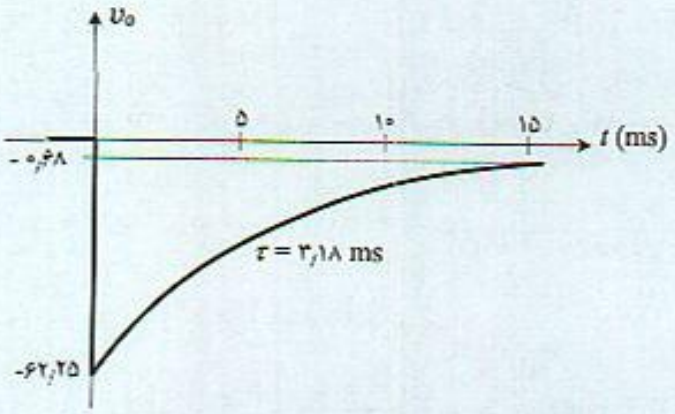
$$\tau = \frac{۱}{\omega_L} = \frac{۱}{|s_p|} = ۳٫۱۸\ \text{ms}$$



شکل ۲-۲۱ مشخصات تقویت‌کننده مثال (۲-۲): الف) محل صفر و قطب، ب) پاسخ فرکانس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۲۲ پاسخ پله تقویت کننده مثال مثال (۲-۲)

از مقدار اولیه ۶۲٫۲۵ - به سمت مقدار ۰٫۶۸ - میل می‌کند. شکل (۲-۲۲) پاسخ پله را نشان می‌دهد.

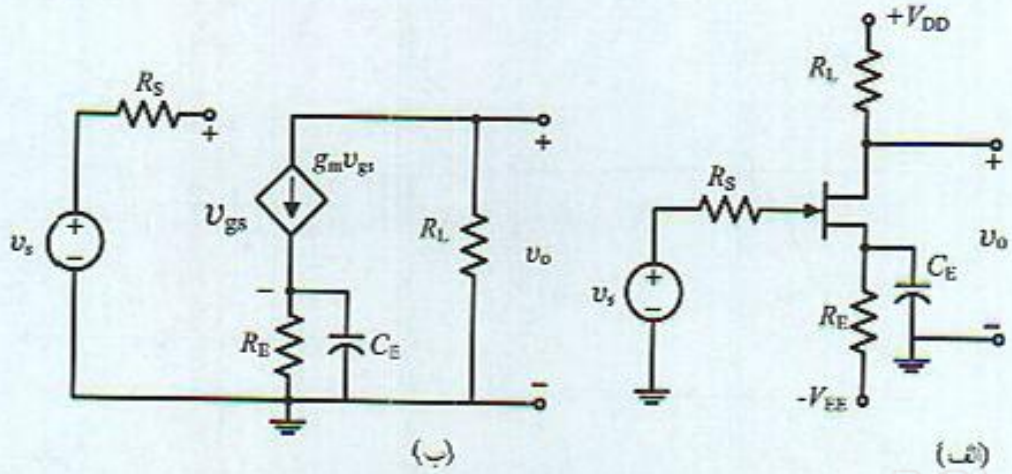
تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (۲-۲۳) تقویت‌کننده JFET با دو منبع بایاس و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. مشابه تقویت‌کننده BJT تابع انتقال این مدار:

$$H_L(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{s + \frac{1}{R_E C_E}}{s + \frac{1}{R_T C_E}} \quad , \quad A_o = -g_m R_L \qquad (۲-۲۷)$$

است. R_T مقاومت دو سر خازن بای‌پس سورس است. برای محاسبهٔ R_T می‌توان از منبع ولتاژ آزمایشی شکل (۲-۲۴) استفاده کرد. هدایت دیده شده دو سر خازن بای‌پس:

$$G_T = \frac{I_T}{V_T} = \frac{G_E V_T + g_m V_{gs}}{V_T} = G_E + g_m$$

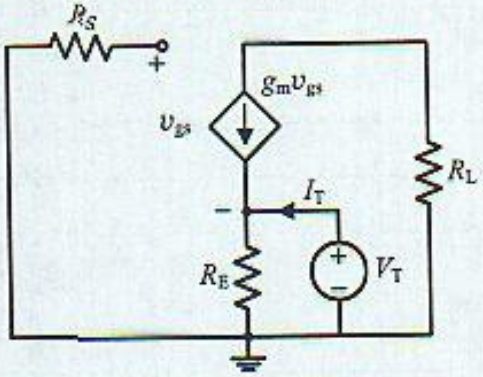
در نتیجه مقدار مقاومت و فرکانس قطع ۳ dB تقویت‌کننده مشابه با بحث قبل از رابطه (۲-۲۸) بدست می‌آید.



شکل ۲-۲۳ تقویت‌کننده سورس مشترک با FET و خازن بای‌پس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



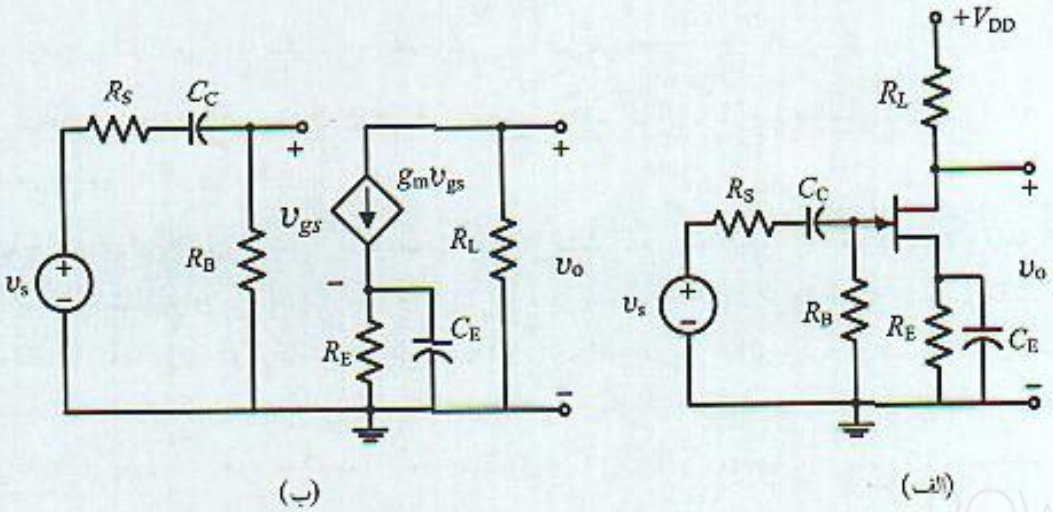
شکل ۲-۲۴ مدار معادل دو سر خازن بای‌پس در تقویت‌کننده شکل (۲-۲۳)

$$R_T = \frac{1}{G_E + g_m} = R_E \parallel \frac{1}{g_m}, \quad \omega_L = \frac{1}{R_T C_E} \qquad (۲-۲۸)$$

۲-۷-۳ انتخاب خازنهای کوپلاژ و بای‌پس

تقویت‌کننده‌های یک طبقه از یک منبع تغذیه استفاده می‌کنند. بر این اساس در مدار کامل تقویت‌کننده دو خازن کوپلاژ و بای‌پس وجود دارد. وجود دو خازن در مدار، تابع انتقال باند پایین را پیچیده می‌کند بطوریکه فرکانس قطع ۳ dB مدار تابعی از هر دو خازن خواهد بود. راه حل ساده و آسان برای طراحی مقادیر خازنها آن است که یکی از خازنها مقدار ω_L را تعیین نموده و خازن دیگر اثر چندانی بر فرکانس قطع نداشته باشد. در این بخش محاسبات این مدارها بررسی می‌شود.

انتخاب خازنهای کوپلاژ و بای‌پس در تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (۲-۲۵) تقویت‌کننده سورس مشترک شامل خازنهای کوپلاژ و بای‌پس و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. این مدار شامل دو عنصر ذخیره کننده انرژی است و تابع انتقال آن دارای دو قطب است. در فرکانس صفر خازن کوپلاژ اتصال باز و بنابراین تابع انتقال دارای صفری در $s = 0$ است. در باند میانی مدار دارای بهره محدودی است و لازم است تابع انتقال شامل صفر دیگری هم باشد، چه لازم است توان s در صورت و مخرج یکسان باشد. در نتیجه شکل کلی تابع انتقال مدار بصورت:



شکل ۲-۲۵ تقویت‌کننده کامل FET با دو خازن کوپلاژ و بای‌پس: الف) تقویت‌کننده، ب) مدار معادل

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$H_L(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{s(s+s_z)}{(s+s_{p1})(s+s_p)}, \quad A_o = -\frac{R_B}{R_B+R_S} g_m R_L \qquad (۲-۲۹)$$

خواهد بود. JFET در فرکانسهای پایین دارای مقاومت ورودی نامحدود است. بنابراین مدار معادل تقویت‌کننده را می‌توان به دو جزء کاملا مجزا تقسیم کرد. برای تعیین قطبها می‌توان هر یک از بخش‌ها را بطور مجزا در نظر گرفت و مشابه روش قبل عمل کرد. به عبارت دیگر هر قطب تابع انتقال فقط به یکی از خازن‌ها بستگی دارد. در نتیجه می‌توان نشان داد:

$$s_{p1} = -\frac{1}{(R_B+R_S)C_C}, \quad s_{p2} = -\frac{G_E+g_m}{C_E} \qquad (۲-۳۰\text{الف})$$

صفر تابع انتقال در $s = s_z$ متناظر با فرکانسی است که امپدانس سورس JFET بی‌نهایت شود. در این شرایط ولتاژ خروجی خروجی صفر شده و صفر تابع انتقال مشخص می‌شود. بنابراین:

$$s_z C_C + \frac{1}{R_E + C_C}, \quad s_z = -\frac{1}{R_E C_C} \qquad (۲-۳۰\text{ب})$$

روشهای بسیاری برای انتخاب مقادیر خازنها وجود دارد تا مقدار مشخصی برای فرکانس قطع ۳ dB بدست آید. ساده‌ترین راه (گرچه ممکن است اقتصادی‌ترین روش نباشد) آن است که C_E چنان انتخاب شود که قطب حاصل از آن f_L را تعیین نماید. بنابراین:

$$C_E \geq \frac{G_E+g_m}{\omega_L} \qquad (۲-۳۱\text{الف})$$

و C_C چنان انتخاب شود که قطب حاصل از آن s_{p1} حداقل یک دهه فرکانسی (decade) پایین‌تر از s_{p2} واقع شود. در نتیجه:

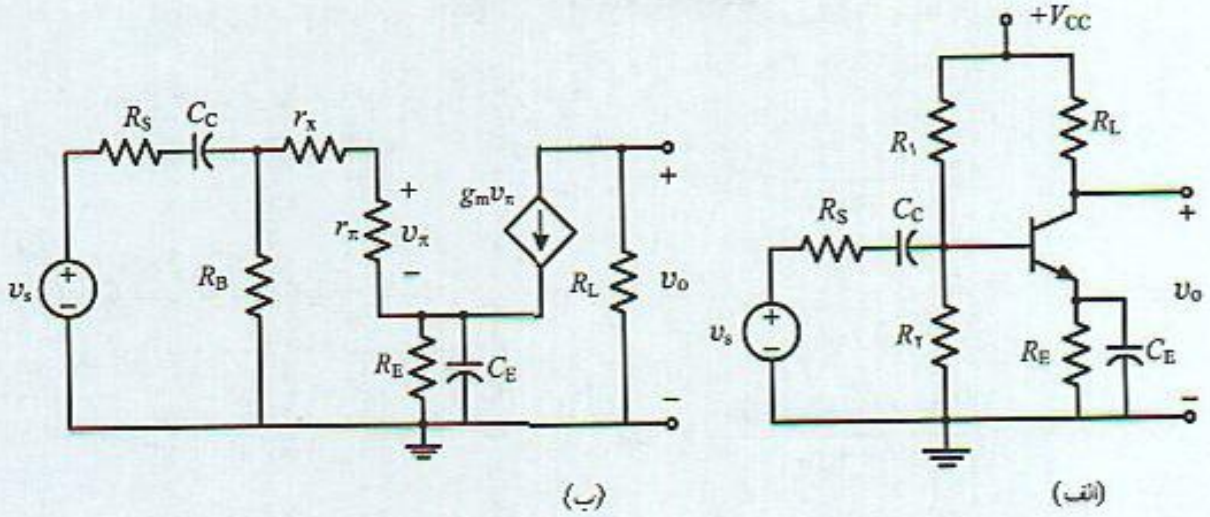
$$|s_{p2}| = \frac{|s_{p1}|}{10} = \frac{\omega_L}{10}, \quad C_C \geq \frac{10}{\omega_L(R_S+R_B)} \qquad (۲-۳۱\text{ب})$$

مقایسه s_{p1} و s_z نشان می‌دهد صفر تابع انتقال همواره با ضریب $\frac{G_E}{G_E+g_m}$ پایین‌تر از s_{p2} است. این روش طراحی شخص را مطمئن می‌سازد که در فرکانس قطع ω_L تابع انتقال با تقریب مناسبی تک قطبی بوده و f_L تحت تاثیر قطب و صفر مربوط به C_C نیست.

انتخاب خازنهای کوپلاژ و بای‌پس در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۶) تقویت‌کننده کامل امیتر مشترک با مقاومت امیتر و خازنهای کوپلاژ و بای‌پس و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. این مدار نیز مانند مدار تقویت‌کننده FET دارای دو فرکانس طبیعی است اما بر خلاف آن نمی‌توان آنرا به دو قسمت مجزا تقسیم نمود. به عبارت دیگر هر یک از صفرها و یا قطبهای مدار به یکی از خازنها وابسته نیست و به هر دو خازن بستگی دارد. بر این اساس محاسبهٔ مقدار دقیق خازنهای C_E و C_C برای رسیدن به یک مقدار مشخص ω_L ساده نیست.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۲۶ تقویت‌کننده کامل امیتر مشترک با خازنهای بای‌پس و کوپلاژ

در روش تقریبی و ساده‌ای که اغلب در طرح و انتخاب خازنها بکار می‌رود فرض می‌شود که ω_L تنها به یکی از خازنها بستگی داشته فرکانس قطع ۳ dB را تعیین و در این شرایط خازن دیگر اتصال کوتاه است و تاثیر عمده‌ای بر ω_L ندارد. به عبارت دیگر می‌توان روش محاسبات مدارهای شامل یک خازن را برای مدارهایی با دو و یا چند خازن نیز بکار برد. بنابراین با فرض اینکه خازن C_E فرکانس ω_L را تعیین کند (خازن C_C اتصال کوتاه) و به روش قبل C_E محاسبه می‌شود. بهمین ترتیب با فرض اینکه C_C بر ω_L اثر تعیین‌کننده (خازن C_E اتصال کوتاه) دارد مانند مداری با یک خازن مقدار C_C محاسبه می‌شود. سئوالی که مطرح می‌شود آن است که برای برقراری شرایط اتصال کوتاه، خازن مربوطه تا چه مقدار بزرگ انتخاب شود؟ براساس این روش عموماً خازن بزرگتر را ثابت نگاه داشته و خازن کوچکتر ۱۰ برابر انتخاب می‌شود تا اثر قطب حاصل از آن در حوالی ω_L قابل ملاحظه نباشد. مثال بعد این روش طراحی را مشخص می‌کند.

مثال ۲-۳

در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۶) و برای $f_L = ۵۰$ Hz، با عناصر بایاس:

$$R_S = ۰٫۶\ k\Omega \quad , \quad R_E = ۱٫۲\ k\Omega \quad , \quad R_B = ۱۰\ k\Omega$$

و نقطه کار $V_{CE} = ۵$ V , $I_{CQ} = ۲٫۵$ mA، مقادیر خازنهای بای‌پس و کوپلاژ را مشخص کنید.

پارامترهای ترانزیستور:

$$\beta_o = ۱۰۰ \ , \quad r_x = ۵۰\ \Omega , \quad g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۰٫۱\ \Omega^{-۱} \ , \quad r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = ۱\ k\Omega$$

می‌باشند. برای محاسبه مقادیر خازن‌ها ۲ حالت را باید در نظر گرفت:

الف) C_C قطب موثر را تعیین می‌کند. در این شرایط C_E اتصال کوتاه و خازن C_C برای $f_L = ۵۰$ Hz محاسبه می‌شود. مقاومت دو سر این خازن:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$R_T = (r_x + r_\pi) \parallel (R_B + R_S) = (۱٫۰۵\,k\Omega) \parallel ۱۰\,k\Omega + ۰٫۶\,k\Omega = ۱٫۵۵\,k\Omega$$

است و مقدار خازن فوق برای فرکانس قطع مورد نظر:

$$C_C = \frac{۱}{\omega_L R_T} = ۲٫۰۵۳\,\mu F$$

ب) C_E قطب موثر را تعیین میکند. در این شرایط C_C اتصال کوتاه و C_E برای $f_L = ۵۰\ Hz$ محاسبه می‌شود. برای اینکار مقاومت دو سر C_E:

$$R_T = R_E \parallel \frac{R_S + R_B + r_x + r_\pi}{۱ + \beta_o} = ۱۵٫۷۹\ \Omega \quad \Rightarrow \quad C_E = \frac{۱}{\omega_L R_T} = ۲۰۱٫۵\,\mu F$$

بر اساس روش تقریبی یکی از خازنها را ۱۰ برابر نموده تا قطب حاصل از آن اثری بر فرکانس قطع نداشته باشد. برای اینکه طرح از نظر اقتصادی نیز مناسب و مدار حجم کمتری داشته باشد خازن بزرگ را ثابت نگاه داشته و خازن کوچک ۱۰ برابر و نزدیکترین خازن استاندارد به مقادیر محاسبه شده انتخاب می‌شود.

$$C_E = ۲۰۱\mu F \rightarrow ۲۲۰\,\mu F, \qquad C_C = ۲۰\mu F \rightarrow ۲۲\,\mu F$$

بنابراین فرکانس قطع (قطب موثر) پایین مدار توسط خازن C_E مشخص می‌شود.

۲-۷-۴ انتخاب خازنهای C_E و C_C در سایر مدارها

تقویت‌کننده بیس مشترک شکل (۲-۲۷) یک تقویت‌کننده کامل بیس مشترک با یک منبع تغذیه را نشان می‌دهد. روش محاسبهٔ خازنهای کوپلاژ و بای‌پس این مدار مشابه تقویت‌کننده‌های قبلی است که در بخشهای قبل به تفضیل مورد بحث قرار گرفت. در این مدار ابتدا خازن C_C برای فرکانس قطع پایین مورد نظر محاسبه می‌شود. در این حالت فرض بر آن است که C_B بقدر کافی بزرگ است بطوریکه تاثیر زیادی بر f_L ندارد. سپس با فرض بزرگ بودن C_C خازن C_B تعیین می‌شود. در انتها یکی از مقادیر C_C و C_B که کوچکتر است با ضریب ۱۰ زیاد می‌شود.

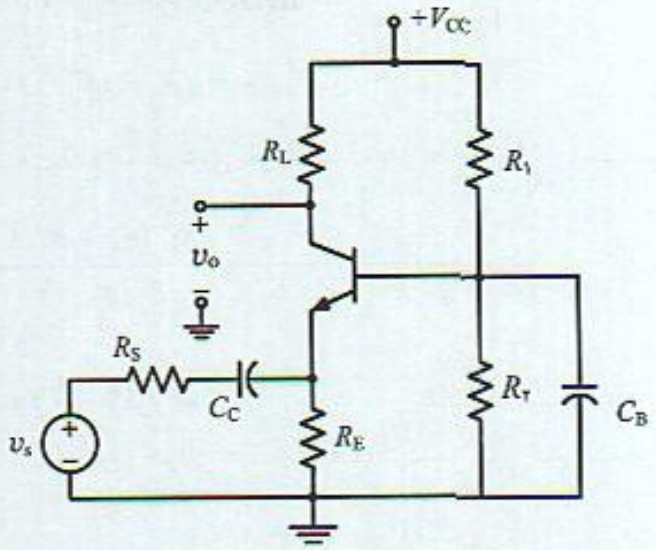
۲-۸ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده‌های یک طبقه

در این بخش پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده‌های یک طبقه بررسی می‌شود. در فرکانس بالا پاسخ فرکانس بوسیلهٔ اجزای ترانزیستور تعیین و مقادیر خازنهای داخلی ترانزیستور فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده f_H را مشخص می‌کنند. این بررسی ابتدا برای یک طبقه امیتر مشترک و باکمک مدار معادل ساده شده هایبرید π انجام می‌شود.

پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۸) تقویت‌کننده امیتر مشترک و مدار معادل فرکانس بالای آن را نشان می‌دهد که در آن از مقاومت R_B در مقابل R_S صرفنظر شده است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۲۷ تقویت‌کننده کامل بیس مشترک با ۲ خازن

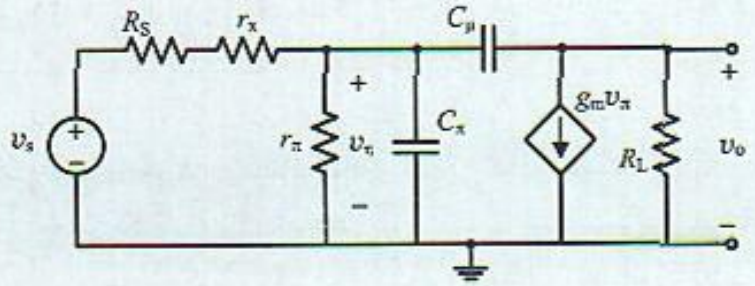
مدار معادل دارای دو عنصر ذخیره‌کننده انرژی مستقل و تابع انتقال آن دارای ۲ قطب است. در فرکانس‌های خیلی بالا که C_μ اتصال کوتاه است ولتاژ خروجی همان v_π است. بنابراین در فرکانسهای بالا ولتاژ خروجی بر حسب فرکانس تغییراتی بصورت $\frac{1}{s}$ دارد. در نتیجه تابع انتقال دارای یک صفر است بطوریکه با دو قطب مخرج، رفتار فوق را در فرکانسهای بالا سبب شوند. شکل کلی تابع انتقال فرکانس بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک:

$$H_{11}(s) = \frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{(s + s_z)}{(s + s_{p1})(s + s_{p2})} \qquad (۲-۳۲)$$

است. صفر تابع انتقال را به روش نظری می‌توان بدست آورد. در فرکانس $s = s_z$ ولتاژ خروجی صفر می‌شود است و جریانی از مقاومت بار R_L نمی‌گذرد. بنابراین جریان خازن C_μ همان جریان $g_m \times v_\pi$ است:

$$s\, C_\mu\, v_\pi = g_m\, v_\pi \quad \Rightarrow \quad s_z = \frac{g_m}{C_\mu} \qquad (۲-۳۳)$$

تابع انتقال به روش تجزیه و تحلیل گره می‌توان تابع انتقال مدار را بدست آورد. این مدار دارای ۲ گره است که دارای معادلات



شکل ۲-۲۸ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

گره ۱ $V_s G'_S = [\, G'_S + g_\pi + s\,(C_\pi + C_\mu)\,]\, V_\pi - s\, C_\mu\, V_o$

گره ۲ $0 = (g_m - s\, C_\mu)\, V_\pi + (G_L + s\, C_\mu)\, V_o$

می‌باشند. با حذف ولتاژ V_π از معادلات فوق تابع انتقال کامل تقویت‌کننده با رابطه (۲-۳۴) بدست می‌آید.

$$H_H(s) = \frac{-G'_S\, R_L\, (g_m - sC_\mu)}{G'_S + g_\pi + \{C_\pi + C_\mu\,[\,1 + R_L(g_m + g_\pi + G'_S)]\}\, s + C_\pi C_\mu R_L\, s^2} \qquad (۲-۳۴)$$

مدار معادل هایبرید π تا فرکانس‌های حدود $\frac{\omega_T}{3}$ برقرار است. اما آنچه در تقویت‌کننده اهمیت دارد و مورد استفاده قرار می‌گیرد تا فرکانس قطع ۳ dB است. در حوالی فرکانس قطع، فرکانس کار خیلی کمتر از ω_T است و با توجه به رابطه $\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$، در نتیجه:

$$|s \ll g_m\, C_\pi|\,,\ |s\, C_\mu| \ll g_m$$

هم‌چنین به روشی مشابه می‌توان نتیجه گرفت:

$$|s^2\, C_\mu\, C_\pi\, R_L| \ll |s\, C_\mu\, g_\mu\, R_L|$$

در اینصورت از عبارت $C_\pi C_\mu R_L\, s^2$ در مخرج تابع انتقال (۲-۳۴) با تقریب خوب می‌توان در مقابل سایر مقادیر صرفنظر کرد. علاوه‌بر آن با توجه به اینکه صفر تابع انتقال در $s_z = \frac{g_m}{C_\pi}$ واقع است که از ω_T خیلی بیشتر است، از $s\, C_\mu$ در مقابل g_m هم می‌توان صرفنظر کرد و به این ترتیب تابع انتقال تقریبی و یک قطبی تقویت‌کننده امیتر مشترک در رابطه (۲-۳۵) را بدست آورد.

$$H_H(s) = \frac{-G'_S\, R_L\, g_m}{G'_S + g_\pi + \{C_\pi + C_\mu\,[\,1 + R_L(g_m + G'_S)]\}\, s} \qquad (۲-۳۵)$$

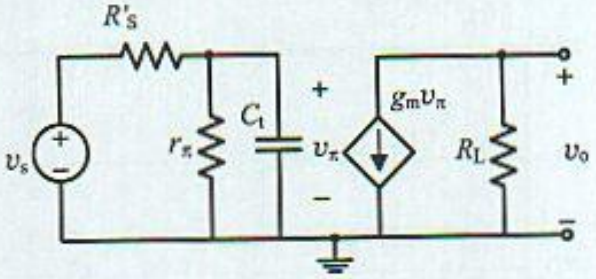
بدست می‌آید. می‌توان نشان داد که قطبی که از آن صرفنظر شده است همیشه از ω_T خیلی بزرگتر و در محدودهٔ فرکانسی مورد علاقه نمی‌باشد. در عبارت ساده شده تابع انتقال، خازن C_t

$$C_t = C_\pi + C_\mu\,[1 + (g_m + G'_S)\, R_L] \qquad (۲-۳۶)$$

ظاهر شده است. با توجه به این خازن می‌توان مدار معادل شکل (۲-۲۹) را برای تقویت‌کننده رسم نمود. بجای مدار شکل (۲-۲۸) می‌توان مدار معادل شکل (۲-۲۹) را جایگزین کرد. توجه شود این مدار، مدار معادل ترانزیستور نیست بلکه تقویت‌کننده امیتر مشترک در فرکانس‌های بالا و حوالی f_H بصورت ساده معادل سازی شده است. خازن C_t خازن معادل اثر **میلر** (Miller) نامیده می‌شود. از این مدار فقط برای محاسبهٔ بهره و فرکانس قطع f_H می‌توان استفاده کرد. از آنجایی که در این مدار فیدبک خروجی به ورودی حذف شده است مدار معادل **یک‌طرفه** (unilateral) تقویت‌کننده امیتر مشترک نامیده می‌شود. البته در محاسبه امپدانس خروجی و بهرهٔ معکوس از این مدار نمی‌توان استفاده کرد. بطور خلاصه نکات زیر از مدار معادل ساده شده می‌توان نتیجه گرفت:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۲۹ مدار معادل یک‌طرفه تقویت‌کننده امیتر مشترک

الف) در فرکانس‌های پایین که C_π و C_μ و در نتیجه C_t امپدانس زیادی دارند، اثر آنها قابل صرفنظر و بهره باند میانی :

$$A_o = \frac{-G'_S}{G'_S + g_\pi} g_m R_L \qquad (۳۷-۲)$$

است. بهره باند میانی را با صفر قرار دادن s در معادلات (۲-۳۴) و (۲-۳۵) نیز می‌توان بدست آورد.

ب) فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک مانند فرکانس قطع یک مدار یک قطبی است و بنابراین :

$$\omega_H = |s_p| = \frac{G'_S + g_\pi}{C_t} \qquad (۳۸-۲)$$

ج) محدوده فرکانسی که در آن می‌توان تقریب یک قطبی را برای مدار امیتر مشترک بکار برد، به این ترتیب بدست می‌آید که در فرکانسهای خیلی بالاتر از ω_H جملهٔ s^2 در مخرج تابع انتقال مهم خواهد بود. در فرکانسی مانند :

$$|s| = \frac{g_m}{10\, C_\pi} = \frac{\omega_T}{10} \qquad (۳۹\text{-الف}-۲)$$

جملهٔ s^2 در مخرج تابع انتقال (۲-۳۵) که در بررسی قبل صرفنظر شد برابر :

$$s^2 C_\pi C_\mu R_L = \frac{s\, C_\mu g_m R_L}{10} \qquad (۳۹\text{-ب}-۲)$$

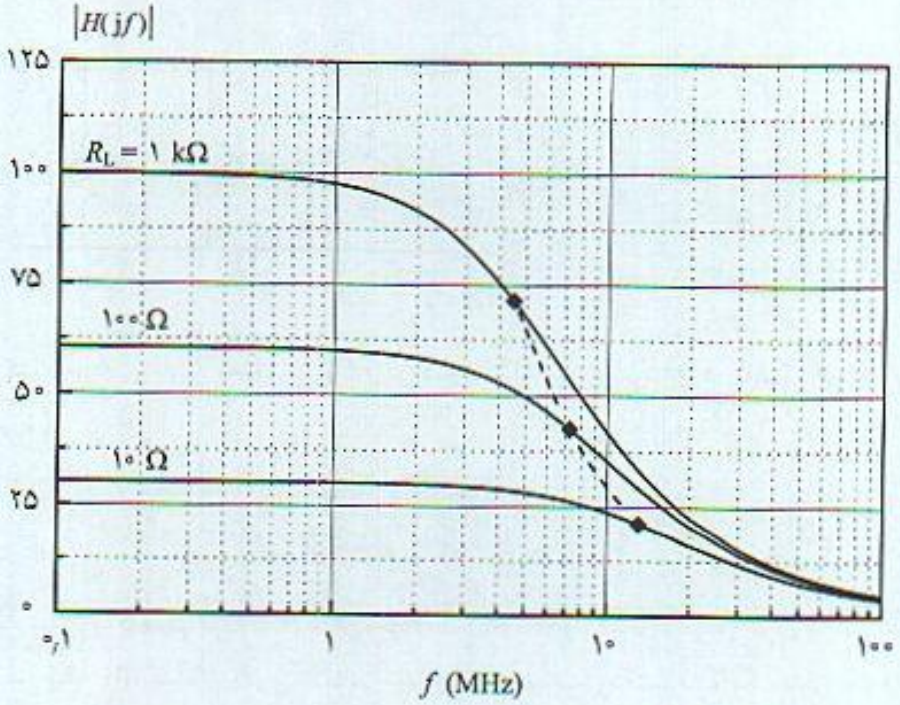
می‌باشد. در نتیجه در بدترین شرایط که عبارت $s\, C_\mu g_m R_L$ در مخرج تعیین‌کننده است، از رابطهٔ (۲-۳۹) ملاحظه می‌شود که از یک جملهٔ مرتبه دوم در تابع انتقال کلی صرفنظر شده و این عبارت $\frac{1}{10}$ عبارت تعیین کننده است. می‌توان نشان داد تا فرکانسهای $|s| = \frac{\omega_T}{10}$ صرفنظر نمودن از عبارت s^2 تنها باعث ۶۰ خطای فاز شده و هم چنین خطای قابل ملاحظه‌ای در مقدار قدر مطلق تابع انتقال حاصل نمی‌شود.

د) با کاهش R_L مقاومت بار، ω_H افزایش می‌یابد و از طرف دیگر بهره تقویت‌کننده کم می‌شود. اما این رابطه مستقیم نیست. برای R_L های کوچک بهره صفر می‌شود و در این حال پهنای باند به مقدار حدی

$$\omega_H = \frac{G'_S + g_\pi}{C_\pi + C_\mu}, \quad (R_L = 0) \qquad (۴۰-۲)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۰ تغییرات بهره تقویت‌کننده امیتر مشترک بر حسب مقاومت بار

می‌رسد. رابطه تغییر بهره و پهنای باند بر حسب R_L در شکل (۲-۳۰) نشان داده شده است که در آن ترانزیستوری با مشخصات $g_m = ۱۰۰\ m\Omega^{-1}$ ، $C_\mu = ۳\ pF$ ، $C_\pi = ۵۰\ pF$ ، $r_x = ۵۰\ \Omega$ و با مقاومت منبع $R_S = ۵۰\ \Omega$ بکار رفته است. منحنی خط‌چین مکان نقاط فرکانس قطع ۳ dB تقویت‌کننده را نشان می‌دهد.

ه) رابطه (۲-۴۰) نشان می‌دهد که با کاهش R_S نیز می‌توان ω_H را افزایش داد. مجانب فرکانس قطع بالا به ازاء $R_L = R_S = ۰$ با ω_b نشان داده می‌شود:

$$\omega_b = \frac{g_x + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} \approx \frac{g_x}{C_\pi + C_\mu}\ , \quad (R_L = R_S = ۰) \qquad (۲-۴۱)$$

که فقط به پارامترهای ترانزیستور بستگی دارد. رابطه (۲-۴۱) نشان می‌دهد برای افزایش پهنای باند قابل استفاده در یک ترانزیستور باید g_x را زیاد و یا r_x مقاومت نیمه هادی ناحیه بیس را کم کرد. این نکته مهمی در ساخت ترانزیستورهای فرکانس بالا را نشان می‌دهد که لازم است ناخالصی نیمه هادی بیس را افزایش داد. البته باید توجه نمود که این مسئله β را کم می‌کند. از این جهت β ترانزیستورهای فرکانس بالا به مقدار حداکثر ۱۰۰ محدود می‌شود.

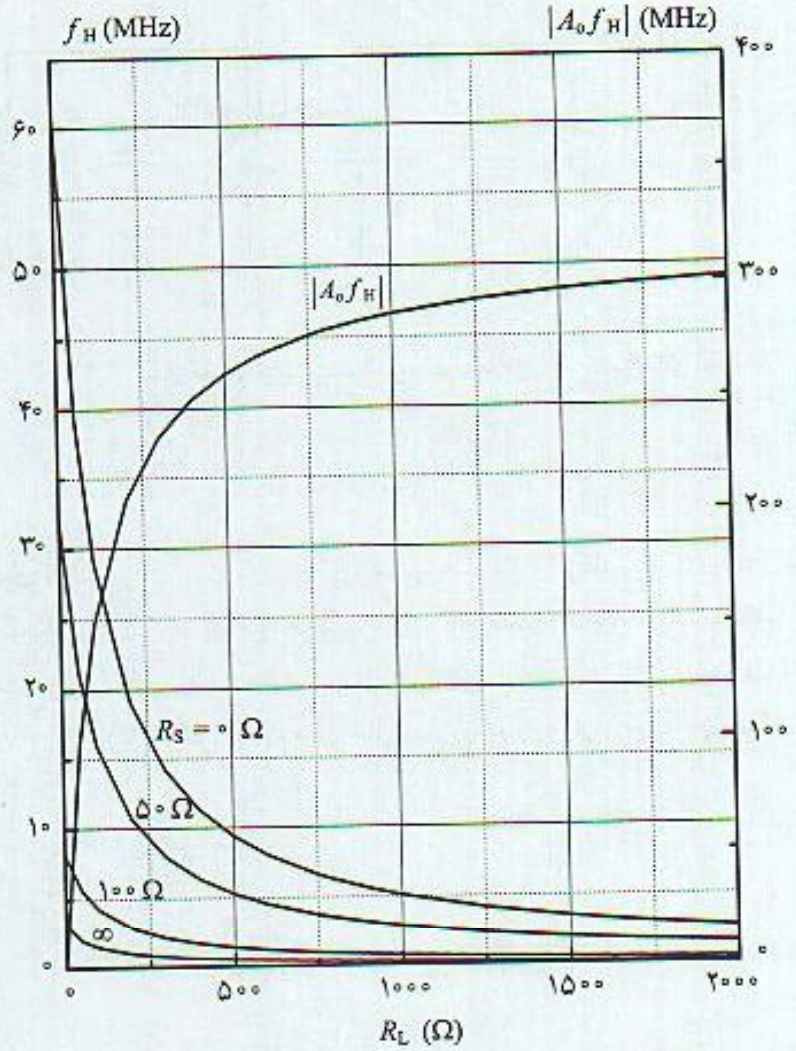
و) حاصلضرب بهره - پهنای باند با استفاده از تقریب یک قطبی تقویت‌کننده امیتر مشترک، حاصلضرب بهره ولتاژ و پهنای باند عبارت:

$$|A_o f_H| = \frac{G'_S}{G'_S + g_\pi}\, g_m R_L \frac{G'_S + g_\pi}{۲\pi C_t} = \frac{g_m}{۲\pi C_t} \frac{R_L}{R_S + r_x}$$

است که می‌توان بصورت (۲-۴۲) ساده نمود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۱ تغییرات فرکانس قطع بالا و حاصلضرب بهره-پهنای باند تقویت‌کننده امیتر مشترک بر حسب مقاومت بار R_L و مقادیر مختلف R_S

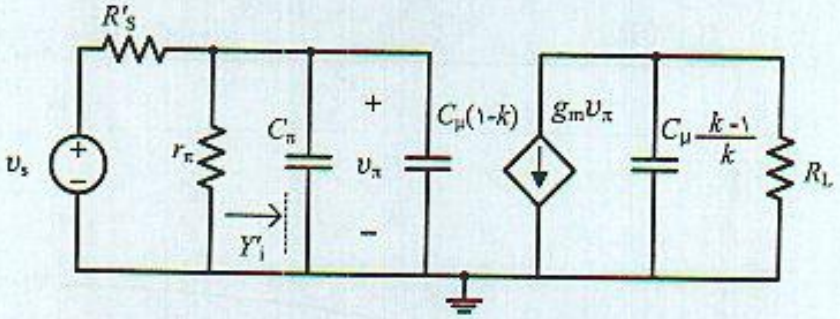
$$|A_0 f_H| = \frac{f_T}{1 + 2\pi f_T R_L C_\mu} \frac{R_L}{R_S + r_x} \qquad (۴۲-۲)$$

شکل (۲-۳۱) تغییرات f_H برحسب R_L (تا مقدار ۲ kΩ) برای چند مقدار R_S را نشان می‌دهد. هم‌چنین منحنی تغییرات $|A_0 f_H|$ برای مقدار $R_S = 50\ \Omega$ که مقاومت خروجی استاندارد منابع سیگنال فرکانس بالا است نیز ترسیم شده است. بالاترین منحنی f_H مربوط به منبع ایده‌آل با $R_S = 0$ و پایین‌ترین منحنی مربوط به $R_S = \infty$ منبع جریان ایده‌آل است. هم‌چنین مقدار بهرهٔ ولتاژ برای مقاومت بار ۲ kΩ و مقادیر مختلف R_S، مشخص شده است. برای مقاومت منبع بینهایت بهره ولتاژ صفر و برای $R_S = 0$ بهره ولتاژ ۹۰٫۹ است. مقاومت منبع ۱۰۰ Ω پهنای باند را با ضریب ۱٫۸ کاهش می‌دهد. هم‌چنین از منحنی حاصلضرب بهره - پهنای باند می‌توان نتیجه گرفت که با افزایش R_L این حاصلضرب افزایش و با کاهش R_S نیز افزایش می‌یابد.

ز) امپدانس ورودی با استفاده از مدار معادل یک طرفه تقویت‌کننده امیتر مشترک در شکل (۲-۳۳) و با در نظر گرفتن $G'_S = 0$ در عبارت C_t، ادمیتانس ورودی پس از مقاومت r_x:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۲ مدار معادل تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۸) بر اساس قضیه میلر

$$Y_i = g_\pi + j\omega C_i = g_\pi + j\omega \left[C_\pi + C_\mu \left(1 + g_m R_L\right)\right] \qquad (۲-۴۳)$$

می‌باشد. در رابطه فوق فرض بر آن است که بهره ترانزیستور مستقل از فرکانس و $-g_m R_L$ است. در حالیکه این مسئله حقیقتاً صحیح نیست، چه با تغییر فرکانس بهره ترانزیستور تغییر می‌کند. به عبارت دیگر رابطهٔ (۲-۴۳) تقریبی است. برای اینکه عبارت دقیق‌تری از ادمیتانس ورودی بدست آید در مدار معادل کامل تقویت‌کننده شکل (۲-۳۳) و بر اساس قضیه میلر خازن C_μ را به ورودی و خروجی منتقل که مدار معادل شکل (۲-۳۷) بدست می‌آید.

با توجه به تعریف ضریب k در قضیه میلر:

$$k = \frac{V_o}{V_\pi} = \frac{-g_m}{j\omega C_\mu + G_L} = \frac{-g_m R_L}{1 + j\omega C_\mu R_L} \qquad (۲-۴۳)$$

و بنابراین ادمیتانس Y'_i تعریف شده در شکل (۲-۳۷):

$$Y'_i = j\omega \left[C_\pi + C_\mu \left(1 + \frac{g_m R_L}{1 + j\omega C_\mu R_L}\right)\right] \qquad (۲-۴۴ \text{ الف})$$

است که شامل خازن C_i و مقاومت R_i می‌باشد.

$$Y_i = j\omega C_i + \frac{1}{R_i} \qquad (۲-۴۴ \text{ ب})$$

با معادل قرار دادن روابط فوق

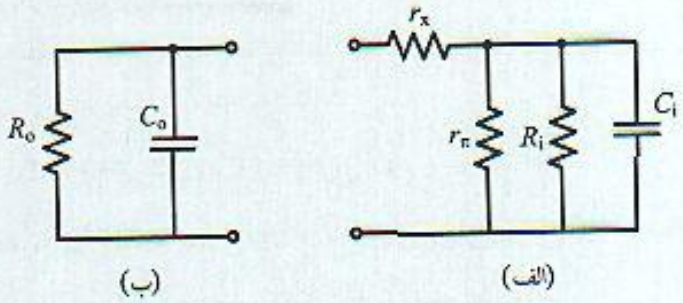
$$C_i = C_\pi + C_\mu + \frac{g_m R_L C_\mu}{1 + \omega^2 C^2_\mu R^2_L} \qquad (۲-۴۵ \text{ الف})$$

$$R_i = \frac{1}{g_m}\left(1 + \frac{1}{\omega^2 C^2_\mu R^2_L}\right) \qquad (۲-۴۵ \text{ ب})$$

و بنابراین مدار معادل ورودی یک تقویت‌کننده امیتر مشترک بصورت شکل (۲-۳۳ الف) است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۳ الف) مدار معادل امپدانس ورودی، ب) امپدانس خروجی تقویت‌کننده امیتر مشترک

برای فرکانس‌های $f < f_H$، یعنی در پهنای باند تقویت‌کننده مقدار $\omega^2 C^2_\mu R^2_L$ کوچک و در عبارت C_i قابل صرفنظر است و بنابراین:

$$C_i = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L) \qquad (۴۶-۲)$$

در فرکانس صفر R_i مقدار زیادی است بطوریکه در مقابل r_π می‌توان از آن صرفنظر نمود. با افزایش فرکانس مقدار R_i کاهش می‌یابد، بطوریکه ممکن است در مقابل r_π مقدار غیر قابل صرفنظری داشته باشد.

ح) امپدانس خروجی از مدار معادل یک‌طرفه تقویت‌کننده امیتر مشترک نمی‌توان در محاسبهٔ امپدانس خروجی استفاده کرد و لازم است از مدار دیگری استفاده نمود. با توجه به مدار معادل شکل (۲-۳۲) امپدانس خروجی مدار بصورت خازنی و $C_\mu \frac{k-1}{k}$ است.

برای اینکه عبارت دقیق‌تری از امپدانس خروجی بدست آید k را از رابطه (۲-۴۳) در نظر گرفته و عبارت خازن خروجی C_o محاسبه می‌شود.

$$C_o = C_\mu \frac{k-1}{k} = C_\mu \left(1 - \frac{1}{k}\right) = C_\mu \left(1 - \frac{1 + j\omega C_\mu R_L}{g_m R_L}\right)$$

و بنابراین عبارت دقیق‌تر خازن خروجی:

$$C_o = C_\mu \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} + j\omega \frac{C_\mu}{g_m}\right)$$

است و ادمیتانس خروجی:

$$Y_o = j\omega C_\mu \left(1 + \frac{1}{g_m R_L} + j\omega \frac{C_\mu}{g_m}\right) = j\omega C_\mu \left(1 + \frac{1}{g_m R_L}\right) - \frac{\omega^2 C^2_\mu}{g_m}$$

این عبارت نشان می‌دهد که امپدانس خروجی شامل خازن C_o و مقاومت R_o است که در شکل (۲-۳۳ ب) نشان داده شده و مقادیر این عناصر

$$C_o = \frac{C_\mu (1 + g_m R_L)}{g_m R_L}, \quad R_o = -\frac{\omega^2 C^2_\mu}{g_m} \qquad (۴۷-۲)$$

می‌باشند و مقاومت خروجی یک مقدار منفی است. البته این مقاومت تنها مقاومت خروجی ترانزیستور نیست، در مدار کامل هایبرید π مقاومتهای r_o و r_μ نیز وجود دارند که باعث می‌شوند مقاومت خروجی کل منفی نباشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مثال ۲-۴

در یک تقویت‌کننده امیتر مشترک که در آن از ترانزیستوری با مشخصات

$$r_x = ۵۰\ \Omega\ , \beta_o = ۱۰۰\ , C_\mu = ۳\ \text{pF}\ , C_\pi = ۵۰\ \text{pF}$$

در نقطه کار $I_{CQ} = ۲{,}۵\ \text{mA}$ بایاس شده و با $R_S = ۶۰۰\ \Omega$ و $R_L = ۱\ \text{k}\Omega$ بکار رفته است:

الف) با استفاده از مدار یک‌طرفه و محاسبات دقیق فرکانس قطع بالای مدار را مشخص کنید.

ب) مقاومت و خازن ورودی را در فرکانس‌های صفر و ω_H مشخص کنید.

ج) مدار معادل امپدانس خروجی را تعیین نمائید

د) پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده را از طریق نرم‌افزار spice بررسی و با محاسبات مقایسه کنید.

الف) در نقطهٔ کار داده شده مشخصات ترانزیستور:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۰{,}۱\ \Omega^{-۱} = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱}\ ,\ \beta_o = g_m r_\pi\ ,\quad r_\pi = ۱\ \text{k}\Omega$$

$$R'_S = r_x + R_S = ۶۵۰\ \Omega \quad \Rightarrow \quad G'_S = ۱{,}۵۳\ \text{m}\Omega^{-۱}$$

می‌باشند. مدار معادل یک قطبی در شکل (۲-۳۴) نشان داده شده است و بهرهٔ باند میانی:

$$A_o = -\frac{\beta_o R_L}{R_S + r_x + r_\pi} = -۶۲{,}۲۵$$

و خازن C_t

$$C_t = C_\pi + C_\mu\left[۱ + (g_m + G'_S)R_L\right] = ۳۵۷{,}۵۹\ \text{pF}$$

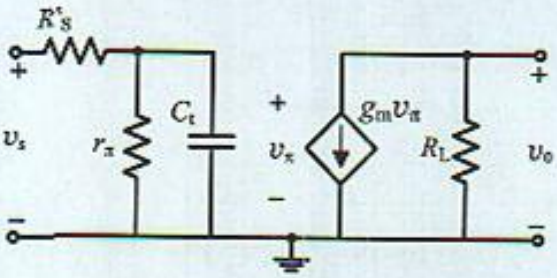
و بنابراین فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده:

$$\omega_H = \frac{G'_S + g_\pi}{C_t} = ۷{,}۰۷۵\ \text{Mrad/s}\ ,\qquad f_H = ۱{,}۱۲۶\ \text{MHz}$$

است.

محاسبات دقیق تابع انتقال با استفاده از رابطهٔ (۲-۳۷) نشان می‌دهد:

$$H_H(s) = \frac{-۱{,}۵۳(۱۰۰ - ۳s)}{۲{,}۵۳ + ۳۵۷{,}۵۹s + ۱۵۰s^۲}$$



شکل ۲-۳۴ مدار معادل یک‌طرفه تقویت‌کننده مثال (۲-۴)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

محل صفر و قطب تابع انتقال :

$$s_z = ۳۳٫۳\ (\text{ns})^{-1}\ ,\ s_{p۱} = -\ ۷٫۵ \times ۱۰^{-۳}\ (\text{ns})^{-۱}\ ,\ s_{p۲} = ۲٫۳۷۰۵\ (ns)^{-۱}$$

فرکانسهای متناسب با این صفر و قطب‌ها :

$$\omega_z = ۳۳٫۳\ \text{Grad/s}\ ,\ \omega_{p۱} = ۷٫۵\ \text{Mrad/s}\ ,\ \omega_{p۲} = ۲٫۳۷\ \text{Grad/s}$$

می‌باشند. ملاحظه می‌شود $s_{p۲}$ خیلی بزرگتر از ω_T و علاوه‌بر آن فاصله بین دو قطب خیلی زیاد است بطوریکه با تقریب بسیار خوب می‌توان گفت تقویت‌کننده دارای یک قطب موثر که فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار را تعیین می‌کند.

$$\omega_H = |s_{p۱}| = ۷٫۵\ \text{Mrad/s}\ ,\qquad f_H = ۱٫۱۹\ \text{MHz}$$

ب) مقاومت و خازن ورودی در فرکانس صفر :

$$R_i = \infty\ ,\quad C_i = C_\pi + C_\mu\ (\ ۱ + g_m R_L) = ۳۵۳\ \text{pF}$$

مدار معادل ادمیتانس ورودی در این فرکانس بعد از مقاومت r_x در شکل (۲-۳۵ الف) نشان داده شده است. مدار معادل در فرکانس ω_H با استفاده از محاسبات :

$$\omega^۲ C^۲_\mu R^۲_L = ۴٫۵ \times ۱۰^{-۴}$$

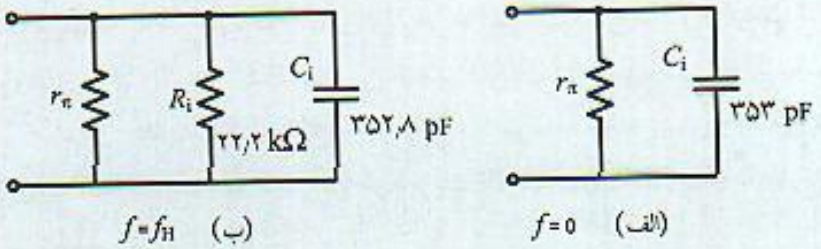
$$R_i = \frac{۱}{g_m}\left(۱ + \frac{۱}{\omega^۲ C^۲_\mu R^۲_L}\right) = ۲۲٫۲\ \text{k}\Omega$$

$$C_i = C_\pi + C_\mu\left(۱ + \frac{g_m R_L}{۱ + \omega^۲ C^۲_\mu R^۲_L}\right) = ۳۵۲٫۸\ \text{pF}$$

در شکل (۲-۳۵ ب) نشان داده شده است که ملاحظه می‌شود تغییرات قابل ملاحظه‌ای در ادمیتانس ورودی حاصل نمی‌شود.

ج) مقدار خازن و مقاومت خروجی تقویت‌کننده با توجه به روابط (۲-۵۰)، R_o در فرکانس صفر خیلی زیاد و در $\omega = \omega_H$ مقادیر :

$$C_o = C_\mu\ \frac{۱ + g_m R_L}{g_m R_L} = ۳٫۰۳\ \text{pF},\ R_o = \frac{-\ g_m}{\omega^۲ C^۲_\mu} = -\ ۲۲۱٫۹۸۳\ \text{M}\Omega$$

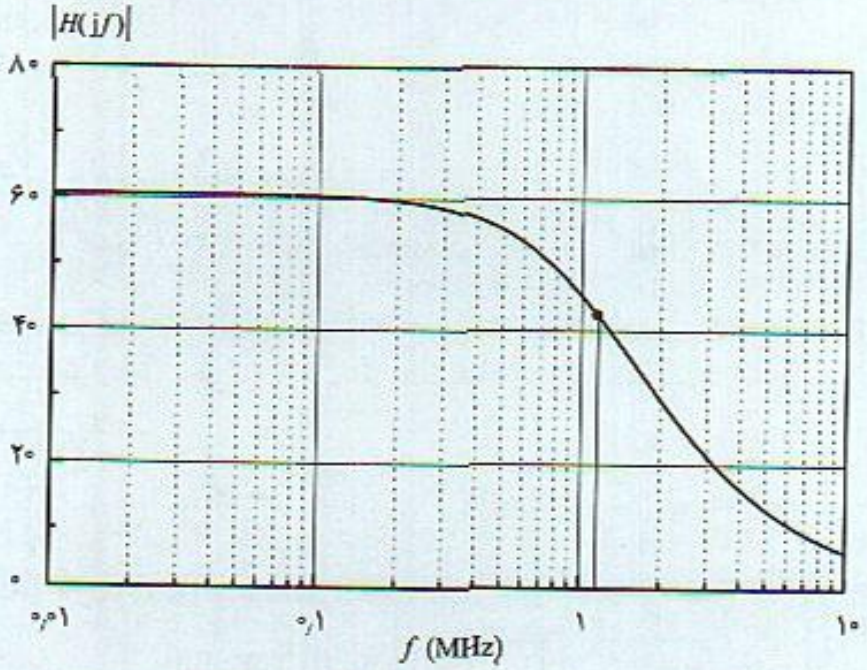


$f = f_H$ (ب) $f = 0$ (الف)

شکل ۲-۳۵ مدار معادل ورودی ترانزیستور مثال (۲-۴) بعد از مقاومت r_x

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۶ پاسخ فرکانس بهره ولتاژ تقویت‌کننده مثال (۲-۴) از نرم‌افزار spice

می‌باشند. ملاحظه می‌شود مقاومت خروجی منفی و مقدار بسیار بزرگی است که اگر چنانچه r_o مدار معادل هایبرید π را که در محاسبات صرفنظر شده در نظر گرفته شود، تاثیر این مقاومت منفی ناچیز خواهد بود.

د) شکل (۲-۳۶) پاسخ فرکانس مدار که از طریق نرم‌افزار spice محاسبه شده است را نشان می‌دهد که در آن مقادیر بهره باند میانی و فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده مقادیر $A_o = -۶۰٫۶$ و $f_H = ۱٫۱۵۳$ MHz اندازه‌گیری شده‌اند.

۲-۹ نکاتی در مورد طرح مدار و انتخاب ترانزیستور

پارامترهای داده شده در کتاب‌های اطلاعاتی f_T، C_μ و β_o می‌باشند که عموماً مقادیر حداقل و حداکثر β_o و f_T و مقدار نمونه C_μ داده می‌شوند. برای ترانزیستورهای مرغوب C_μ حدود ۱ pF و برای ترانزیستور معمولی و متوسط بین ۵ pF تا ۱۰ pF است. خازن C_μ در ورودی و خروجی تقویت‌کننده مشترک است و در ورودی با ضریب (بهره ولتاژ + ۱) ظاهر شده و در اغلب موارد علیرغم اینکه C_μ خیلی کوچکتر از C_π است، اما باعث محدود شدن پهنای باند می‌شود.

انتخاب نوع ترانزیستور به عواملی مثل پهنای باند مورد نظر، بهرهٔ مورد نیاز و قیمت ترانزیستور دارد. معمولاً ترانزیستورهای با C_μ کمتر، گرانتر می‌باشند. اگر پهنای باند خیلی زیاد مورد نظر است ترانزیستوری با C_μ کم در حدود ۱ pF یا ۲ pF انتخاب می‌شود. چنانچه پهنای باند مورد نیاز کم است می‌توان C_μ بیشتری انتخاب نمود. از طرف دیگر اگر ضریب تقویت زیاد است، C_μ منعکس شده در ورودی زیاد و لازم است ترانزیستوری با C_μ کم انتخاب شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مثال ۲-۵

در مثال (۲-۴) چنانچه لازم باشد پهنای باند ترانزیستور به مقدار ۵ MHz بدون تغییر نوع ترانزیستور افزایش یافته و مقدار R_S ثابت باشد، مقدار R_L و بهرهٔ مدار را در این شرایط مشخص کنید.

روشهای مختلفی برای افزایش پهنای باند وجود دارد که یکی از آنها کاهش بهره و کاهش مقاومت بار است. قبل از محاسبات لازم است بررسی شود که آیا ترانزیستور می‌تواند پهنای باند ۵ MHz را تامین کند؟ با توجه به عبارت ω_b در مورد این ترانزیستور

$$\omega_b = \frac{g_\pi + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} = \frac{۲۱}{۵۳} = ۰٫۳۹۶ \text{ Grad/s}, \quad f_b = \frac{\omega_b}{۲\pi} = ۶۳٫۰۶ \text{ MHz}$$

پس می‌توان به پهنای باند مورد نظر ۵ MHz دست یافت. در این شرایط لازم است:

$$\omega_H = \frac{G'_S + g_\pi}{C_t} \quad \Rightarrow \quad C_t = \frac{G'_S + g_\pi}{۲\pi f_H} = \frac{۱٫۵۳ + ۱}{۲\pi\,(۰٫۰۰۵)} = ۸۰٫۵۳ \text{ pF}$$

و مقدار مقاومت بار R_L

$$C_t = C_\pi + C_\mu\left[۱ + (g_m + G'_S)\,R_L\right]$$

$$۸۰٫۵۳ = ۵۰ + ۳\left[۱ + (۱۰۰ + ۱٫۵۳)\,R_L\right] \quad \Rightarrow \quad R_L = ۹۰٫۴\ \Omega$$

بنابراین لازم است مقاومت بار را به ۹۰٫۴ Ω کاهش داد که به این ترتیب بهرهٔ باند میانی:

$$A_o = -\frac{G'_S\, g_m\, R_L}{G'_S + g_\pi} = -۵٫۴۶۷$$

است که نشان می‌دهد بهره به میزان زیادی کاهش یافته است.

مثال ۲-۶

در مثال (۲-۵) کاهش R_L و تاثیر آن بر پهنای باند بررسی شد. در این مثال تغییر R_S و تاثیر آن بر پهنای باند مورد نظر می‌باشد. فرض کنید $R_S = ۵۰\ \Omega$ کمترین مقدار مقاومت منبع ممکن که امپدانس خروجی منابع RF فرکانس بالا است.

الف) مقدار R_L را چنان مشخص کنید که پهنای باند ۵ MHz بدست آید.

ب) بهره تقویت‌کننده در این شرایط چقدر است.

در مورد این مدار:

$$R'_S = R_S + r_x = ۱۰۰\ \Omega, \quad G'_S = ۱۰\ \text{m}\Omega^{-1}$$

و بنابراین:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C_t = \frac{G'_S + g_\pi}{۲\pi f_H} = \frac{۱۰ + ۱}{۲\pi\,(۰٫۰۰۵)} = ۳۵۰٫۱۴\ \text{pF}$$

$$C_t = C_\pi + C_\mu\left[۱ + (g_m + G'_S)\,R_L\right]$$

$$۳۵۰٫۱۴ = ۵۰ + ۳\left[۱ + (۱۰۰ + ۱۰)\,R_L\right] \quad \Rightarrow \quad R_L = ۰٫۹\ \text{k}\Omega$$

در این حالت بهرهٔ باند میانی :

$$A_o = \frac{-G'_S\,g_m\,R_L}{G'_S + g_\pi} = -۸۱٫۸۱$$

خواهد بود که در مقایسه با طرح اولیه افزایش محسوسی دارد.

مثال ۲-۷

در مثال (۲-۴) با فرض همان نقطهٔ کار و پارامترهای مقاومتی، مقاومت بار و نوع ترانزیستور را چنان انتخاب کنید که بهرهٔ باند میانی ۱۲۰- و $f_H = ۵$ MHz حاصل شود. ($R_S = ۵۰\ \Omega$)

در این مثال نوع ترانزیستور و مقاومت بار R_L مجهول است. ابتدا مقدار R_L برای بهرهٔ باند میانی مورد نظر محاسبه می‌شود.

$$R'_S = R_S + r_x = ۱۰۰\ \Omega, \qquad G'_S = ۱۰\ \text{m}\Omega^{-۱}$$

$$A_o = \frac{-G'_S\,g_m\,R_L}{G'_S + g_\pi} = -۱۲۰ \quad \Rightarrow \quad R_L = ۱۲۰\,\frac{G'_S + g_\pi}{G'_S\,g_m} = ۱٫۳۲\ \text{k}\Omega$$

و برای $f_H = ۵$ MHz لازم است خازن مدار معادل یک‌طرفه $C_t = ۳۵۰٫۱۴$ pF باشد. از این نقطه به بعد انتخاب ترانزیستور مناسب مطرح است. فرض شود ترانزیستوری با $C_\mu = ۳$ pF انتخاب شود، پس لازم است مقدار خازن C_π

$$C_t = C_\pi + C_\mu\left[۱ + (g_m + G'_S)\,R_L\right]$$

$$C_\pi = ۳۵۰٫۱۴ - ۳\left[۱ + (۱۰۰ + ۱۰)\,۱٫۳۲\right]$$

است که مقدار منفی بدست می‌آید. این محاسبات نشان می‌دهد با ترانزیستوری با $C_\mu = ۳$ pF نمی‌توان مدار مناسب را طرح نمود و لازم است C_μ را کم کرد. با انتخاب ۱٫۵ pF برای C_μ :

$$C_\mu = ۱٫۵\ \text{pF} \quad \Rightarrow \quad C_\pi = ۳۵۰٫۱۴ - ۱٫۵\left[۱ + (۱۰۰ + ۱۰)\,۱٫۳۲\right] = ۱۳۰٫۸۴\ \text{pF}$$

و در نتیجه مقدار f_T:

$$f_T = \frac{g_m}{۲\pi\,(C_\pi + C_\mu)} = \frac{۱۰۰}{۲\pi\,(۱٫۵ + ۱۳۰٫۸۴)} = ۱۲۰٫۲\ \text{MHz}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

خواهد بود. بنابراین لازم است ترانزیستوری به مشخصات $C_\mu = ۱٫۵\ pF$ ، $\beta_o = ۱۰۰$ و $f_T = ۱۲۰\ MHz$ در نقطه کار $I_C = ۲٫۵\ mA$ انتخاب نمود.

۲-۱۰ پاسخ فرکانس کامل تقویت‌کننده امیتر مشترک

در بخش‌های قبل پاسخ فرکانس پایین و بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک بصورت مجزا بررسی شد. تابع انتقال فرکانس پایین با تقریب قطب موثر بصورت:

$$H_L(s) = A_o \frac{s}{s + s_L}$$

است. این تابع انتقال تا حوالی فرکانس $\frac{\omega_L}{۳}$ با تقریب خوب معتبر می‌باشد. در فرکانسهای پایین‌تر از این مقدار اثر سایر قطبها نیز موثر می‌شوند. پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک نیز تابع انتقالی با یک قطب موثر و بصورت:

$$H_H(s) = A_o \frac{s}{۱ + \frac{s}{s_H}}$$

است که تا حوالی $\frac{\omega_T}{۱۰}$ معتبر است. بنابراین تابع انتقال کل این تقویت‌کننده حاصلضرب این دو تابع است که در رابطه (۲-۴۷) خلاصه شده است.

$$H(s) = A_o \frac{s}{\left(۱ + \frac{s}{s_H}\right)(s + s_L)} \qquad (۲-۴۷)$$

این تابع انتقال براساس تقریب قطب موثر در فرکانس‌های بالا و پایین بوده، به کمک آن می‌توان پاسخ فرکانسی کامل و پاسخ پله تقویت‌کننده را بررسی نمود.

مثال ۲-۸

با ترانزیستوری به مشخصات $C_\mu = ۵\ pF, f_T = ۲۰۰\ MHz$ ، $r_x = ۵۰\ \Omega$ ، $\beta_o = ۱۰۰$ در نقطه کار $I_{CQ} = ۲٫۵\ mA$ و $V_{CEQ} = ۵\ V$:

الف) تقویت‌کننده‌ای با مشخصات $f_L = ۵۰\ Hz$ و $f_H = ۱\ MHz$ طرح کنید.

ب) پاسخ کامل فرکانس مدار را تعیین کنید. مدار را با نرم‌افزار spice بررسی و نتایج بدست آمده از پاسخ فرکانس را با تئوری مقایسه کنید.

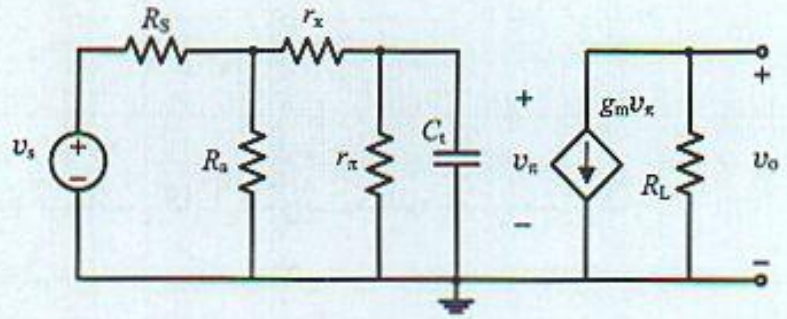
ج) پاسخ پله تقویت‌کننده را مشخص و رسم کنید. (مقاومت منبع $R_S = ۶۰۰\ \Omega$ فرض شود.)

حل **الف)** محاسبات فرکانس پایین این مدار در مثال (۲-۳) ارائه شده است. مقادیر لازم عناصر برای فرکانس قطع پایین ۵۰ Hz:

$$R_E = ۰٫۳\ k\Omega\ ,\ R_B = ۱۰\ k\Omega\ ,\ C_E = ۲۲۰\ \mu F\ ,\ C_C = ۲۲\ \mu F$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۷ مدار معادل یکطرفه تقویت‌کننده مثال (۲-۸)

می‌باشند. خازنهای C_C و C_E در محاسبات فرکانس بالا ظاهر نمی‌شوند. امپدانس خازن C_C در فرکانس ۱ MHz:

$$Z = \frac{۱}{۲\pi\, ۱۰^{۶} \times ۲۰ \times ۱۰^{-۶}} = ۰{,}۰۰۸\ \Omega$$

بسیار کوچک و در باند میانی اتصال کوتاه است. مقادیر عناصر مدار معادل هایبرید π ترانزیستور بکار رفته

$$C_\mu = ۵\ \text{pF},\ \ C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_\mu = ۷۵\ \text{pF}\ ,\ g_m = ۰{,}۱\ \Omega^{-۱}\ ,\ \ r_\pi = ۱\ \text{k}\Omega$$

می‌باشند. با استفاده از تقریب یک قطبی در محاسبات فرکانس بالا، مدار معادل شکل (۲-۴۳)، فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده:

$$\omega_H = \frac{G_t}{C_t}\ ,\ \ G_t = g_\pi + \frac{۱}{r_x + R_S \| R_B} = ۱ + \frac{۱}{۰{,}۰۵ + ۰{,}۶ \| ۱۰} = ۲{,}۶۲۳\ \text{m}\Omega^{-۱}$$

و بنابراین مقدار خازن C_t برای فرکانس قطع بالای مورد نظر:

$$C_t = \frac{G_t}{\omega_H} = \frac{۲{,}۶۲۳\ \text{m}\Omega^{-۱}}{۲\pi\ (۰{,}۰۰۱\ \text{GHz})} = ۴۱۷{,}۵\ \text{pF}$$

بنابراین مقدار مقاومت بار R_L لازم برای فرکانس قطع $f_H = ۱$ MHz با استفاده از رابطهٔ مربوط به خازن C_t:

$$۴۱۷{,}۵ = ۵۰ + ۵\left[\,۱ + \left(۱۰۰ + \frac{۱}{۱۰ \| ۰{,}۶ + ۰{,}۰۵}\right) R_L\right] \quad \Rightarrow \quad R_L = ۰{,}۷۱۳\ \text{k}\Omega$$

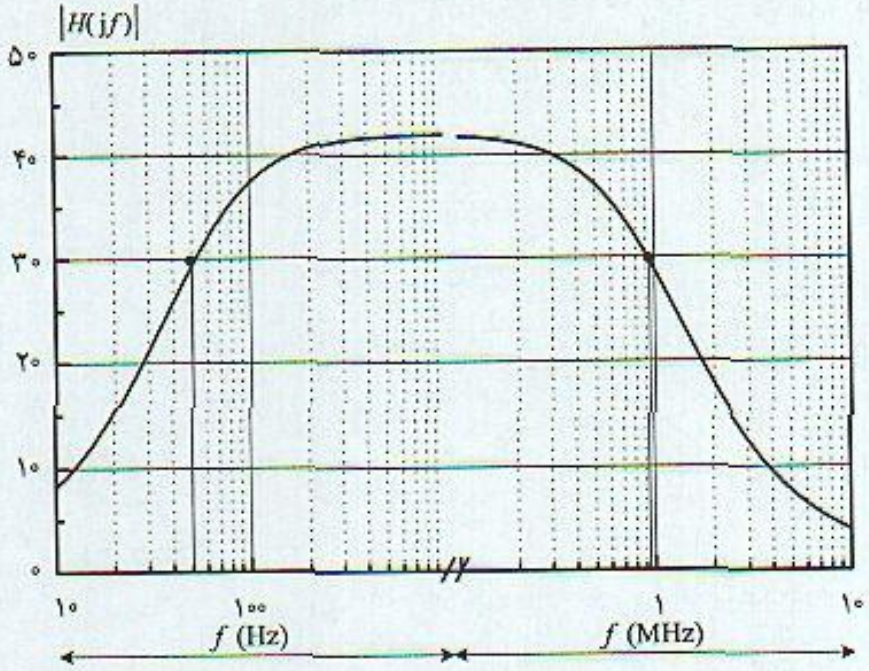
خواهد بود که مقاومت استاندارد $R_L = ۷۲۰\ \Omega$ انتخاب می‌شود.

ب) پاسخ فرکانس برای تعیین پاسخ فرکانس تقریبی این مدار پارامترهای مختلف رابطهٔ (۲-۴۷) شامل بهره باند میانی:

$$A_o = -\frac{R_B}{R_B + R_S}\ \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x + R_B \| R_S}\ g_m R_L = -۴۱{,}۶۲$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۸ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال (۲-۸) با استفاده از برنامهٔ spice

ω_L فرکانس قطع ۳ dB پایین که توسط خازن C_E تعیین می‌شود و بنابراین قطب موثر فرکانس پایین :

$$s_L \approx -\omega_L = -۳۱۴\ s^{-۱}$$

ω_H فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار و قطب متناظر با آن :

$$s_H \approx -\omega_H = -۰٫۰۰۶۲۸\ (ns)^{-۱}$$

که عمدتاً توسط خازن C_μ مشخص می‌شود. شکل (۲-۳۸) پاسخ فرکانسی کامل این تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که از طریق برنامهٔ spice بررسی شده و مقادیر $f_L = ۵۰\ Hz, f_H = ۰٫۹۷۵\ MHz$ و $A_o = -۴۲٫۱$ بدست آمده راکه به مقادیر مورد نظر نزدیک هستند نشان می‌دهد.

ج) پاسخ پله پاسخ پله این تقویت‌کننده با استفاده از تابع انتقال مجموع دو تابع نمایی بصورت :

$$v_o(t) = k_۱ e^{-s_L t} + k_۲ e^{-s_H t}$$

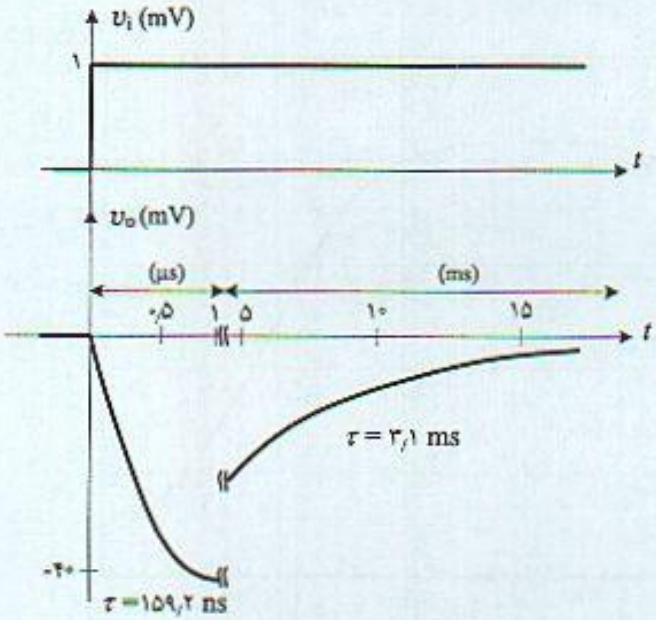
است. $k_۱$ و $k_۲$ را می‌توان با در نظر گرفتن شرایط اولیه بدست آورد. با فرض شرایط اولیه صفر می‌توان نشان داد $k_۱ = -k_۲$. از طرف دیگر با توجه به فاصله زیاد بین قطب فرکانس بالا و پایین ، تابع نمایی مربوط به فرکانس قطع بالا سریعاً به سمت صفر میل نموده و پس از مدت کوتاهی قطب فرکانس پایین در پاسخ پله موثر خواهد بود. با توجه به این نکات $|k_۱| \approx A_o$ و عبارت کامل ولتاژ خروجی :

$$v_o(t) = -۴۱٫۶۲\left(e^{-۶٫۲\times۱۰^{-۶}t} - e^{-۳۱۴t}\right)$$

است. رسم این تغییرات روی یک شکل با مقیاس خطی امکان‌پذیر نیست. اولین تابع نمایی در مدت زمانی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۳۹ پاسخ پله
تقویت‌کننده مثال (۲-۸)

کوتاه حدود چند دهم میکرو ثانیه از بین می‌رود. در حالیکه در این مدت عبارت دوم تنها دارای کمتر از ۱٪ تغییرات است. بنابراین مناسبتر است پاسخ پله روی محوری با دو مقیاس مختلف رسم شود که در شکل (۲-۳۹) برای ورودی پله ۱ mV ترسیم شده است. بخش اول متناظر با قطب با فرکانس قطع بالا با ثابت زمانی ns $\tau_۲ = \frac{۱}{|s_H|} = ۱۵۹٫۲$ و بخش دوم متناظر با قطب فرکانس پایین با ثابت زمانی $\tau_۱ = \frac{۱}{|s_L|} = ۳٫۱$ ms است.

البته باید در نظر داشت مدار در حالت کلی دارای ۴ عنصر ذخیره‌کننده انرژی (C_E, C_μ, C_π و C_C) است و اساساً لازم است پاسخ پله شامل ۴ تابع نمایی باشد. در محاسبات فوق به علت در نظر گرفتن قطب‌های موثر، تنها دو تابع نمایی در پاسخ پله ظاهر شده است. از بخش‌هایی که در محاسبه تقریبی صرفنظر شده است مربوط به قطبی در فرکانس‌های بالاتر از ω_T است که تابع نمایی متناظر به آن در چند نانو ثانیه ابتدایی حذف شود. هم چنین تابع نمایی دیگر مربوط به قطب فرکانس پایین و کوچکتر از ω_L است که در مدت زمان مورد مطالعه ثابت و تغییر زیادی در شکل خروجی ایجاد نمی‌کند. می‌توان گفت که پاسخ پله براساس قطب‌های موثر برای چند نانو ثانیه اول و زمانهای بیش از ۱۰ ms دقیق نمی‌باشد. از این پاسخ می‌توان بعنوان یک روش عملی و مناسب جهت اندازه گیری مشخصات یک تقویت‌کننده استفاده کرد.

۲-۱۱ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کنندهٔ سورس مشترک

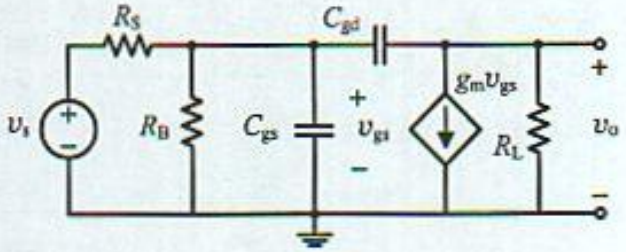
شکل (۲-۴۰) مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده کامل با عناصر FET را نشان می‌دهد. در این بخش محاسبات فرکانس بالای آن بررسی می‌شود. این مدار مشابه با تقویت‌کننده امیتر مشترک است با این تفاوت که تغییرات زیر را در آن بکار برد.

$$r_x = ۰ \,, \quad C_{gd} = C_\mu \,, \quad C_{gs} = C_\pi \,, \quad r_\pi = \infty$$

با بکار بردن تغییرات فوق در رابطه (۲-۳۴)، تابع انتقال تقویت‌کننده سورس مشترک با صرفنظر از مقاومت بایاس R_B از رابطه (۲-۴۸) بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۴۰ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده سورس مشترک با عنصر FET

$$H_H(s) = \frac{-G_S R_L (g_m - sC_{gd})}{G_S + \{C_{gs} + C_{gd}[1 + (g_m + G_S) R_L]\} s + C_{gs} C_{gd} R_L s^2} \qquad (۲-۴۸)$$

مشابه با تقریبات بکار رفته در تقویت‌کننده امیتر مشترک، تقریب یک قطبی تابع انتقال فوق بصورت:

$$H_H(s) = \frac{-G_S R_L g_m}{G_S + \{C_{gs} + C_{gd}[1 + (g_m + G_S) R_L]\} s} \qquad (۲-۴۹)$$

بدست می‌آید. با استفاده از تابع انتقال (۲-۴۹) می‌توان مدار معادل شکل (۲-۴۱) را رسم کرد که مدار معادل یک‌طرفه تقویت‌کننده و خازن اثر میلر C_t از رابطه (۲-۵۰) در ورودی قرار می‌گیرد.

$$C_t = C_{gs} + C_{gd}[1 + (g_m + G_S) R_L] \qquad (۲-۵۰)$$

فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار:

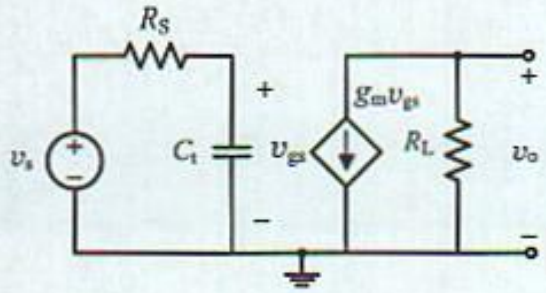
$$\omega_H = \frac{G_S}{C_t} \qquad (۲-۵۱)$$

است. ω_H با کاهش R_L و R_S زیاد می‌شود. برای مقادیر کوچک R_L پهنای باند به مقدار حدی:

$$\omega_H \rightarrow \frac{G_S}{C_{gd} + C_{gs}}, \quad (R_L \rightarrow 0) \qquad (۲-۵۲)$$

خواهد رسید. هم‌چنین برای مقادیر کوچک R_S پهنای باند به مقدار حدی:

$$\omega_H \rightarrow \frac{1}{C_{gs} R_L}, \quad R_S \rightarrow 0 \qquad (۲-۵۳)$$



شکل ۲-۴۱ مدار معادل یک‌طرفه تقویت‌کننده شکل (۲-۴۰)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مجانب خواهد شد. از این مقادیر پهنای باند در روابط (۲-۵۲) و (۲-۵۳) برای بررسی این مسئله که آیا یک FET با پارامترهای مشخص می‌تواند پهنای باند مشخصی را تامین می‌کند یا خیر استفاده می‌شود.

مثال ۲-۹

در تقویت‌کننده سورس مشترک از یک FET با مشخصات زیر استفاده شده است.

$$C_{gd} = C_{gs} = ۵\ \text{pF},\ \ R_S = ۵۰۰\ \Omega\ ,\ \ R_L = ۲٫۲\ \text{k}\Omega,\ \ R_G = ۱\ \text{M}\Omega,\ \ g_m = ۵\ \text{m}\Omega^{-1}$$

الف) تابع انتقال کامل، محل صفر و قطب را مشخص و فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار را تعیین کنید.

ب) با استفاده از مدل تقریبی یک قطبی فرکانس قطع بالا را تعیین و با فرض (الف) مقایسه کنید.

ج) مدار را از طریق برنامه spice بررسی و مشخصات آنرا تعیین کنید.

الف) در رابطهٔ (۲-۴۹) بجای عناصر مقادیر بکار رفته را قرار داده و با صرفنظر از مقاومت بزرگ R_G در مقابل R_S تابع انتقال کامل مدار:

$$H_H(s) = -\ \frac{۲۲\ (۱ - s)}{۲ + ۸۳٫۳s + ۵۵s^۲}$$

بدست می‌آید و نشان می‌دهد $A_o = -۱۱$ است. محل صفر و قطب تابع انتقال:

$$s_z = ۱\ (\text{ns})^{-1}\ ,\ \ s_۱ = -\ ۰٫۰۲۴۱\ (\text{ns})^{-1}\ ,\ \ s_۲ = -\ ۱٫۴۹۳\ (\text{ns})^{-1}$$

می‌باشند. صفر در سمت راست صفحهٔ s و خیلی دور از محور $j\omega$ و هم‌چنین قطب دوم در فاصلهٔ بسیار دور از محور $j\omega$ نسبت به قطب اول قرار دارد. پس $s_۱$ قطب موثر مدار است و فرکانس قطع بالای مدار:

$$\omega_H = |s_۱| = ۰٫۰۲۴۱\ \text{Grad/s}\ ,\qquad f_H = ۳٫۸۳\ \text{MHz}$$

می‌باشد.

ب) با استفاده از تقریب یک قطبی مقدار خازن اثر میلر C_t و فرکانس قطع

$$C_t = C_{gs} + C_{gd}\left[\ ۱ + \left(g_m + G_S\right) R_L\ \right] = ۸۳٫۳\ \text{pF}$$

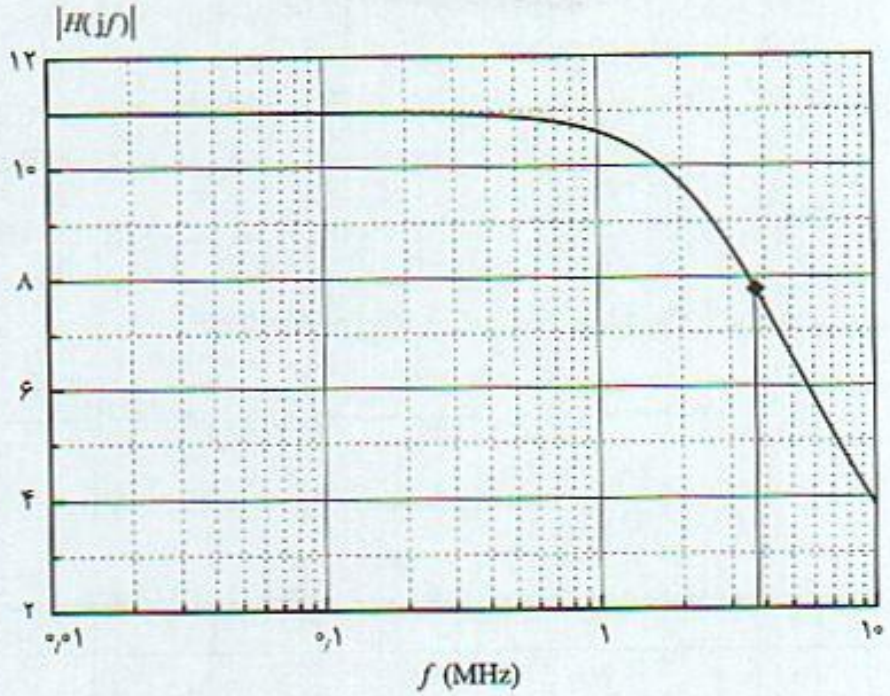
$$\omega_H = \frac{G_S}{C_t} = \frac{۲}{۸۳٫۳} = ۰٫۰۲۴\ \text{Grad/s}\ ,\qquad f_H = ۳٫۸۱۹\ \text{MHz}$$

ملاحظه می‌شود با تقریب بسیار خوبی نتایج با فرض (الف) یکسان است.

ج) شکل (۲-۴۲) پاسخ فرکانس بالای این تقویت‌کننده را که از طریق برنامهٔ spice بررسی شده است را نشان می‌دهد. نتایج حاصل $A_o = -۱۱$ و $f_H = ۳٫۷۱۵\ \text{MHz}$ می‌باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۲-۴۲ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال (۲-۹) محاسبه شده توسط برنامه spice

مثال ۲-۱۰

با یک FET به مشخصات

$$y_{fs} = ۵\ m\Omega^{-1}, \quad C_{iss} = ۱۱\ pF, \quad C_{rss} = ۲\ pF$$

الف) تقویت‌کننده‌ای مشابه مثال (۲-۵) با $f_H = ۵$ MHz طرح کنید. مقاومت منبع را ۶۰۰ Ω فرض کنید.
ب) با فرض $R_S = ۵۰\ \Omega$ پهنای باند مدار چقدر خواهد بود.

حل با استفاده از نتایج فصل اول پارامترهای مدار معادل فرکانس بالای ترانزیستور:

$$g_m = ۵\ m\Omega^{-1}, \quad C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = ۵\ pF, \quad C_{gd} = C_{rss} = ۲\ pF$$

بدست می‌آیند. رابطهٔ (۲-۵۲) نشان می‌دهد که بیشترین پهنای باند که توسط این ترانزیستور بدست می‌آید:

$$\omega_H = \frac{G_S}{C_{gd} + C_{gs}} = \frac{۲}{۱۱} = ۰٫۱۸۱\ \text{Grad/s}, \quad f_H = ۲۸٫۹۳\ \text{MHz}, \quad (R_L = ۰) \qquad (۵۲-۲)$$

بنابراین می‌توان به پهنای باند ۵ MHz دست یافت. با توجه به رابطه $\omega_H = \frac{G_S}{C_t}$ برای دست یابی به مقدار پهنای باند مورد نظر، لازم است مقدار خازن کل مدار:

$$C_t = \frac{G_S}{\omega_H} = \frac{۲}{۲\pi\,(۰٫۰۰۵)} = ۶۳٫۶۶\ pF$$

باشد. با توجه به عبارت خازن، مقاومت بار لازم:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$۶۳٫۶۶ = ۹ + ۲\left[۱ + (۵ + ۱٫۶۶)\, R_L\right] \Rightarrow R_L = ۳٫۹۵\ \text{k}\Omega$$

بهرهٔ باند میانی در این شرایط $A_o = -g_m R_L = -۱۹٫۷۶۷$ است. در مقایسه با تقویت‌کننده مشترک در مثال (۲-۵) مقاومت بار افزایش زیادی یافته است.

ب) با فرض $R_S = ۵۰\ \Omega$ و همان مقدار R_L

$$C_t = C_{gs} + C_{gd}\left[۱ + (g_m + G_S)\, R_L\right] = ۲۱۰٫۵\ \text{pF}$$

در مقایسه با حالت قبل مقدار خازن بزرگی بدست می‌آید و پهنای باند تقویت‌کننده:

$$\omega_H = \frac{G_S}{C_t} = \frac{۲۰}{۲۱۰٫۵} = ۰٫۰۹۵\ \text{Grad/s} \Rightarrow f_H = ۱۵٫۱۲\ \text{MHz}$$

است. در این شرایط پهنای باند زیادی حاصل شده و بهره تقویت‌کننده همان مقدار قبل است.

مسائل فصل دوم

۲-۱) یک تقویت‌کننده در پاسخ سیگنال مربعی با فرکانس ۱ kHz با زمان صعود $t_r = ۳۶۰$ ns و درصد کجی ۱۵٪ اندازه گیری شده است. پهنای باند تقویت‌کننده چقدر است.

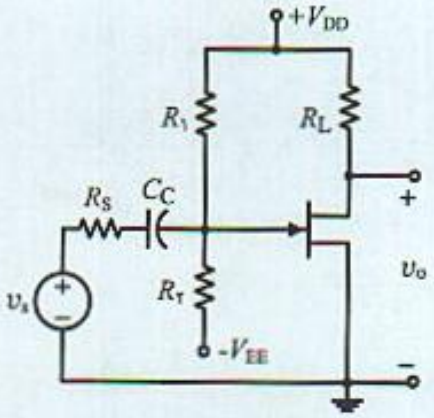
۲-۲) مشخصات تقویت‌کننده‌ای را تعیین کنید که در پاسخ سیگنال مربعی با فرکانس ۲ kHz و با زمان کار ۵۰٪، دارای زمان صعود $t_r = ۰٫۱\ \mu s$ و در صد کجی ۱۰٪ باشد.

۲-۳) در تقویت‌کننده با عنصر FET در شکل (م ۲-۳):

الف) عبارتی برای خازن کوپلاژ C_C بدست آورید که دارای فرکانس قطع ۱۰۰ Hz باشد.

ب) با توجه به فرض الف درصد کجی آنرا در پاسخ سیگنال مربعی با فرکانس ۵۰ Hz و زمان کار ۵۰٪ را مشخص کنید.

$$R_B = ۵۰۰\ \text{k}\Omega,\ R_S = ۵۰\ \Omega,\ g_m = ۳\ \text{m}\Omega^{-۱}$$



شکل (م ۲-۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲-۴) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۳):

الف) مقدار خازن کوپلاژ را برای اینکه پاسخ سیگنال مربعی با فرکانس ۵۰ Hz هرتز و زمان کار ۵۰٪ دارای مقدار کجی کمتر از ۱۰٪ باشد محاسبه کنید.

ب) در حالت (الف) فرکانس قطع پایین مدار چقدر است.

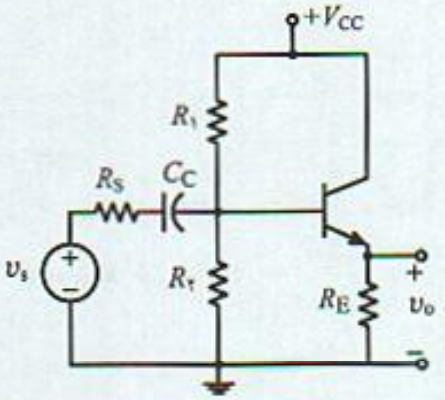
۲-۵) در تقویت‌کننده امیتر فالور شکل (م ۲-۵):

الف) عبارتی برای محاسبه فرکانس قطع ۳ dB پایین مدار f_L مشخص کنید.

ب) با مقادیر داده شده مقدار خازن را برای $f_L = ۱۰۰$ Hz محاسبه کنید.

ج) بهره باند میانی، مقاومت ورودی و خروجی را در باند میانی بدست آورید.

$$\beta_o = ۱۰۰,\ g_m = ۱۰۰\ m\Omega^{-1},\ R_B = R_۱ \parallel R_۲ = ۵۰\ k\Omega,\ R_S = ۱\ k\Omega,\ R_E = ۱.۵\ k\Omega$$



شکل (م۲-۵)

۲-۶) تابع انتقال فرکانس پایین مداری به صورت:

$$H_L(s) = A_o \frac{s}{s + s_p}$$

است. فرکانس قطع پایین مدار را مشخص کنید.

۲-۷) تابع انتقال فرکانس پایین مداری به صورت:

$$H_L(s) = A_o \frac{s + s_z}{s + s_p}$$

است.

الف) عبارت دقیق فرکانس پایین مدار را مشخص کنید.

ب) نشان دهید اگر فاصله قطب تا محور موهومی حداقل ۱۰ برابر بیش از فاصله صفر تا محور موهومی باشد تقریب $\omega_L = |S_p|$ خطای ناچیزی را سبب می‌شود.

۲-۸) در تقویت‌کننده سورس فالور شکل (م ۲-۸) با مقادیر داده شده زیر:

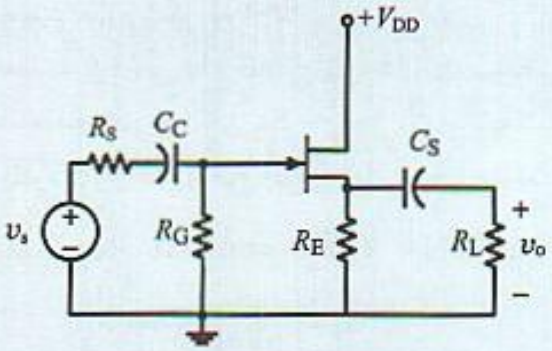
الف) کدام خازن فرکانس قطع پایین را تعیین می‌کند و چرا؟

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) مقادیر خازنها را برای فرکانس قطع ۱۰۰ هرتز تعیین کنید.
ج) در حالت (ب) پاسخ تقویت‌کننده را به سیگنال مربعی با فرکانس ۵۰ Hz تعیین نمایید.
د) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

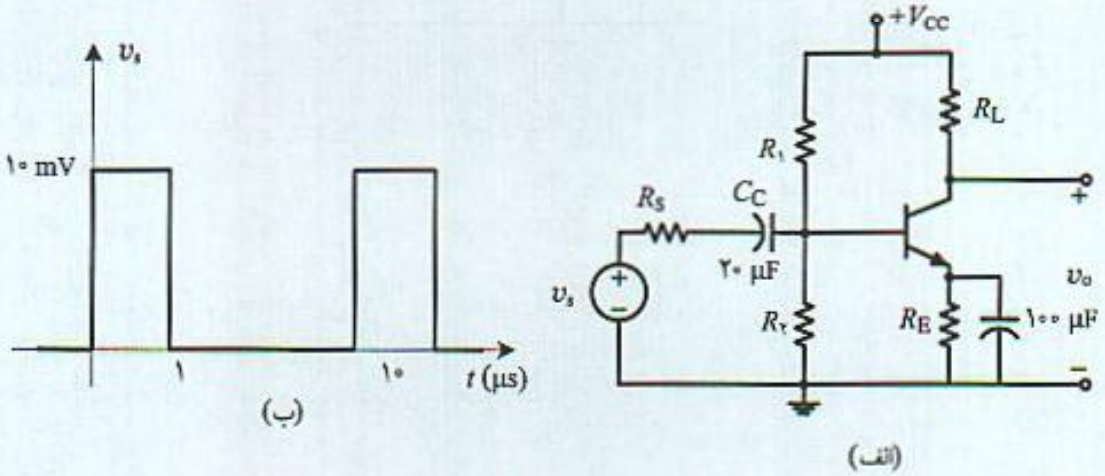
$$R_G = ۱\ M\Omega,\ R_S = ۵۰\ \Omega,\ g_m = ۵\ m\Omega^{-۱},\ R_E = ۱٫۲\ k\Omega,\ R_L = ۱\ k\Omega$$



شکل (م ۲-۸)

۲-۹) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۹ الف) پاسخ مدار به سیگنال مربعی شکل (م ۲-۹ ب) را در هر یک از حالتهای زیر بدقت رسم کنید.
الف) خروجی بدون خازن کوپلاژ ، ب) خروجی شامل خازن کوپلاژ

$$I_{CQ} = ۲٫۵\ mA,\ r_x = ۵۰\ \Omega,\ \beta_o = ۱۰۰,\ R_L = ۲٫۷\ k\Omega,\ R_B = R_۱ \parallel R_۲ = ۱۰\ k\Omega$$



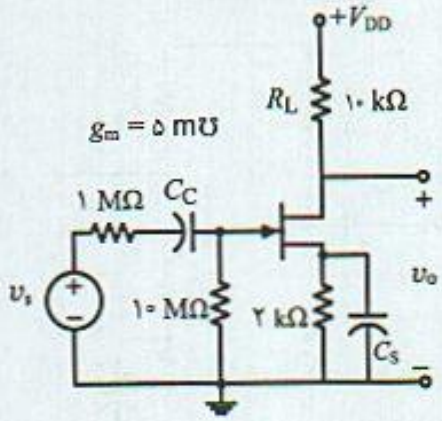
شکل (م ۲-۹)

۲-۱۰) در تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (م ۲-۱۰) عناصر خازنی مدار را برای فرکانس ۱۰۰ Hz طراحی نموده و بهره مدار در باند میانی را محاسبه کنید.

۲-۱۱) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۱۱):
الف) مقادیر خازنهای بای‌پس و کوپلاژ را برای $f_L = ۱۰۰$ Hz محاسبه کنید.
ب) بهره باند میانی، تابع انتقال فرکانس پایین مدار و دیاگرام صفر و قطب آنرا مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۲-۱۰)

ج) نمودار بد (Bode) تابع انتقال را رسم کنید.

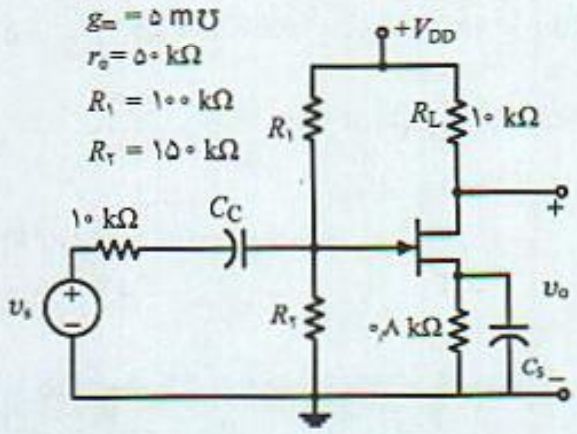
د) مدار با استفاده از برنامه spice بررسی و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

۲-۱۲) تقویت‌کننده شکل (م ۲-۱۱) با مقاومت منبع Ω ۵۰ بصورت گیت مشترک بسته شده است.

الف) مقادیر خازنهای بای‌پس و کوپلاژ را برای f_L = ۱۰۰ Hz محاسبه کنید.

ب) تابع انتقال فرکانس پایین، محل صفر و قطب و بهره باند میانی را مشخص کنید.

ج) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را در فرکانس پایین رسم کنید.



شکل (م ۲-۱۱)

۲-۱۳) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۲-۱۳):

الف) مقادیر خازنهای بای‌پس و کوپلاژ را برای فرکانس f_L = ۱۰۰ Hz محاسبه کنید.

ب) بهره باند میانی را مشخص و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

ج) مدار طراحی شده را با برنامه spice تحلیل کنید و مشخصات مدار را تعیین کنید.

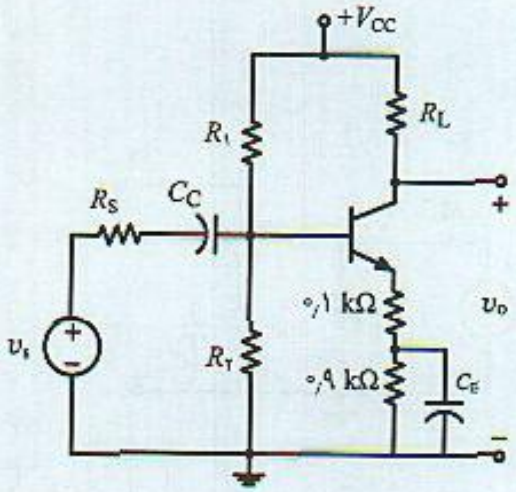
د) طراحی انجام شده را در صورت لزوم اصلاح کنید.

۲-۱۴) از تقویت‌کننده مسئله (۲-۱۳) بصورت بیس مشترک و با مقاومت منبع Ω ۵۰ استفاده شده است.

در این شرایط مسئله قبل را برای تقویت‌کننده تکرار کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۲-۱۳)

۲-۱۵) در تقویت‌کننده امیتر مشترک مسئله (۲-۱۳) که در آن بخشی از مقاومت امیتر بای‌پس شده است:

الف) با مقادیر داده شده زیر فرکانس قطع ۳ dB پایین را محاسبه کنید.

ب) بهره باند میانی میانی را مشخص و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

ج) پاسخ مدار را به ورودی پله با دامنه ۱۰ mV رسم کنید.

د) مدار را با برنامه spice تحلیل کنید و بهره باند میانی و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را مشخص نمایید.

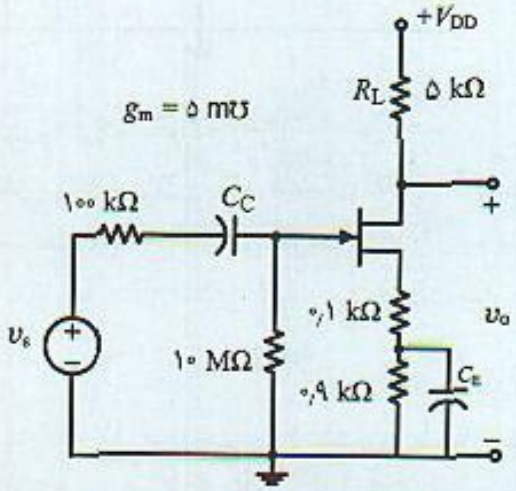
$$r_x = ۵۰۰\ \Omega\ ,\ R_S = ۱\ k\Omega\ ,\ C_E = ۲۲۰\ \mu F\ ,\ C_C = ۱۰\ nF$$

$$R_L = ۲٫۲\ k\Omega\ ,\ R_1 \parallel R_2 = ۱۰۰\ k\Omega,\ \ I_{CQ} = ۵\ mA$$

۲-۱۶) در تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (م ۲-۱۶) که در آن بخشی از مقاومت سورس بای‌پس شده است:

الف) مقادیر خازنی را برای $\omega_L = ۱۰۰$ rad/s محاسبه کنید.

ب) بهره باند میانی را مشخص و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

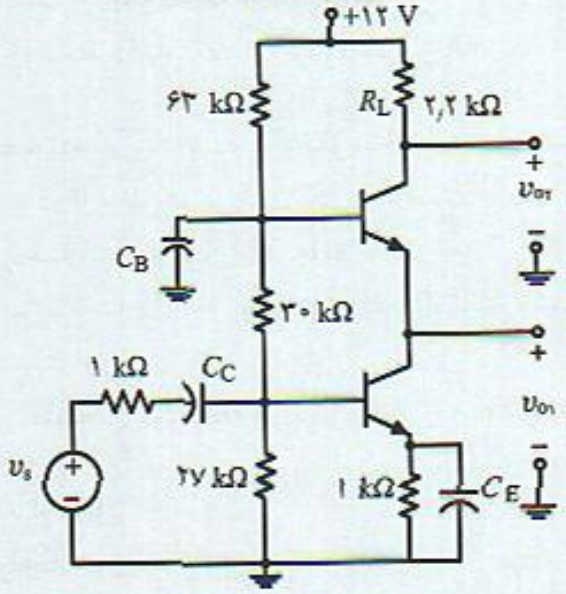


شکل (م ۲-۱۶)

POWEREN.IR

۲-۱۷) در تقویت‌کننده Cascode شکل (م ۲-۱۷):

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۲-۱۷)

الف) ولتاژ و جریان نقطه کار هر یک از ترانزیستورها را تعیین کنید. $V_{BE} = ۰٫۷\ V, \beta_o = ۱۰۰$

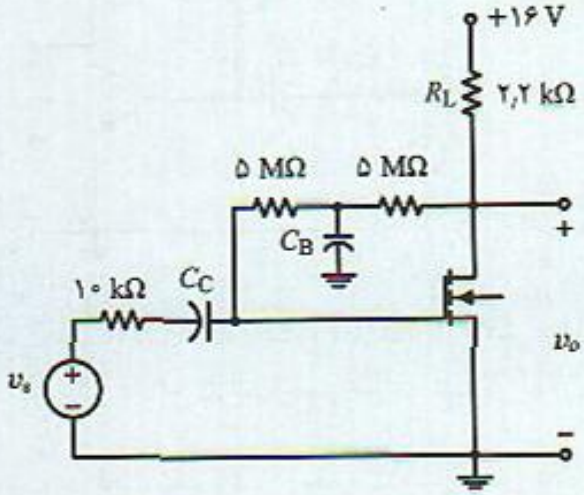
ب) بهره ولتاژ هر کدام از خروجی‌ها را به ورودی بدست آورید.

ج) مقادیر خازنهای مدار را برای $f_L = ۱۰۰\ Hz$ محاسبه کنید.

۲-۱۸) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۱۸) که از یک عنصر MOSFET با پارامترهای $V_T = ۴\ V$ $k = ۰٫۲۵\ mA/V^۲$ تشکیل شده است:

الف) نقطه کار و بهره باند میانی را محاسبه کنید.

ب) مقادیر خازنهای مدار را برای $f_L = ۵۰\ Hz$ محاسبه کنید.



شکل (م ۲-۱۸)

۲-۱۹) برای اندازه گیری پارامترهای مدار معادل هایبرید ساده شده π ترانزیستوری از یک تقویت‌کننده امیتر مشترک با مقاومت منبع ۵۰ Ω استفاده شده است و دو آزمایش در مورد آن بکار رفته است:

۱- با مقاومت بار ۱ kΩ، بهره مدار ۷۵- و پهنای باند ۵۵۰ kHz

۲- با مقاومت بار ۰٫۵ kΩ بهره مدار ۹۲- و پهنای باند ۴۰۰ kHz اندازه گیری شده‌اند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) عناصر مدار معادل را بدست آورید.

ب) فرکانس f_T ترانزیستور را مشخص کنید. نقطه کار ترانزیستور را I_{CQ} = ۲٫۵ mA فرض کنید.

۲-۲۰) برای اندازه گیری مشخصات مدار ساده شده π از تقویت‌کننده امیتر مشترک با مقاومت بار ۱ kΩ استفاده شده است و دو آزمایش در مورد آن بکار رفته است:

۱- با مقاومت منبع ۵۰ Ω، بهره مدار ۷۵- و پهنای باند ۵۰۰ kHz

۲- با مقاومت منبع ۶۰۰ Ω اهم بهره مدار ۵۰- و پهنای باند ۳۵۰ kHz اندازه گیری شده است.

الف) عناصر مدار معادل را بدست آورید.

ب) فرکانس f_T ترانزیستور را مشخص کنید. نقطه کار ترانزیستور را I_{CQ} = ۲٫۵ mA فرض کنید.

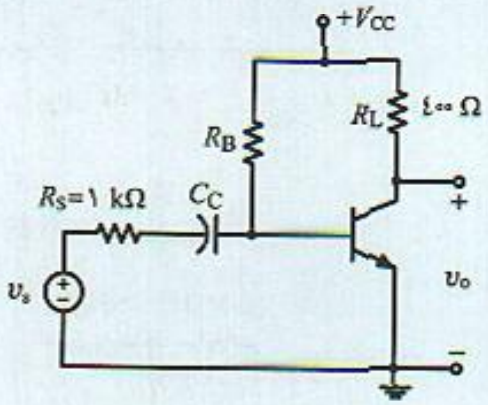
۲-۲۱) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۲۱):

الف) مدار معادل باندهای فرکانسی مختلف را رسم کنید.

ب) برای مقادیر ω_L = ۱۰۰ rad/s ، ω_H = ۱۰ Mrad/s از ترانزیستوری به مشخصات زیر استفاده شده است. مقدار خازن کوپلاژ را محاسبه نموده و نشان دهید با این ترانزیستور نمی‌توان به پهنای باند مورد نظر دست یافت.

ج) بهره باند میانی در این شرایط چقدر است. مقاومت بایاس را بزرگ فرض کنید.

$$I_{CQ} = ۵\ \text{mA}\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ C_\mu = ۳\ \text{pF}\ ,f_T = ۵۰۰\ \text{MHz}$$



شکل (م ۲-۲۱)

۲-۲۲) در مسئله (۲-۲۱) مقاومت منبع را ثابت نگاه داشته و مقاومت بار کاهش داده می‌شود تا پهنای باند مورد نظر حاصل شود. بهره مدار در این شرایط چقدر خواهد شد.

۲-۲۳) در مسئله (۲-۲۱) مقاومت بار ثابت نگاه داشته و مقاومت منبع کاهش داده می‌شود تا پهنای باند مورد نظر حاصل شود. بهره مدار در این شرایط چقدر است.

۲-۲۴) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۲-۲۴):

الف) تابع انتقال کامل فرکانس بالا و محل صفر و قطب آنرا مشخص کنید.

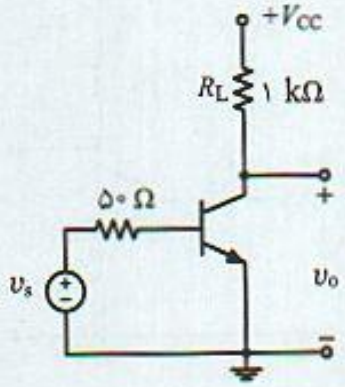
ب) بهره باند میانی و فرکانس قطع بالای مدار چقدر است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ج) از تقریب تک قطبی تابع انتقال استفاده و فرکانس قطع بالا را محاسبه و با فرض (الف) مقایسه کنید.
د) مدار معادل یکطرفه تقویت‌کننده را رسم و مقدار امپدانس ورودی ترانزیستور را پس از مقاومت r_x در فرکانس f_H محاسبه کنید.

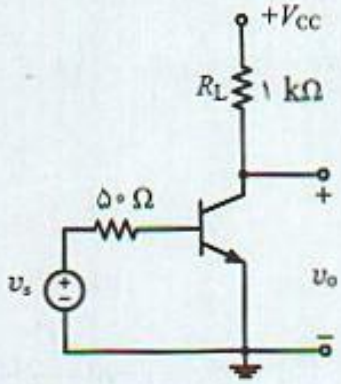
$$I_{CQ} = ۵\ \text{mA}\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ r_x = ۳۰\ \Omega\ ,\ C_\mu = ۳\ \text{pF}\ ,\ f_T = ۵۰۰\ \text{MHz}$$



شکل (م ۲-۲۴)

۲-۲۵) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۲-۲۵):
الف) از تقریب تک قطبی تابع انتقال استفاده و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.
ب) بهره باند میانی مدار چقدر است.
ج) برای دو برابر کردن پهنای باند مدار و همان بهره باند میانی چه تغییری در مدار بکار می‌برید. تغییرات لازم را بکار برده و محاسبات را انجام دهید.

$$I_{CQ} = ۵\ \text{mA}\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ C_\mu = ۵\ \text{pF}\ ,\ f_T = ۵۰۰\ \text{MHz}$$



شکل (م ۲-۲۵)

۲-۲۶) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۲۶):
الف) عبارت دقیق ادمیتانس ورودی پس از مقاومت r_x را مشخص کنید.
ب) برای مقادیر داده شده نمودار بد (Bode) ادمیتانس ورودی را رسم کنید. خازن C_C خازن کوپلاژ است.

$$I_{CQ} = ۵\ \text{mA}, \beta_o = ۱۰۰, r_x = ۳۰\ \Omega, C_\mu = ۳\ \text{pF}, C_\pi = ۷۵\ \text{pF}, R_S = ۵۰\ \Omega, R_L = ۱\ \text{k}\Omega$$

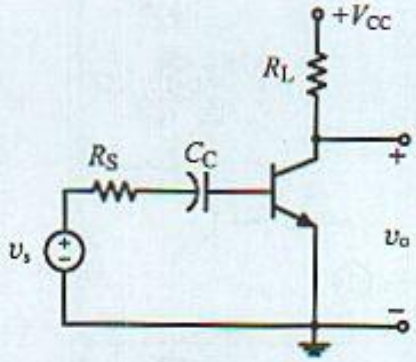
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲-۲۷) در تقویت‌کننده مسئله (۲-۲۶):

الف) عبارت دقیق ادمیتانس خروجی قبل از مقاومت R_L را مشخص کنید.

ب) برای مقادیر داده شده و $r_o = ۸۰\ k\Omega$ نمودار بد (Bode) امپدانس خروجی را رسم کنید. خازن C_C خازن کوپلاژ است.



شکل (م ۲-۲۷)

۲-۲۸) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۲۸ الف):

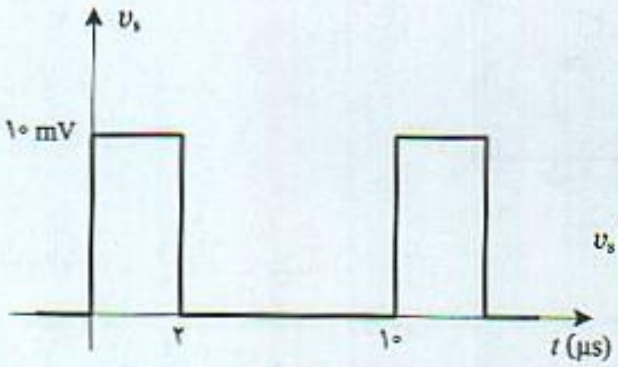
الف) فرکانس قطع بالا، پایین و بهره مدار را تعیین کنید.

ب) پاسخ مدار را به سیگنال مربعی شکل (م ۲-۲۸ ب) رسم و پارامترهای آن را روی شکل تعیین نمایید.

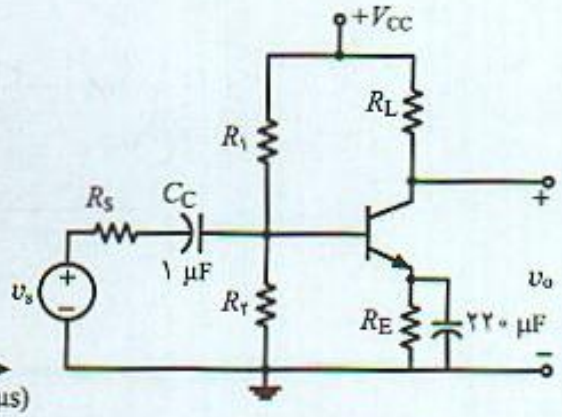
ج) مدار را با برنامه spice بررسی و پاسخ مدار به سیگنال مربعی را تعیین و با جواب تئوری مقایسه کنید.

$$I_{CQ} = ۵\ mA, \beta_o = ۱۰۰\ , r_x = ۵۰\ \Omega, C_\mu = ۵\ pF, C_\pi = ۷۵\ pF$$

$$R_S = ۵۰\ \Omega\ , R_L = ۲٫۲\ k\Omega, R_E = ۱\ k\Omega$$



(ب)



(الف)

شکل (م ۲-۲۸ ب)

شکل (م ۲-۲۸ الف)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲-۲۹) تقویت‌کننده شکل (م ۲-۲۹ الف) را چنان طرح کنید که پاسخ آن به سیگنال ورودی مربعی نشان داده شده در شکل (م ۲-۲۹ ب) دارای حداکثر کجی ۱۰٪ بوده و زمان صعود آن $t_r = ۰٫۳۵$ ms باشد. مقدار بهره باند میانی را ۵۰- فرض کنید. نکات لازم در طرح مدار:

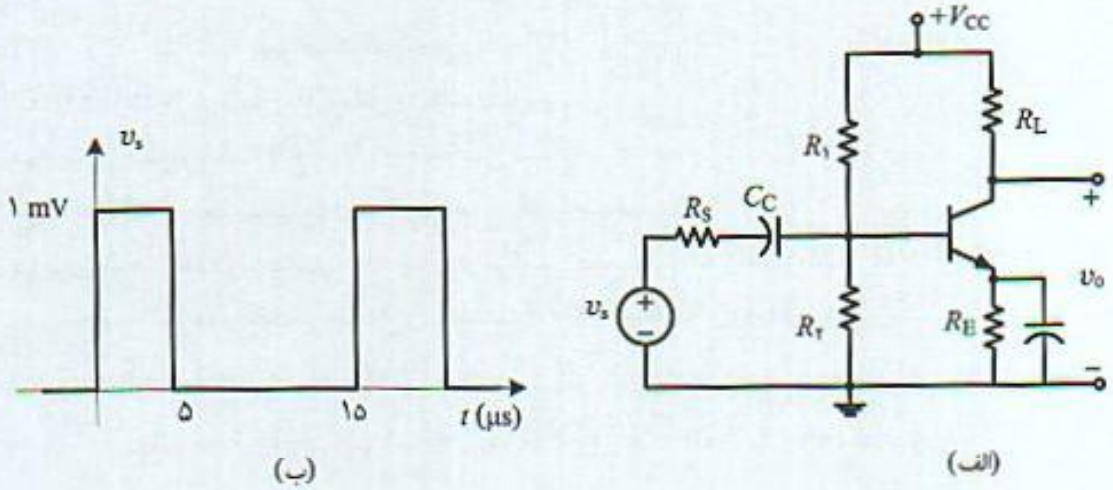
الف) فرض کنید ترانزیستورهایی با مشخصات زیر در دسترس می‌باشد.

$$\beta_0 = ۱۰۰ \ , \ r_x = ۰٫۲ \ r_\pi \ , \ f_T \leq ۴۰۰ \ \text{MHz}$$

ب) طراحی را بطور کامل انجام و مقاومتهای بایاس مناسب را نیز انتخاب کنید.

ج) مدار طرح شده را با نرم‌افزار spice بررسی و مقادیر بدست آمده را با مقادیر طراحی مقایسه کنید.

د) در صورت لزوم اصلاحات لازم را در مدار بکار ببرید.



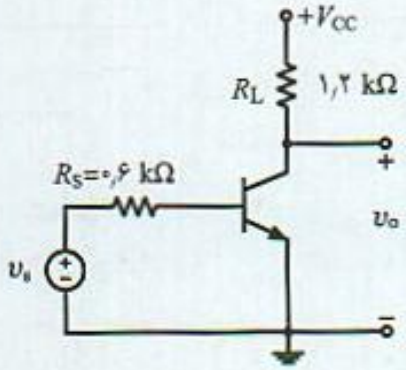
شکل (م ۲-۲۹)

۲-۳۰) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۳۰) که از عناصر بایاس صرفنظر شده است:

الف) تابع انتقال کامل مدار را مشخص و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

ب) با تقریبات قابل قبول تابع انتقال را ساده و فرکانس قطع بالا را مشخص کنید.

$$I_{CQ} = ۵ \ \text{mA} \ , \beta_o = ۱۰۰ \ , r_x = ۰ \ \Omega \ , C_\mu = ۲٫۵ \ \text{pF} \ , f_T = ۶۰۰ \ \text{MHz}$$



شکل (م ۲-۳۰)

۲-۳۱) خازن C_μ در مدار معادل ترانزیستور را می‌توان با استفاده از قضیه میلر در ورودی و خروجی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تقویت‌کننده منتقل نمود. این کار را در مورد تقویت‌کننده شکل (م ۲-۳۰) انجام دهید و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را تعیین و نتیجه را با مسئله قبل مقایسه کنید.

۲-۳۲) به تقویت‌کننده شکل (م ۲-۳۰) مقاومت R_F بین کلکتور و بیس اضافه می‌شود. مدار حاصل در شکل (م ۲-۳۲) نشان داده شده است. با فرض اینکه تغییری در نقطه کار مدار بوجود نیاید:

الف) تابع انتقال کل مدار را بدست آورید.

ب) فرکانس قطع بالا و بهره باند میانی را بر حسب R_F بدست آورید.

ج) به ازاء مقادیر $R_F = ۵۰\ k\Omega$ ، ۲۵ kΩ ، ۱۰ kΩ فرض (ب) را محاسبه کنید.

د) به نظر شما چرا با کاهش مقاومت R_F مقدار بهره کاهش و فرکانس قطع بالا زیاد می‌شود.

۲-۳۳) در تقویت‌کننده بیس مشترک شکل (م ۲-۳۳):

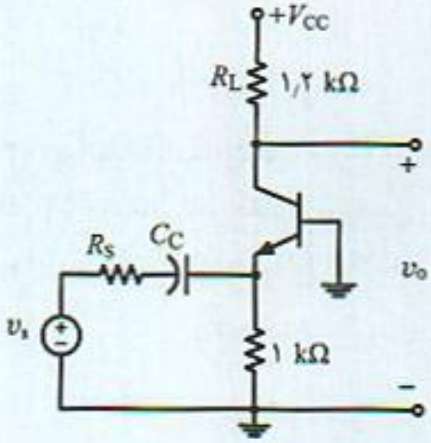
الف) عبارت کامل تابع انتقال مدار را بدست آورید.

ب) محل صفر و قطب تابع انتقال را مشخص کنید.

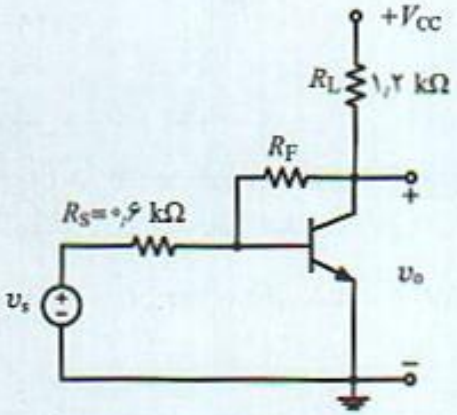
ج) با استفاده از محاسبات فوق فرکانس قطع بالا را مشخص کنید.

د) برای مقادیر عددی زیر بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا را به ازاء دو مقدار ۶۰۰ Ω و $R_s = ۵۰\ \Omega$ را محاسبه نموده و مقادیر حاصل را با مسئله (۲-۳۲) مقایسه و در کاربرد هر یک از تقویت‌کننده‌ها نتیجه گیری کنید.

$$I_{CQ} = ۵\ \text{mA}\ ,\ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ r_x = ۰\ \Omega\ ,\ C_\mu = ۲{,}۸\ \text{pF}\ ,\ f_T = ۶۰۰\ \text{MHz}$$



شکل (م ۲-۳۳)



شکل (م ۲-۳۲)

۲-۳۴) در تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (م۲-۳۴):

الف) تابع انتقال کامل مدار را مشخص کنید.

ب) نمودار صفر و قطب تابع انتقال را مشخص کنید.

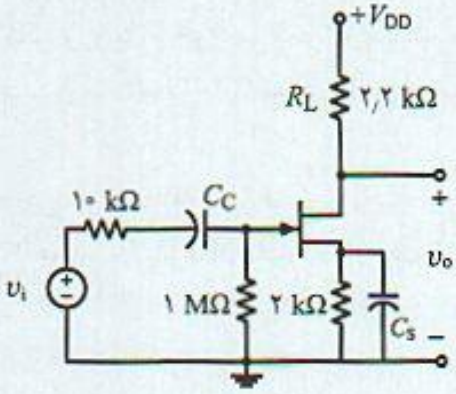
ج) تقریب ساده شده‌ای از تابع انتقال را مشخص و مدار معادل یکطرفه تقویت‌کننده را رسم کنید.

د) بهره باند میانی را با مقادیر داده شده محاسبه کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

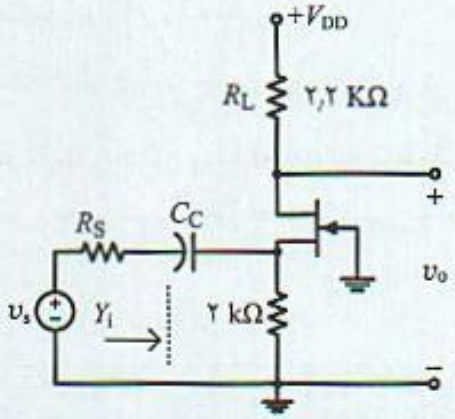
$g_m = ۵\ m\Omega^{-1}$, $C_{gs} = C_{gd} = ۳\ pF$, $r_o = ۵۰\ k\Omega$



شکل (م ۲-۳۴)

۲-۳۵) در تقویت‌کننده مسئله (۲-۳۴) عبارتی برای حاصلضرب بهره و پهنای باند تقویت‌کننده بدست آورید و به ساده‌ترین صورت ممکن نشان دهید. تغییرات آنرا بر حسب مقاومت بار و به ازاء $R_S = ۵۰\ \Omega$ رسم کنید.

۲-۳۶) تقویت‌کننده شکل (م ۲-۳۴) با همان ترانزیستور بصورت بیس مشترک و شکل (م ۲-۳۶) مورد استفاده قرار می‌گیرد. تابع انتقال کامل تقویت‌کننده را در این حالت بدست آورده و به ازاء دو مقدار مقاومت منبع $۶۰۰\ \Omega$ و $R_S = ۵۰\ \Omega$ بهره ولتاژ و فرکانس قطع بالای مدار را مشخص و در مورد کاربرد این مدار توضیح دهید.



شکل (م ۲-۳۶)

۲-۳۷) در مسئله (۲-۳۶) عبارت کامل ادمیتانس ورودی را پس از مقاومت منبع مشخص و نمودار بد (Bode) آنرا برای مقادیر داده شده رسم نمایید.

۲-۳۸) در تقویت‌کننده امیتر فالور شکل (م ۲-۳۸):

الف) عبارت کامل تابع انتقال فرکانس بالا را محاسبه کنید.

ب) محل صفر و قطب تابع انتقال را مشخص و در صفحه s نمایش دهید.

ج) آیا مدار دارای قطب موثر می‌باشد؟

د) با رسم نمودار بد (Bode) فرکانس قطع بالا را تعیین کنید.

POWEREN.IR

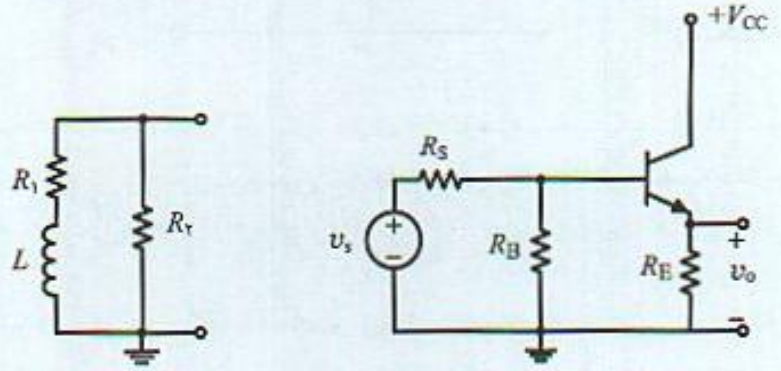
POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$I_{CQ} = ۵\ mA\ , \beta_o = ۱۰۰\ , r_x = ۵۰\ \Omega\ , C_\mu = ۵\ pF\ , f_T = ۲۰۰\ MHz$$

۲-۳۹) الف) عبارت کامل امپدانس ورودی و خروجی یک تقویت‌کننده امیتر فالور را محاسبه کنید.

ب) مسئله را برای مقادیر عددی مسئله (۲-۳۸) ساده و نمودار بد (Bode) امپدانس ورودی را ترسیم کنید.

ج) مدار معادل امپدانس خروجی تقویت‌کننده امیتر فالور را تعیین و مقادیر عناصر مدار معادل را برای مقادیر عددی مسئله (۲-۳۸) محاسبه کنید. نشان دهید مدار معادل بصورت شکل (م ۲-۳۸ ب) است.



شکل (م ۲-۳۸)

۲-۴۰) در یک تقویت‌کننده امیتر مشترک با امیتر بای‌پس شده با مقاومت منبع ۶۰۰ Ω و بار ۲٫۲ kΩ ترانزیستوری به مشخصات زیر بکار رفته است:

$$I_{CQ} = ۵\ mA,\ V_{CEQ} = ۵\ V, \beta_o = ۱۰۰,\ r_x = ۵۰\ \Omega,\ C_\mu = ۵\ pF,\ f_T = ۵۰۰\ MHz$$

با فرض جریان نقطه کار ثابت ۵ mA و اینکه تغییر ولتاژ نقطه کار باعث تغییر خازن C_μ شود جدول (م ۲-۱) را تکمیل و تغییرات فرکانس قطع بالا را بر حسب ولتاژ نقطه کار رسم کنید.

جدول (م ۲-۱) تغییرات فرکانس قطع بالا بر حسب ولتاژ نقطه کار

V_{CEQ} (V)	۱	۲	۴	۵	۷٫۵	۱۰	۱۲
C_μ (pF)				۵			
f_H							

۲-۴۱) در یک تقویت‌کننده امیتر مشترک با امیتر بای‌پس شده با مقاومت منبع ۶۰۰ Ω و بار ۲٫۲ kΩ ترانزیستوری به مشخصات زیر بکار رفته است:

$$I_{CQ} = ۵\ mA\ , V_{CEQ} = ۵\ V\ , \beta_o = ۱۰۰\ , r_x = ۵۰\ \Omega,\ C_\mu = ۵\ pF$$

$$f_T = ۵۰۰\ MHz\ , V_T = ۲۵\ _{mA}\ , \tau_F = ۱۵۰\ ps$$

با فرض ولتاژ نقطه کار ثابت ۵ V و اینکه تغییر جریان نقطه کار فقط باعث تغییر خازن C_π شود

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول (م ۲-۲) را تکمیل و تغییرات فرکانس قطع بالا را بر حسب جریان نقطه کار رسم کنید. خازن دیود بیس امیتر مجموع دو خازن پیوند به مقدار ثابت ۵ pF و خازن انتشار است.

جدول (م ۲-۲) تغییرات فرکانس قطع بالا بر حسب جریان نقطه کار

I_{CQ}	(mA)	۱	۲	۴	۵	۷٫۵	۱۰	۲۰
r_π	(kΩ)				۰٫۵			
C_{je}	(pF)	۵	۵	۵	۵	۵	۵	۵
C_d	(pF)				۳۰			
C_μ	(pF)				۵			
f_H								

۲-۴۲) در تقویت‌کننده شکل (م ۲-۴۲) با فرض تابع انتقال یک قطبی تقویت‌کننده امیتر مشترک:

الف) چه رابطه‌ای برقرار باشد تا پاسخ پله تقویت‌کننده مشابه ورودی با زمان صعود صفر باشد.

ب) نشان دهید لازم است در شرایط فوق تابع انتقال ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی مستقل از فرکانس باشد.

ج) با توجه به فرض (الف) عبارت امپدانس ورودی را مشخص کنید.

د) چه کاربردهایی برای این مدار می‌توان در نظر گرفت.

ه) آیا عملاً می‌توان به چنین پاسخی دست یافت؟ چه عوامل یا عواملی در این مسئله موثر واقع می‌شوند.

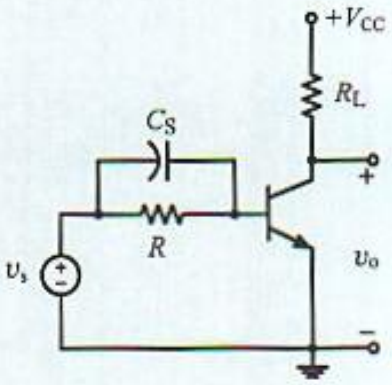
به خازنهای C_S خازنهای سرعت دهنده (speed up capacitor) گفته می‌شود که در مدارهای پالس اهمیت زیادی دارند.

۲-۴۳) در مدار شکل (م ۲-۴۳) با فرض تابع انتقال یک قطبی تقویت‌کننده امیتر مشترک:

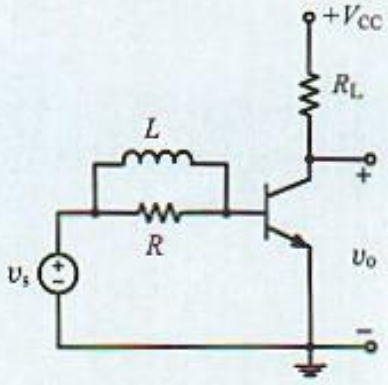
الف) روابطی برای عناصر R و L را چنان بدست آورید که امپدانس ورودی مستقل از فرکانس باشد.

ب) برای مقادیر عددی داده شده در مسئله (۲-۴۱) مقدار این عناصر را مشخص کنید.

ج) به نظر شما کاربرد این مدار در چه مواردی است؟



شکل (م ۲-۴۲)



شکل (م ۲-۴۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۳

پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های چند طبقه

مقدمه

هنگامی‌که از بررسی تقویت‌کننده یک طبقه که در فصل قبل انجام شد، بررسی و طراحی تقویت‌کننده‌های چند طبقه مطرح می‌شود نکات و مسایل مهمی پیش می‌آید. بعنوان مثال با سری کردن چند طبقهٔ امیتر مشترک بهرهٔ بالایی حاصل می‌شود، اما در عین حال به علت افزایش تعداد خازنهای موجود در مدار تعداد فرکانس‌های طبیعی مدار افزایش یافته و پاسخ فرکانس مدار تحت تاثیر آنها خواهد بود. در این شرایط اولاً بدست آوردن تابع انتقال مشکل است. ثانیاً حل معادلهٔ مشخصه به روش معمول و دستی امکان‌پذیر نمی‌باشد. برای حل کامل و دقیق تقویت‌کننده چند طبقه لازم است از محاسبات عددی و کامپیوتر استفاده شود. محاسبات کامپیوتری گرچه نتایج کاملا دقیق را بدست می‌دهد، اما باید در نظر داشت دید منطقی و عملی برای طرح تقویت‌کننده‌ها را نشان نمی‌دهد. بعنوان مثال عامل تعیین‌کننده بر پهنای باند را برای طراح مدار مشخص نمی‌کند. از این جهت روش‌های ساده‌تری لازم است که دید عملی و منطقی جهت طراحی معرفی نماید.

در این فصل ابتدا خصوصیات کلی تابع انتقال تقویت‌کننده چند طبقه بررسی و سپس روش **ثابت زمانی** برای تعیین فرکانس قطع تقویت‌کننده معرفی و با چند مثال نکات لازم در طراحی ذکر می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۱ تابع انتقال تقویت‌کننده چند طبقه

تابع انتقال تقویت‌کننده چند طبقه را می‌توان بصورت:

$$H(s) = A_0 H_L(s) H_H(s) \tag{۳-۱}$$

نشان داد. A_0 بهره باند میانی، $H_L(s)$ تابع انتقال فرکانس پایین و $H_H(s)$ تابع انتقال فرکانس بالا است. در باند میانی $H(s) \approx A_0$ و بهرهٔ مدار مقدار ثابتی است. در فرکانس‌های خیلی بالاتر از f_L (فرکانس قطع ۳ dB پایین) $H_L(s)$ به سمت "۱" میل می‌کند. در فرکانس‌های خیلی پایین‌تر از f_H، $H_H(s)$ نیز به سمت "۱" میل می‌کند.

تابع انتقال فرکانس پایین در حالت کلی $H_L(s)$ به صورت

$$H_L(s) = \frac{(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_n)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_m)} \tag{۳-۲}$$

است. p_i ها اعدادی مثبت و معرف قطب‌ها و z_i ها اعدادی مثبت، منفی و یا صفر که معرف صفرهای تابع انتقال می‌باشند. در باند میانی و فرکانسهای بالاتر از فرکانس قطع پایین $H_L(s)$ به سمت "۱" میل میکند بنابراین لازم است تعداد صفرها و قطب‌های $H_L(s)$ با هم برابر باشند به عبارت دیگر برای تابع انتقال فرکانس پایین $n = m$ است.

تابع انتقال فرکانس بالا در حالت کلی $H_H(s)$ به صورت

$$H_H(s) = \frac{\left(1+\frac{s}{z_1}\right)\left(1+\frac{s}{z_2}\right)\cdots\left(1+\frac{s}{z_n}\right)}{\left(1+\frac{s}{p_1}\right)\left(1+\frac{s}{p_2}\right)\cdots\left(1+\frac{s}{p_m}\right)} \tag{۳-۳}$$

است که z_i ها و p_i ها مشابه با تابع انتقال فرکانس پایین هستند. در فرکانس‌های پایین‌تر f_H و در باند میانی وقتی $s \to 0$ لازم است تابع انتقال به سمت ۱ میل کند. علاوه‌بر آن با توجه به اینکه در فرکانس بالا ($s \to \infty$) بهره تقویت‌کننده کم می‌شود لازم است $m \gg n$ یعنی تعداد قطب‌ها بیش از تعداد صفرها باشد.

تعداد قطب‌ها و صفرها تعدا قطب‌های یک تابع انتقال مساوی تعداد عناصر ذخیره‌کننده انرژی مستقل در مدار است. در تقویت‌کننده‌ها عموماً عنصر ذخیره‌کننده انرژی خازن است و خازنی مستقل است که بتوان به آن یک ولتاژ مستقل اختصاص داد. برای مثال دو خازن موازی مستقل نیستند چون ولتاژ هر دو یکسان است و بیش از یک ولتاژ مستقل نمی‌توان به آنها اختصاص داد و در مدار معادل هم می‌توان بجای دو خازن مجموع دو خازن را قرار داد. بطور مشابه دو خازن سری هم مستقل نیستند. چون مقدار بار الکتریکی ذخیره شده در هر دو خازن مساوی و نمی‌توان به هر خازن ولتاژ مستقلی اختصاص داد. هم‌چنین اگر در مدار حلقه‌ای فقط شامل خازن موجود باشد، چون مجموع ولتاژهای خازنهای حلقه صفر است بنابراین ولتاژ خازنها مستقل از هم نیستند و در نتیجه تعداد قطبها برابر تعداد خازنها منهای تعداد حلقه‌های موجود در مدار می‌باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بطور خلاصه در مورد صفرها و قطب‌های یک تقویت‌کننده می‌توان گفت:

الف) در $H_L(s)$ تعداد قطبها برابر تعداد عناصر مستقل ذخیره‌کننده انرژی و تعداد صفرهای آن مساوی تعداد قطب‌ها می‌باشد.

ب) در $H_H(s)$ تعداد قطب‌ها برابر تعداد عناصر مستقل ذخیره‌کننده انرژی و تعداد صفرها با بررسی رفتار این تابع در فرکانسهای خیلی بالا ($s \to \infty$) بدست می‌آید. چنانچه تابع انتقال فرکانس بالا وقتی $s \to \infty$ به سمت $\frac{1}{s^k}$ میل کند، در این صورت تعداد صفرهای محدود آن k عدد کمتر از تعداد قطبها خواهد بود.

۳-۲ تقریب قطب موثر تابع انتقال فرکانس بالا

رسم نمودار بد (Bode) تابع انتقال $H_H(s)$ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده را مشخص می‌کند و به کمک آن می‌توان فرکانس قطع بالا را بدست آورد. در رسم این نمودار لازم است محل صفر و قطب مشخص باشند. در بسیاری از موارد عملی صفرهای تابع انتقال $H_H(s)$ یا در بی‌نهایت هستند و یا آنقدر در فرکانسهای بالا قرار دارند که اثر مهمی بر فرکانس قطع مدار ندارند. علاوه‌بر آن اگر یکی از قطبهای فرکانس بالا مثل p_1 خیلی کوچکتر از سایر قطبها باشد در این صورت پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده توسط این قطب مشخص می‌شود بطوریکه:

$$H_L(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{p_1}} \qquad (۳-۴)$$

این قطب بنام **قطب موثر** (dominant pole) و تقریب بکار رفته **تقریب قطب موثر** تابع انتقال فرکانس بالای تقویت‌کننده نامیده می‌شود. بنابراین فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار:

$$\omega_H \approx |p_1| \qquad (۳-۵)$$

است. هر چه فاصله این قطب از سایر قطبها بیشتر باشد این تقریب دقیق‌تر خواهد بود. جهت بررسی دقت تقریب قطب موثر تابع انتقالی با ۲ قطب حقیقی بصورت:

$$H_L(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)} \qquad (۳-۶\text{الف})$$

در نظر گرفته و فرکانس قطع آن بطور دقیق محاسبه می‌شود. رابطه (۳-۶الف) را می‌توان بصورت

$$H_L(s) = \frac{1}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \qquad (۳-۶\text{ب})$$

ساده کرد که در آن رابطه (۳-۷) برقرار است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$a_1 = \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}, \quad a_2 = \frac{1}{p_1 p_2} \tag{۳-۷}$$

چنانچه فاصله بین دو قطب زیاد باشد، $p_1 \ll p_2$، می‌توان تقریب‌های

$$p_1 \approx \frac{1}{a_1}, \quad a_2 \approx 0$$

بکاربرد و تقریب نسبتاً دقیق برای فرکانس قطع ۳ dB بالا با رابطه (۳-۸) بدست آورد.

$$\omega_H \approx \frac{1}{a_1}, \quad f_H \approx \frac{1}{2\pi a_1} \tag{۳-۸}$$

توجه شود a_1 ضریب عبارت s در مخرج تابع انتقال $H_H(s)$ است. برای محاسبه مقدار دقیق ω_H تابع انتقال رابطهٔ (۳-۵) را در نظر گرفته و با توجه به تعریف ω_H، از رابطه (۳-۹ الف):

$$|H_H(j\omega_H)| = \frac{1}{\left|1 + j\frac{\omega}{p_1}\right|\left|1 + j\frac{\omega}{p_2}\right|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{۳-۹ الف}$$

طرفین رابطه (۳-۹ الف) را به توان ۲ رسانده:

$$|H_H(j\omega_H)|^2 = \frac{1}{[1 + (\omega_H / p_1)^2][1 + (\omega_H / p_2)^2]} = \frac{1}{2} \tag{۳-۹ ب}$$

با ساده کردن رابطه فوق رابطه دقیق برای محاسبه فرکانس قطع بدست می‌آید.

$$\frac{\omega_H^2}{p_1^2 p_2^2} + \frac{p_1^2 + p_2^2}{p_1^2 p_2^2}\omega_H^2 = 1 \tag{۳-۹ ج}$$

رابطه (۳-۹ ج) ω_H دقیق و بدون تقریب را مشخص می‌کند. اما در شرایطی که قطبها حقیقی باشند ضرایب رابطه فوق مثبت و با توجه به اینکه ω_H کوچکتر از تک‌تک قطبها است ($|p_1|$ و $|p_2|$ < ω_H)، در این صورت از جمله ω_H^4 می‌توان صرفنظر و تقریب دقیق‌تری از ω_H با رابطه (۳-۱۰) را بدست آورد.

$$\frac{1}{\omega_H^2} = \frac{1}{p_1^2} + \frac{1}{p_2^2} \tag{۳-۱۰}$$

رابطه (۳-۱۰) کلی است و در مواردی که تقریب قطب موثر را نمی‌توان بکار برد، تقریب مناسبی از ω_H را بدست می‌دهد. در حالت کلی برای چندین قطب رابطهٔ (۳-۱۱) برقرار می‌باشد.

$$\frac{1}{\omega_H^2} = \frac{1}{p_1^2} + \frac{1}{p_2^2} + \frac{1}{p_2^3} + \cdots \tag{۳-۱۱}$$

برای اینکه دقت تقریبات مختلف در روابطی که بدست آید مقایسه شود نتایج محاسبه فرکانس قطع در چند حالت خاص در جدول (۳-۱) خلاصه شده است. از این جدول می‌توان دید:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- در حالت $p_2 = 10\, p_1$ رابطه (۳-۸) دارای ۸٪ خطا و رابطه (۳-۱۱) بدون خطا است و تقریب قطب موثر $\omega_H \approx p_1$ خطای قابل ملاحظه‌ای را سبب نمی‌شود.
- در سایر حالتها که $p_2 < p_1$ است، رابطه (۳-۱۱) خطای کمی را باعث می‌شود و تقریب قطب موثر خطای زیادی دارد.
- در مواردی که فاصله قطبها بیش از یک دهۀ فرکانس (decade) است تقریب قطب موثر معتبر و در سایر موارد رابطه (۳-۱۱) مناسبتر می‌باشد.

جدول (۳-۱) فرکانس قطع ۳ dB برای توابع انتقال با ۲ قطب حقیقی به روشهای مختلف

وضعیت قطبها	مقدار دقیق ω_H	مقدار تقریبی رابطه (۳-۸)		مقدار تقریبی رابطه (۳-۱۱)	
		ω_H	خطا	ω_H	خطا
$P_2 = 10P_1$	$0.99\, P_1$	$0.91\, P_1$	−۸٪	$0.99\, P_1$	۰
$P_2 = 4\, P_1$	$0.95\, P_1$	$0.8\, P_1$	−۱۶٪	$0.97\, P_1$	+۲٪
$P_2 = 2\, P_1$	$0.84\, P_1$	$0.67\, P_1$	−۲۰٪	$0.89\, P_1$	+۶٪
$P_2 = 1\, P_1$	$0.64\, P_1$	$0.5\, P_1$	−۲۲٪	$0.7\, P_1$	+۱۰٪

بطور خلاصه تقریب قطب موثر دارای محدودیتهای زیر است:

- تقریب قطب موثر برآوردی از f_H را بدست می‌دهد که همواره از مقدار واقعی آن کمتر است.
- فقط برای توابع انتقال با قطب‌های حقیقی معتبر است.
- هر تعداد صفر موجود در تابع انتقال باید حداقل دو octave بالاتر از قطب موثر باشند.
- تقریب قطب موثر نتیجۀ صحیحی برای فاز تابع انتقال بدست نمی‌دهد.

۳-۳ رابطۀ فرکانس قطع و ضرایب معادله مشخصه

در اغلب تقویت‌کننده‌ها صفرهای تابع انتقال فرکانس بالا بزرگ و در سمت راست صفحۀ s قرار داشته و بر پهنای باند اثر قابل ملاحظه‌ای ندارند. در یک حالت خاص و عملی تابع انتقالی با ۴ قطب در نظر گرفته و رابطه ω_H با ضرایب چند جمله‌ای معادله مشخصه بررسی می‌شود. تابع انتقال:

$$H_H(s) = \frac{1}{\left(1+\frac{s}{p_1}\right)\left(1+\frac{s}{p_2}\right)\left(1+\frac{s}{p_3}\right)\left(1+\frac{s}{p_4}\right)} \qquad \text{(۳-۱۲ الف)}$$

رابطه فوق را می‌توان بصورت ساده شده (۳-۱۲ ب) نشان داد:

$$H_H(s) = \frac{K}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + s^4} \qquad \text{(۳-۱۲ ب)}$$

که در آن روابط (۳-۱۲ ج) برقرار است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$a_0 = K = p_1 p_2 p_3 p_4 \quad \text{(حاصلضرب قطبها)}$$

$$a_1 = \sum p_i p_j \quad \text{(مجموع حاصلضرب ۲ به ۲ قطبها)} \qquad (۳-۱۲ج)$$

$$a_2 = \sum p_i p_j p_k \quad \text{(مجموع حاصلضرب ۳ به ۳ قطبها)}$$

$$a_3 = p_1 + p_2 + p_3 + p_4 \quad \text{(مجموع قطبها)}$$

قدر مطلق تابع انتقال $H_H(s)$ در فرکانس قطع بالا :

$$\left|H_H(j\omega_H)\right| = \frac{K}{\left|a_0 - a_2\omega_H + \omega^4_H + j\left(a_1\omega^2_H - a_3\omega^3_H\right)\right|} = 0{,}707K \qquad (۳-۱۲د)$$

با ساده کردن رابطه (۳-۱۲ د) و با صرفنظر از توانهای ۲ به بالای ω_H می‌توان نشان داد :

$$\left(a^2_1 - 2a_0a_2\right)^2 \omega^2_H = a^2_0$$

و بنابراین مقدار تقریبی ω_H بر حسب ضرایب معادله مشخصه a_0 و a_1 از رابطه (۳-۱۳) بدست می‌آید.

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{a_1}{a_0}\right)^2 - 2\frac{a_2}{a_0}}} \qquad (۳-۱۳)$$

با توجه به روابط a_0 و a_1 در رابطه (۳-۶ ج) نسبتهای $\frac{a_1}{a_0}$ و $\frac{a_2}{a_0}$ قابل محاسبه است.

$$\frac{a_1}{a_0} = \sum \frac{1}{p_i}, \quad \frac{a_2}{a_0} = \sum \frac{1}{p_i p_j} \qquad (۳-۱۴)$$

در موارد عملی قطبها عموماً حقیقی و در فواصل پراکنده‌ای از هم قرار دارند بطوریکه نسبت $\frac{a_2}{a_0}$ در مقایسه با $\frac{a_1}{a_0}$ خیلی کوچکتر و بنابراین با صرفنظر از $\frac{a_2}{a_0}$ در رابطه (۳-۱۳) فرکانس قطع بالای تابع انتقال ω_H از رابطه (۳-۱۵) بدست می‌آید.

$$\omega_H \approx \frac{a_0}{a_1} = \frac{1}{\sum \frac{1}{p_i}} \qquad (۳-۱۵)$$

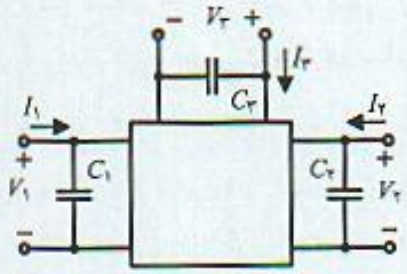
این تقریب روش ساده با کاربرد زیاد برای محاسبه فرکانس قطع معرفی می‌کند. نسبت $\frac{a_1}{a_0}$ به سادگی از طریق اجزاء مدار بدست می‌آید که در بخش بعد روابط لازم ارائه می‌شوند. توجه شود روابط (۳-۱۴) کاملاً دقیق هستند و هیچ تقریبی در آنها بکار نرفته است. وقتی محل قطبها معلوم باشند (که از طریق برنامه‌های کامپیوتری بدست می‌آید) نسبتهای $\frac{a_1}{a_0}$ و $\frac{a_2}{a_0}$ دقیقاً بدست می‌آیند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۴ روش ثابت زمانی برای محاسبهٔ فرکانس قطع

محاسبهٔ نسبتهای $\frac{a_1}{a_0}$ و $\frac{a_{n+1}}{a_n}$ بر حسب اجزاء مدار در رابطهٔ (۳-۱۵) ارتباط بین ω_{11} و نسبتهای $\frac{a_1}{a_0}$ مشخص شد. برای اینکه رابطهٔ کلی بین ضرایب معادله مشخصه و اجزاء مدار بدست آید شبکهٔ خطی شامل ۳ خازن در شکل (۳-۱) را در نظر گرفته و ارتباط نسبتهای فوق با عناصر مدار تعیین می‌شود.



شکل ۳-۱ شبکه خطی شامل ۳ خازن

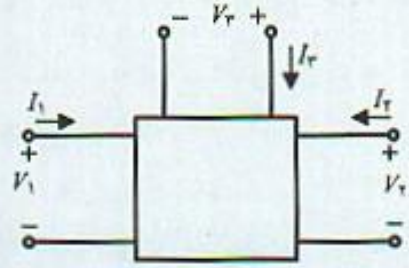
به هر یک از ورودیهای این شبکه یک ولتاژ و جریان اختصاص داده و مشخصات زیر در مورد آن تعریف می‌شود.

الف) هدایت اتصال کوتاه هدایت اندازه‌گیری G_{is} شده در هر ورودی در شرایطی که سایر ورودی‌ها اتصال کوتاه می‌باشند.

ب) مقاومت اتصال باز مقاومت اندازه‌گیری R_{io} شده هر ورودی در شرایطی که ورودی‌های دیگر باز هستند.

برای بدست آوردن این مشخصات، شبکه‌ای که از حذف خازنها بصورت شکل (۳-۲) در نظر گرفته و معادلات جریان هر گرهٔ آن بررسی می‌شود. در نوشتن این معادلات فرض می‌شود منابع مستقل در داخل شبکه صفر و اثر منابع وابسته در محاسبات منظور شده است. معادلات گره مدار:

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{11} V_1 + g_{12} V_2 + g_{13} V_3 \\ I_2 &= g_{21} V_1 + g_{22} V_2 + g_{23} V_3 \\ I_3 &= g_{31} V_1 + g_{32} V_2 + g_{33} V_3 \end{aligned} \qquad (۳-۱۶)$$



شکل ۳-۲ شبکه شکل (۳-۱) با حذف خازنهای آن

برای محاسبهٔ هدایت اتصال کوتاه G_{is} با توجه به اینکه روابط فوق بر مبنای پارامترهای ادمیتانس اتصال کوتاه هستند، هدایت یک ورودی در حالی‌که سایر ورودی‌ها اتصال کوتاه هستند و با رابطه (۳-۱۷) تعریف می‌شوند.

$$G_{1s} = \frac{I_1}{V_1}\bigg|_{V_2 = V_3 = 0} = g_{11}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$G_{۲۲} = \frac{I_۲}{V_۲}\Big|_{V_۱ = V_۳ = ۰} = g_{۲۲} \qquad (۱۷-۳)$$

$$G_{۲۳} = \frac{I_۳}{V_۳}\Big|_{V_۱ = V_۲ = ۰} = g_{۲۳}$$

برای محاسبهٔ مقاومت مدار باز R_{jo} هر ورودی نسبت $\frac{V_j}{I_j}$ در حالتی‌که سایر ورودی‌ها دارای جریان صفر (اتصال باز) هستند محاسبه می‌شوند. برای سادگی در محاسبات و بیان ساده‌تر از ماتریس هدایت Δg استفاده می‌شود که طبق تعریف:

$$\Delta g = \begin{vmatrix} g_{۱۱} & g_{۱۲} & g_{۱۳} \\ g_{۲۱} & g_{۲۲} & g_{۲۳} \\ g_{۳۱} & g_{۳۲} & g_{۳۳} \end{vmatrix} \qquad (۱۸-۳ \text{ الف})$$

کوفاکتور (cofactor) هر عنصر g_{ii} ماتریس (۳-۱۸ الف) را با $(\Delta_g)_{ii}$ نشان داده:

$$(\Delta g)_{۱۱} = \begin{vmatrix} g_{۲۲} & g_{۲۳} \\ g_{۳۱} & g_{۳۲} \end{vmatrix}, \quad (\Delta g)_{۲۲} = \begin{vmatrix} g_{۲۱} & g_{۲۳} \\ g_{۳۱} & g_{۳۳} \end{vmatrix}, \quad (\Delta g)_{۳۳} = \begin{vmatrix} g_{۲۱} & g_{۲۲} \\ g_{۳۱} & g_{۳۲} \end{vmatrix} \qquad (۱۸-۳ \text{ ب})$$

با استفاده از این بیان و استفاده از قاعده کرامر ولتاژ و مقاومت مدار باز هر ورودی:

$$V_j = I_j \frac{(\Delta g)_{ij}}{\det(\Delta g)}, \quad R_{jo} = \frac{V_j}{I_j} = \frac{(\Delta g)_{ij}}{\det(\Delta g)} \qquad (۱۸-۳ \text{ ج})$$

با اضافه شدن خازنها در هر یک از ورودی‌ها روابط جریان هر گره بصورت

$$\begin{aligned} I_۱ &= (g_{۱۱} + sC_۱) V_۱ + g_{۱۲} V_۲ + g_{۱۳} V_۳ \\ I_۲ &= g_{۲۱} V_۱ + (g_{۲۲} + sC_۲) V_۲ + g_{۲۳} V_۳ \\ I_۳ &= g_{۳۱} V_۱ + g_{۳۲} V_۲ + (g_{۳۳} + sC_۳) V_۳ \end{aligned} \qquad (۱۸-۳ \text{ د})$$

اصلاح می‌شوند. ماتریس ادمیتانس Δy با اضافه کردن سوسپتانس خازنی به عناصر قطر اصلی ماتریس Δg در رابطه (۳-۱۸ الف) بدست می‌آید.

$$\Delta y = \begin{vmatrix} g_{۱۱} + s\,C_۱ & g_{۱۲} & g_{۱۳} \\ g_{۲۱} & g_{۲۲} + s\,C_۲ & g_{۲۳} \\ g_{۳۱} & g_{۳۲} & g_{۳۳} + s\,C_۳ \end{vmatrix} \qquad (۱۹-۳)$$

قطبهای شبکه ریشه‌های معادله $\det(\Delta y) = ۰$ است. فرم کلی دترمینان ماتریس ادمیتانس کل بصورت رابطه (۳-۲۰) است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\det(\Delta y) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 \qquad (۲۰-۳)$$

اگر تمام قطبها دارای قسمت حقیقی منفی باشند مدار پایدار و $\det(\Delta y)$ شامل تمام توانهای مختلف s خواهد بود. چنانچه خازن‌ها تشکیل یک حلقه بسته دهند مدار فقط شامل دو قطب و $a_3 = 0$ است. هم‌چنین اگر a_0 و a_3 مخالف صفر باشند a_1 و a_2 نیز غیر صفر خواهند بود. برای حل معادله $\det(\Delta y) = 0$ باید ضرایب معادله مشخصه a_0 ، a_1 ، a_2 و a_3 را بدست آورد. این ضرایب از ماتریس Δy و کوفاکتور ضرایب $(\Delta g)_{ij}$ بدست می‌آیند.

a_0 : از رابطهٔ (۳-۲۰) مشخص است که a_0 دترمینان ماتریس کل از (۳-۱۹) و به ازاء $s = 0$ است.

$$a_0 = \det(\Delta y)\Big|_{s=0}$$

a_1 : a_1 ضریب جملهٔ s در رابطه (۳-۲۰) مجموع ۳ عبارت (مضارب s از دترمینان ماتریس Δy) است. هر یک از این عبارت‌ها حاصلضرب خازن در کوفاکتور المان متناظر از ماتریس Δg است. بنابراین :

$$a_1 = C_1(\Delta g)_{11} + C_2(\Delta g)_{22} + C_3(\Delta g)_{33}$$

و در نتیجه نسبت $\frac{a_1}{a_0}$:

$$\frac{a_1}{a_0} = \frac{1}{\det(\Delta g)}\left[C_1(\Delta g)_{11} + C_2(\Delta g)_{22} + C_3(\Delta g)_{33}\right]$$

با توجه به رابطهٔ (۳-۱۸) نسبت $\frac{(\Delta g)_{jj}}{\det(\Delta g)}$ مقاومت مدار باز دیده شده توسط هر خازن C_j است پس :

$$\frac{a_1}{a_0} = C_1 R_{10} + C_2 R_{20} + C_3 R_{30}$$

با تعریف :

$$\tau_{j0} = C_j R_{j0} \qquad (۲۱-۳)$$

τ_{j0} ثابت زمانی خازن jام و در شرایطی است که سایر خازنها اتصال باز هستند. بنابراین

$$\frac{a_1}{a_0} = \sum \tau_{j0} \qquad (۲۲-۳)$$

a_2 : در حالت کلی ضریب جمله s^{n-1} و نتیجه حاصلضرب عباراتی از قطر اصلی ماتریس Δg است که در شبکه‌ای با سه ورودی :

$$a_2 = C_1 C_2 g_{33} + C_1 C_3 g_{22} + C_2 C_3 g_{11}$$

a_3 : این ضریب در حالت کلی ضریب s^n در عبارت دترمینان ماتریس Δg است. a_3 حاصلضرب بخش سوسپتانس عناصر قطر اصلی $a_3 = C_1 C_2 C_3$ است و بنابراین نسبت $\frac{a_2}{a_3}$:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\frac{a_2}{a_3} = \frac{g_{11}}{C_1} + \frac{g_{22}}{C_2} + \frac{g_{33}}{C_3}$$

با تعریف $\tau_{js} = R_{js} C_j$ ثابت زمانی اتصال کوتاه خازن jام (سایر خازنها اتصال کوتاه)، بنابراین :

$$\frac{a_2}{a_3} = \sum \frac{1}{\tau_{js}} \qquad (۳-۲۳)$$

۳-۴-۱ فرکانس قطع بالا و ثابت زمانی مدار باز

در رابطه (۳-۱۳) ملاحظه شد $\omega_H \approx \frac{a_0}{a_1}$، هم‌چنین رابطهٔ (۳-۲۲) این نسبت را بر حسب **ثابت زمانی مدار باز** مدار نشان می‌دهد. بنابراین فرکانس قطع بالای تابع انتقال بر حسب این ثابت زمانی‌ها :

$$\omega_H \approx \frac{a_0}{a_1} = \frac{1}{\sum \tau_{jo}} \qquad (۳-۲۴)$$

رابطه (۳-۲۴) روش تقریبی و مفید محاسبهٔ ω_H بر حسب اجزاء مدار باز را بیان می‌کند. ω_H عکس مجموع ثابت زمانی مدار باز خازن‌ها است. ثابت زمانی هر خازن حاصلضرب مقدار خازن و مقاومت دو سر آن در حالیکه سایر خازنها اتصال باز هستند می‌باشد. نکتهٔ مهم در این محاسبات آن است که ثابت زمانی بزرگتر محدودیت بیشتری بر پهنای باند داشته و سبب کاهش آن می‌شود. با اطلاع از این نکته می‌توان خازنی را که دارای ثابت زمانی بزرگتر است شناسایی و روشهایی بکار برد تا ثابت زمانی آن کاهش یافته و پهنای باند بیشتری بدست آورد.

۳-۴-۲ فرکانس قطع پایین و ثابت زمانی اتصال کوتاه

با روش مشابه برای محاسبهٔ ω_H، می‌توان ω_L را برحسب جملات مخرج تابع انتقال فرکانس پایین $H_L(s)$ بدست آورد. رابطه (۳-۲) صورت کلی $H_L(s)$ را نشان می‌دهد. اگر فاصلهٔ یکی از قطب‌ها از سایر قطب‌ها نسبت به محور $j\omega$ خیلی دور باشد، در این شرایط تقریب **قطب موثر فرکانس پایین** را می‌توان بکار برد. هم‌چنین عموماً صفرهای تابع انتقال فرکانس پایین از بزرگترین قطب که مشخص‌کنندهٔ فرکانس قطع ۳ dB است خیلی کوچکتر می‌باشند. با تقریب می‌توان این صفرها را در مبدا فرض کرد و تقریب مناسبی از تابع انتقال را بصورت (۳-۲۵) نشان داد.

$$H_L(s) = \frac{s^3}{(s+p_1)(s+p_2)(s+p_3)} \qquad (۳-۲۵ \text{ الف})$$

می‌توان این تابع انتقال را بصورت :

$$H_L(s) = \frac{s^3}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \qquad (۳-۲۵ \text{ ب})$$

نشان داد. به روش مشابه با بحث فرکانس بالا، می‌توان نشان داد که فرکانس قطع پایین ω_L از رابطه (۳-۲۶) بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\omega_L = \frac{a_1}{a_2} = \sum \frac{1}{\tau_{js}} \qquad (۲۶-۳)$$

بنابراین فرکانس قطع ۳ dB پایین تقویت‌کننده تقریبا مساوی مجموع عکس ثابت زمانی اتصال کوتاه همه خازنهای مدار است. برای محاسبهٔ ثابت زمانی اتصال کوتاه هر خازن مقاومت دو سر هر خازن در شرایطی که سایر خازنها اتصال کوتاه هستند محاسبه می‌شود. بر خلاف فرکانس قطع بالا، در این حالت کوچکترین ثابت زمانی تعیین‌کننده فرکانس قطع می‌باشد.

۳-۵ تقویت‌کننده سری امیتر مشترک

شکل (۳-۳) تقویت‌کننده دو طبقه که در آن دو تقویت‌کننده امیتر مشترک بصورت سری بدنبال هم واقع شده‌اند و بدون مدار بایاس نشان می‌دهد. مدار معادل فرکانس بالای آن در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. مدار شامل چهار عنصر ذخیره‌کننده مستقل انرژی است و تابع انتقال فرکانس بالا شامل ۴ قطب است. در فرکانس‌های بالا $C_{\mu 1}$ و $C_{\mu 2}$ اتصال کوتاه شده و خازنهای $C_{\pi 1}$ و $C_{\pi 2}$ سبب می‌شوند $H_H(s) \xrightarrow{\to} \frac{1}{s^2}$ و در نتیجه تابع انتقال دارای دو صفر است. بنابراین تابع انتقال فرکانس بالای این مدار بصورت:

$$H_H(s) = \frac{\left(1 - \frac{s}{z_1}\right)\left(1 - \frac{s}{z_2}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)\left(1 + \frac{s}{p_3}\right)\left(1 + \frac{s}{p_4}\right)} \qquad (۲۷\text{-الف}-۳)$$

و A_0 بهرهٔ باند میانی تقویت‌کننده:

$$A_0 = \frac{(\beta_1 R_{L1})(\beta_2 R_{L2})}{(R_{S1} + r_{x1} + r_{\pi 1})(R_{L1} + r_{x1} + r_{\pi 1})} \qquad (۲۷\text{-ب}-۳)$$

صفرهای تابع انتقال در سمت راست صفحهٔ s در فاصله خیلی دور از محور $j\omega$ و در نقاط:

$$z_1 = \frac{g_{m1}}{C_{\mu 1}} \ , \ z_2 = \frac{g_{m2}}{C_{\mu 2}} \qquad (۲۷\text{-ج}-۳)$$

قرار دارند. ادامه بررسی مدار از این نقطه به بعد مشکل است و احتیاج به محاسبات کامپیوتری دارد. لازم است معادلات شبکه را نوشت تا محل قطب‌ها بدست آید و f_H تعیین شود.

برای ساده شدن محاسبات از روش ثابت زمانی مدار باز استفاده می‌شود و ثابت زمانی مدار باز هر خازن محاسبه می‌شود.

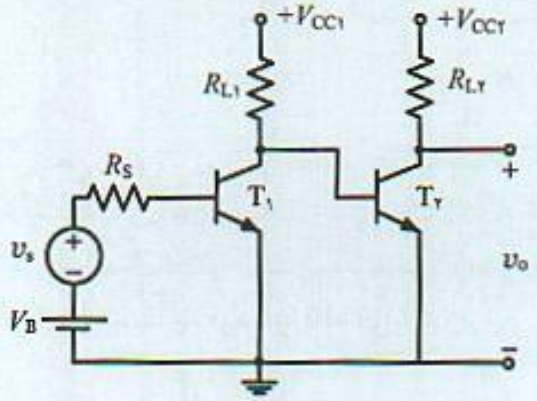
$C_{\pi 1}$: برای محاسبهٔ ثابت زمانی مدار باز این خازن مقاومت مدار باز R_{10} دو سر آن از مدار معادل شکل (۳-۵) محاسبه می‌شود. از این مدار واضح است که مقاومت R_{10} و ثابت زمانی مربوط به $C_{\pi 1}$:

$$R_{10} = (R_S + r_{x1}) \parallel r_{\pi 1} \qquad \Rightarrow \qquad \tau_{10} = C_{\pi 1} R_{10} \qquad (۲۸-۳)$$

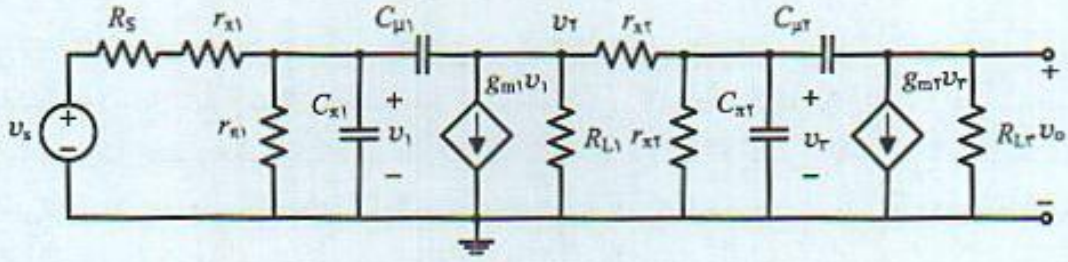
می‌باشند.

POWEREN.IR

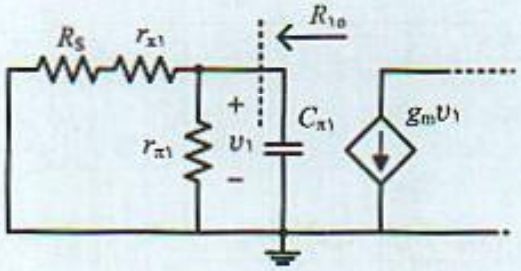
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۳ تقویت‌کننده دو طبقه شامل دو تقویت‌کننده سری امیتر مشترک



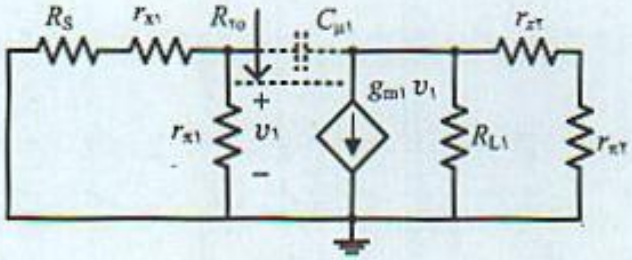
شکل ۳-۴ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده شکل (۳-۳)



شکل ۳-۵ مدار معادل اطراف خازن $C_{\pi1}$ برای محاسبه R_{10}

$C_{\mu1}$: مقاومت مدار باز دو سر خازن $C_{\mu1}$ از شکل (۳-۶) که ساده شده آن در شکل (۳-۷) نشان داده شده محاسبه می‌شود. برای این کار از منبع جریان آزمایشی I_T استفاده شده و نسبت $\frac{V_T}{I_T}$ مقاومت R_{20} را مشخص می‌کند. ولتاژ V_1 دو سر مقاومت $r_{\pi1}$

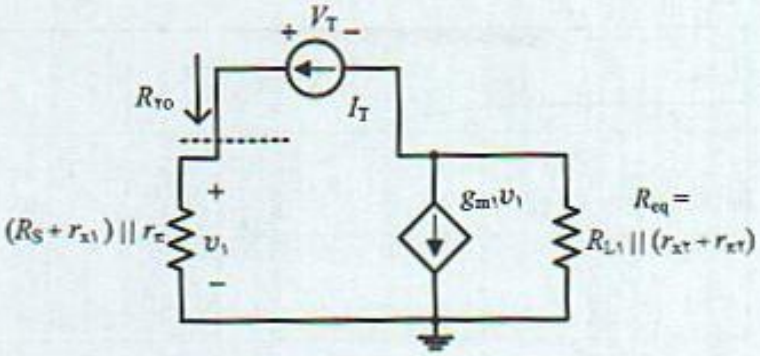
$$V_1 = \left[(R_S + r_{x1}) \parallel r_{\pi1}\right] I_T$$



شکل ۳-۶ مدار معادل برای محاسبه مقاومت مقاومت مدار باز R_{10}

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۷ مدار ساده شده شکل (۳-۶)

با نوشتن رابطهٔ KVL در حلقه شامل R_{eq}، منبع I_T و ولتاژ V_1 رابطهٔ لازم برای محاسبهٔ R_{T0} بدست می‌آید.

$$V_T = V_1 + (I_T + g_{m1} V_1) R_{eq} = R_{10} I_T + (1 + g_{m1} R_{10}) R_{eq} I_T$$

و بنابراین

$$R_{T0} = \frac{V_T}{I_T} = R_{10} + (1 + g_{m1} R_{10}) R_{eq} \qquad \text{(۳-۲۹ الف)}$$

در رابطه (۳-۲۹ الف) R_{eq} مقاومت بار معادل طبقهٔ اول $R_{eq} = R_{L1} \| (r_{x2} + r_{\pi2})$ است و ثابت زمانی مربوط به آن:

$$\tau_{T0} = C_{\mu1} R_{T0} \qquad \text{(۳-۲۹ ب)}$$

$C_{\pi2}$: مشابه با خازن $C_{\pi1}$ مقاومت دو سر این خازن و ثابت زمانی آن از رابطه (۳-۳۰) بدست می‌آید.

$$R_{T0} = r_{\pi2} \| (r_{x2} + R_{L1}) \quad \Rightarrow \quad \tau_{T0} = C_{\pi2} R_{T0} \qquad \text{(۳-۳۰)}$$

$C_{\mu2}$: مشابه با خازن $C_{\mu1}$ مقدار مقاومت دو سر این خازن و ثابت زمانی آن:

$$R_{T0} = R_{T0} + (1 + g_{m2} R_{T0}) R_{L2} \quad \Rightarrow \quad \tau_{T0} = C_{\pi2} R_{T0} \qquad \text{(۳-۳۱)}$$

با مشخص شدن ثابت زمانیها فرکانس قطع بالای مدار از رابطه (۳-۳۲) بدست می‌آید.

$$\omega_H = \frac{1}{\Sigma \tau_{j0}} = \frac{1}{\tau_{10} + \tau_{T0} + \tau_{T0} + \tau_{T0}} \qquad \text{(۳-۳۲)}$$

مثال ۳-۱

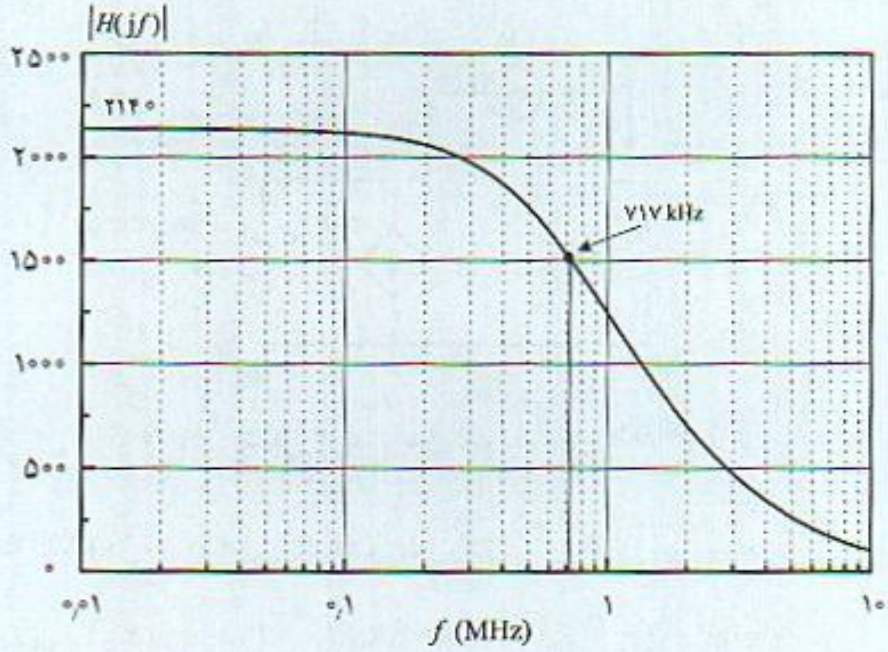
در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (۳-۳) با ترانزیستورهای یکسان و با مشخصات

$$R_S = 600\ \text{k}\Omega,\ R_{L1} = 1.5\ \text{k}\Omega,\ R_{L2} = 0.6\ \text{k}\Omega,\ I_{CQ} = 2.5\ \text{mA}$$

در این نقطهٔ کار پارامترهای ترانزیستورها $C_\pi = 50\ \text{pF}, C_\mu = 3\ \text{pF}, \beta_0 = 100, r_x = 50\ \Omega$ می‌باشند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۸ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده مثال (۳-۱) از طریق spice

الف) بهرهٔ باند میانی مدار چقدر است؟

ب) پهنای باند تقویت‌کننده را به روش ثابت زمانی محاسبه کنید.

ج) نتایج حاصل را با محاسبات دقیق از طریق برنامهٔ spice مقایسه کنید.

سایر پارامترهای مورد نیاز $r_\pi = 1\ \text{k}\Omega$, $g_m = \dfrac{I_C}{V_T} = 100\ \text{m}\Omega^{-1}$ می‌باشند.

الف) بهرهٔ باند میانی با توجه به رابطهٔ (۳-۲۷ ب)

$$A_0 = \frac{100 \times 1.5}{0.6 + 0.05 + 1}\ \frac{100 \times 0.6}{0.05 + 1 + 1.5} = +2139$$

ب) ثابت زمانیهای مدار باز با توجه به روابط (۳-۲۸) الی (۳-۳۱):

$C_{\pi 1}$: $R_{10} = (0.6 + 0.05) \parallel 1\ \text{k}\Omega = 0.394\ \text{k}\Omega$

$C_{\mu 1}$: $R_{eq} = (0.05 + 1) \parallel 1.5 = 0.617\ \text{k}\Omega \Rightarrow \tau_{10} = C_{\pi 1} R_{10} = 19.697\ (\text{ns})^{-1}$

$R_{20} = 0.394 + (1 + 100 \times 0.394)0.617 = 25.32\ \text{k}\Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\mu 1} R_{20} = 75.962\ (\text{ns})^{-1}$

$C_{\pi 2}$: $R_{20} = (1.5 + 0.05) \parallel 1 = 0.607\ \text{k}\Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\pi 2} R_{20} = 30.392\ (\text{ns})^{-1}$

$R_{20} = 0.607 + (1 + 100 \times 0.607)0.6 = 37.62\ \text{k}\Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\mu 2} R_{20} = 112.881\ (\text{ns})^{-1}$

مجموع ثابت زمانی‌ها $238.932\ (\text{ns})^{-1}$ و بنابراین فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده:

$$\omega_H = 4.185\ \text{Mrad/s} \Rightarrow f_H = 666\ \text{kHz}$$

بدست می‌آید.

ج) شکل (۳-۸) پاسخ فرکانس بالای این مدار که از طریق برنامهٔ کامپیوتری spice بررسی شده است را

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

نشان می‌دهد. بهرهٔ ولتاژ مدار و پهنای باند به ترتیب ۲۱۴۰ و f_H = ۷۱۷ KHz بدست آمده‌اند. مقایسه نتایج نشان می‌دهد روش ثابت زمانی با خطای ۶٪ تقریب بسیار خوبی از فرکانس قطع بالای مدار را مشخص می‌کند.

نکته مهم از محاسبات روش ثابت زمانی آن است که بیشترین ثابت زمانی مربوط به خازنهای C_μ است که منطبق بر نتایج فصل دوم نیز می‌باشد. علاوه‌بر آن ثابت زمانی خازن $C_{\mu 2}$ بیشترین مقدار است. بنابراین برای افزایش پهنای باند این مدار لازم است تغییراتی در اطراف این خازن بکاربرد. بعنوان مثال ترانزیستوری با C_μ کمتر و یا مقاومت بار R_{L2} کوچکتر (کاهش بهره) پهنای باند مدار را افزایش می‌دهد.

مثال ۳-۲

مشخصات هر یک از طبقات تقویت‌کنندهٔ مثال (۳-۱) را بدست آوده و با مشخصات (بهره و فرکانس قطع ۳ dB بالا) تقویت‌کننده دو طبقه مقایسه کنید. برای هر طبقه فرض کنید R_S = ۶۰۰ Ω است.

الف) T_1 تقویت‌کننده امیتر مشترک با R_S = ۶۰۰ Ω , R_L = ۱٫۵ kΩ است. با استفاده از روش ثابت زمانی و با ترانزیستور بکار رفته در مثال (۳-۱):

$$C_{\pi 1} : R_{10} = (R_S + r_{x1}) \parallel r_{\pi 1} = ۰٫۳۹۴ \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{10} = C_{\pi 1} R_{10} = ۱۹٫۶۹۷ \text{ ns}$$

$$C_{\mu 1} : R_{20} = R_{10} + (1 + g_m R_{10}) R_{L1} = ۶۰٫۹۹۴ \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{20} = C_{\mu 1} R_{20} = ۱۸۲٫۹۸ \text{ ns}$$

مجموع ثابت زمانیها $(\text{ns})^{-1}$ ۱۹۹٫۶۸ و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده طبقه اول:

$$\omega_H = ۴٫۹۳۳ \text{ Mrad/s} \quad \Rightarrow \quad f_H = ۷۸۵ \text{ kHz}$$

است. همچنین بهره طبقه اول ۹۰٫۹- می‌باشد. در مقایسه با تقویت‌کننده دو طبقه مقدار ثابت زمانی τ_{20} افزایش زیادی یافته است. در طبقهٔ اول بعلت اثر بارگذاری طبقهٔ دوم مقدار ثابت زمانی خازن $C_{\mu 1}$ در تقویت‌کنندهٔ دو طبقه کمتر می‌باشد.

ب) T_2 در این طبقه $R_{L1} = R_S$ = ۰٫۶ kΩ است و ثابت زمانی‌ها:

$$\tau_{10} = ۱۹٫۶۹۷ \text{ ns} \quad \text{و} \quad \tau_{20} = ۷۳٫۹۰۲ \text{ ns}$$

مجموع ثابت زمانی‌ها $(\text{ns})^{-1}$ ۹۳٫۵۹۹ و فرکانس قطع بالای این طبقه f_H = ۱٫۷ MHz با بهره ۳۶٫۳۶۳- است. مقایسه نتایج در مورد دو طبقه نشان می‌دهد:

- بهرهٔ طبقهٔ دوم (با R_S مشابه) کمتر از بهرهٔ طبقهٔ اول و در عین حال پهنای باند آن نیز بیشتر است.
- مقایسه هر یک از طبقات با تقویت‌کننده دو طبقه نشان می‌دهد اولاً بهرهٔ کل زیاد شده و ثانیاً هر یک از طبقات که دارای قطبهای موثری حوالی ۷۵۵ kHz و ۱٫۷ MHz هستند، اتصال سری آنها سبب می‌شود که مجموعه دارای قطب موثری حوالی ۶۶۶ kHz باشد. می‌توان گفت که اتصال دو طبقه باعث شده است که یکی از قطبها به محور $j\omega$ نزدیک‌تر شده پهنای باند را تعیین می‌کند و قطب دیگر (مربوط به طبقهٔ دوم) از محور $j\omega$ دور شود. این مسئله بنام **جدا شدن قطبها** (pole splitting) نامیده شده و در تقویت‌کننده‌های عملیاتی از این روش برای جبران پاسخ فرکانس استفاده می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۶ تقویت‌کننده کاسکود Cascode

شکل (۳-۹) تقویت‌کننده دو طبقه بنام **کاسکود** (Cascode) بدون عناصر بایاس را نشان می‌دهد. در این مدار T_1 بصورت امیتر مشترک که بار آن T_2 یک تقویت‌کننده بیس مشترک با پهنای باند زیاد و مقاومت ورودی کم است.

در این بخش ابتدا مدار معادل باند میانی این تقویت‌کننده را در نظر گرفته و بهره باند میانی آن محاسبه می‌شود. سپس مدار معادل فرکانس بالا به روش ثابت زمانی بررسی و ω_H محاسبه می‌شود. در انتها با اضافه کردن مدار مناسب بایاس محاسبات نقطه کار و فرکانس قطع پایین نیز انجام می‌شود.

۳-۶-۱ بهرهٔ باند میانی

شکل (۳-۱۰) مدار معادل باند میانی تقویت‌کنندهٔ کاسکود را نشان می‌دهد. بهرهٔ باند میانی این مدار حاصلضرب ۳ نسبت از رابطه (۳-۳۳):

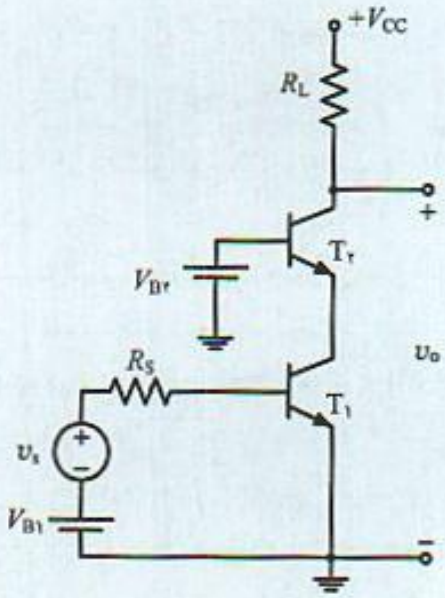
$$A_o = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_b}\,\frac{v_b}{v_i} \qquad (۳-۳۳)$$

بدست می‌آید. عبارت ولتاژ خروجی بصورت

$$v_o = -\,g_{m2}\,R_L\,v_2$$

است و v_2 بر حسب v_b از تقسیم ولتاژ v_b بین دو مقاومت r_{x2} و $r_{\pi 2}$ بدست می‌آید. بنابراین:

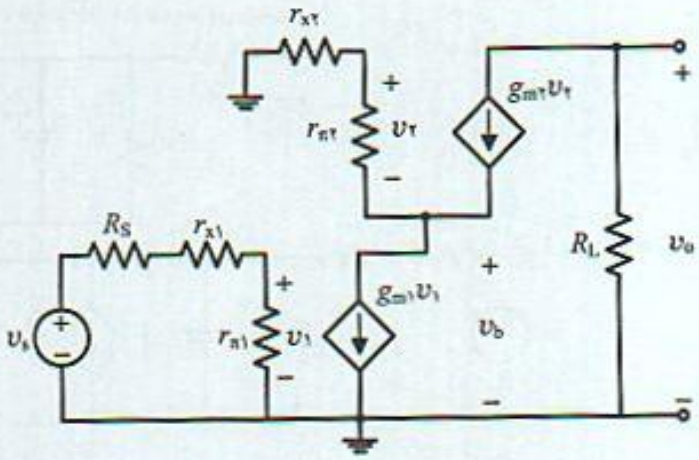
$$v_2 = -\,\frac{r_{\pi 2}}{r_{x2} + r_{\pi 2}}\,v_b \quad \Rightarrow \quad \frac{v_o}{v_b} = -\,\frac{\beta_2 R_L}{r_{x2} + r_{\pi 2}} \qquad (۳-۳۴)$$



شکل ۳-۹ تقویت‌کننده کاسکود

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۱۰ مدار معادل باند میانی تقویت‌کننده کاسکود

نسبت $\frac{v_b}{v_i}$ بهرهٔ تقویت‌کننده امیتر مشترک T_1 است که در آن مقاومت بار R_{L1} مقاومت ورودی تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک است. بنابراین:

$$\frac{v_b}{v_i} = -\frac{\beta_1 R_{L1}}{R_S + r_{x2} + r_{\pi2}} = -\frac{\beta_1 (r_{x2} + r_{\pi2})}{(R_S + r_{x1} + r_{\pi1})(1 + \beta_2)} \qquad (۳-۳۵)$$

در رابطه (۳-۳۵) مقاومت بار طبقه اول از رابطه (۳-۳۶) استفاده شده است.

$$R_{L1} = \frac{r_{x2} + r_{\pi2}}{1 + \beta_2} \qquad (۳-۳۶)$$

با استفاده از روابط (۳-۳۵) و (۳-۳۶) بهره باند میانی مدار:

$$A_o = -\frac{\beta_1 \beta_2 R_L}{(R_S + r_{x1} + r_{\pi1})(1 + \beta_2)} \qquad (۳-۳۷)$$

با تقریبات قابل قبول رابطه (۳-۳۷) را می‌توان بصورت (۳-۳۸) ساده نمود.

$$A_o \approx -\frac{\beta_1 R_L}{R_S + r_{x1} + r_{\pi1}} \qquad (۳-۳۸)$$

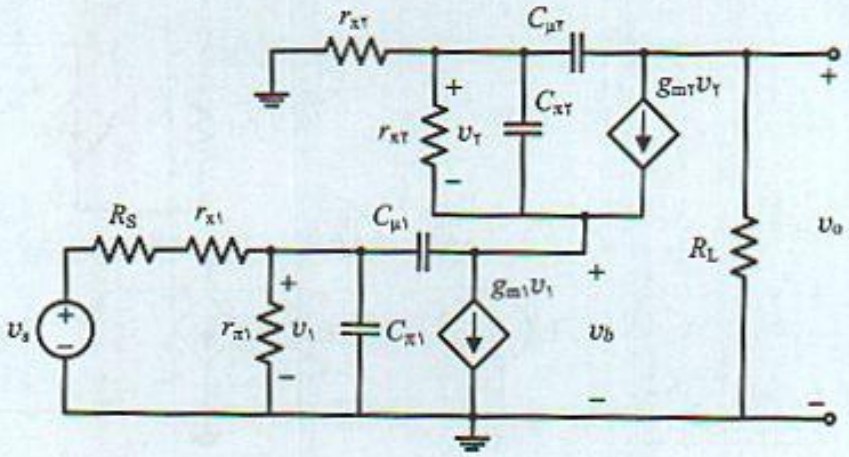
رابطهٔ (۳-۳۸) نشان می‌دهد بهرهٔ باند میانی تقویت‌کننده کاسکود مساوی بهرهٔ یک تقویت‌کننده امیتر مشترک با همان مشخصات و مقاومت بار R_L یکسان و A_o مستقل از پارامترهای ترانزیستور T_2 می‌باشد.

۳-۶-۲ محاسبات فرکانس بالا

شکل (۳-۱۱) مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده کاسکود را نشان می‌دهد که شامل چهار عنصر ذخیره‌کننده انرژی است و به هر یک می‌توان ولتاژ مستقلی اختصاص داد. بنابراین تابع انتقال مدار شامل ۴ قطب است. با توجه به اینکه در باند میانی دارای بهرهٔ محدودی است فاکتوری به صورت s در صورت تابع

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل ۳-۱۱ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده کاسکود

انتقال وجود ندارد. علاوه‌بر آن برای فرکانس‌های بالا که تمام خازنها اتصال کوتاه می‌شوند تنها $C_{\pi1}$ سبب می‌شود بهره مدار صفر شود، یعنی وقتی $s \to \infty$ ، $H_H(s) \to \frac{1}{s}$ و این به معنی آن است که تعداد صفرهای تابع انتقال یکی کمتر از تعداد قطبها و در حالت کلی تابع انتقال فرکانس بالای مدار رابطه (۳-۳۹) می‌باشد.

$$H_L(s) = A_o \frac{\left(1+\frac{s}{z_1}\right)\left(1+\frac{s}{z_2}\right)\left(1+\frac{s}{z_3}\right)}{\left(1+\frac{s}{p_1}\right)\left(1+\frac{s}{p_2}\right)\left(1+\frac{s}{p_3}\right)\left(1+\frac{s}{p_4}\right)} \qquad (۳-۳۹)$$

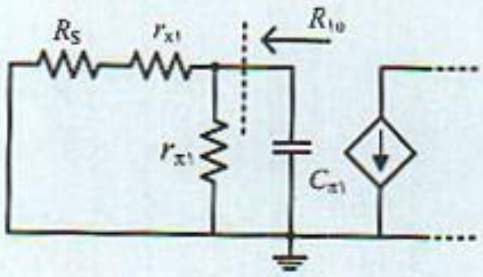
برای مشخص شدن صفرها و قطب‌ها لازم است مجموعهٔ معادلات برای مدار نوشته شده (معادلات KCL برای چهار گره) و با حل دستگاه معادلات تابع انتقال $\frac{V_o}{V_s}$ مشخص شود و از آنجا پاسخ فرکانس مدار معین شود. ادامه محاسبات بعلت وجود پارامترهای مختلف مشکل و نیاز به مثال عددی و محاسبات کامپیوتری است. بر این اساس برای محاسبه پهنای باند از روش ثابت زمانی مدار باز استفاده می‌شود.

۳-۶-۳ روش ثابت زمانی مدار باز در محاسبه فرکانس قطع بالا

برای محاسبهٔ پهنای باند به روش ثابت زمانی مقدار مقاومت مدار باز هر خازن در حالیکه سایر خازنها اتصال باز هستند مشخص می‌شود.

$C_{\pi1}$ مقاومتی که خازن $C_{\pi1}$ مشاهده می‌کند R_{10} است و از مدار معادل شکل (۳-۱۲) بدست می‌آید.

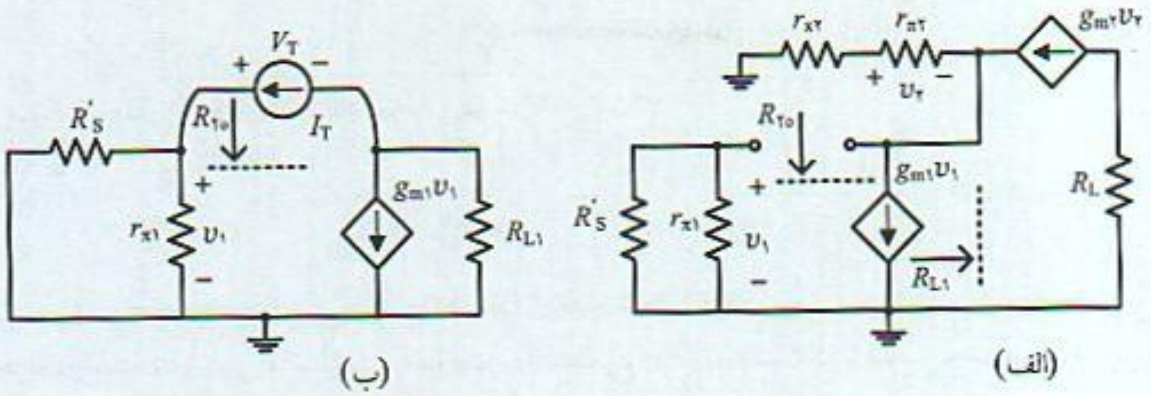
$$R_{10} = (R_S + r_{x1}) \parallel r_{\pi1} \quad \Rightarrow \quad \tau_{10} = C_{\pi1} R_{10} \qquad (۳-۴۰)$$



شکل ۳-۱۲ مدار معادل برای محاسبهٔ مقاومت R_{10} دو سر خازن $C_{\pi1}$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۱۳ الف) مدار معادل برای محاسبه مقاومت R_{To} دو سر خازن $C_{\mu 1}$ ، ب) مدار ساده شده

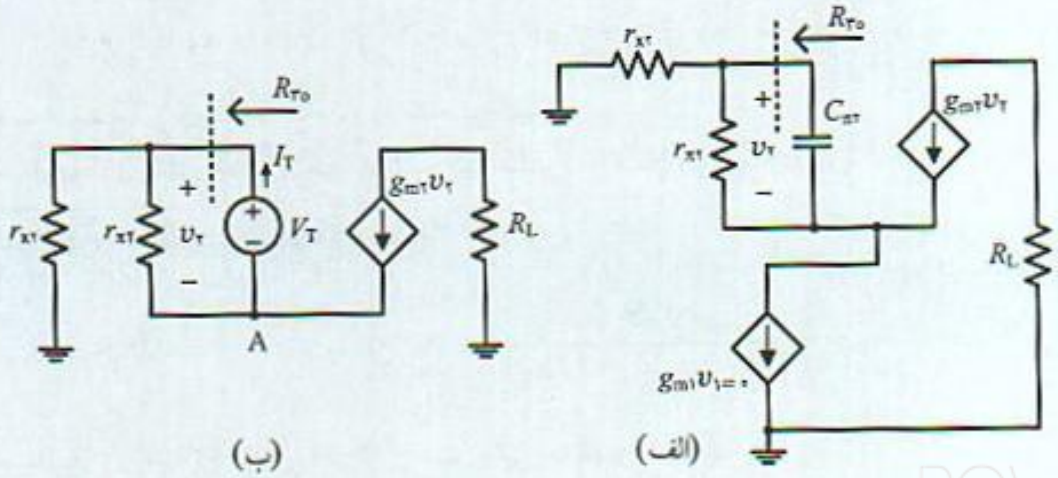
$C_{\mu 1}$ R_{To} مقاومت مدار باز خازن $C_{\mu 1}$ از مدار معادل شکل (۳-۱۳ الف) محاسبه می‌شود. در این مدار R_{L1}، مقاومت ورودی ترانزیستور بیس مشترک از رابطه (۳-۳۶) بدست می‌آید. شکل (۳-۱۳ ب) مدار ساده شده برای محاسبه این مقاومت را نشان می‌دهد. با استفاده از مطالب بخش قبل در محاسبه مقاومت دو سر خازن C_μ ، بنابراین :

$$R_{To} = R_{1o} + (1 + g_{m1} R_{1o}) R_{L1} \quad , \quad R_{L1} = \frac{r_{xT} + r_{\pi T}}{1 + \beta_T} \qquad (۳-۴۱)$$

و ثابت زمانی این خازن از رابطه (۳-۴۲) بدست می‌آید.

$$\tau_{To} = C_{\mu 1} R_{To} \qquad (۳-۴۲)$$

$C_{\pi T}$ R_{To} مقاومت مدار باز دو سر خازن $C_{\pi T}$ است که از مدار معادل شکل (۳-۱۴ الف) محاسبه می‌شود. چون منبع ورودی $v_i = 0$ است در نتیجه منبع جریان $g_{m1} v_i$ نیز صفر شده که به معنی اتصال باز آن است. با قرار دادن منبع آزمایشی ولتاژ V_T یا جریان I_T بجای خازن $C_{\pi T}$ شکل ساده شده (۳-۱۴ ب) بدست می‌آید که R_{To} نسبت ولتاژ V_T به جریان I_T است. با نوشتن رابطه KCL در گره A :



شکل ۳-۱۴ الف) مدار معادل دو سر خازن $C_{\pi T}$ ، ب) مدار ساده شده شکل (الف)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

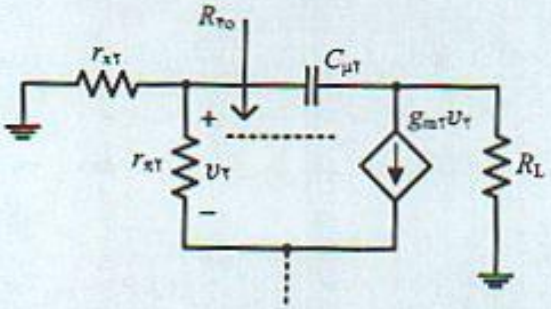
$$I_T = g_{\pi 2} V_T + g_{m2} V_T$$

و بنابراین مقدار این مقاومت و ثابت زمانی دو سر خازن $C_{\pi 2}$:

$$R_{2o} = \frac{V_T}{I_T} = \frac{1}{g_{m1} + g_{\pi 2}} = r_{\pi 2} \parallel \frac{1}{g_{m2}} \quad \Rightarrow \quad \tau_{2o} = C_{\pi 2} R_{2o} \qquad (۴۳-۳)$$

$C_{\mu 2}$ مقاومت R_{2o} مربوط به خازن $C_{\mu 2}$ از مدار شکل (۳-۱۵) بدست می‌آید. چون مقاومت منبع جریان وابستهٔ $g_{m2} v_2$ بی‌نهایت است، مقاومت R_{2o} مجموع R_L و r_{x2} است که با هم سری شده‌اند. بنابراین :

$$R_{2o} = R_L + r_{x2} \quad \Rightarrow \quad \tau_{2o} = C_{\mu 2} R_{2o} \qquad (۴۴-۳)$$



شکل ۳-۱۵ محاسبه مقاومت R_{2o}

و فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده از رابطه (۳-۴۵) بدست می‌آید.

$$\omega_H = \frac{1}{\tau_{1o} + \tau_{2o} + \tau_{3o} + \tau_{4o}} \qquad (۴۵-۳)$$

مثال ۳-۳

در تقویت‌کنندهٔ کاسکود با ترانزیستورهای مشابه با مشخصات داد شده زیر و در نقطهٔ کار $V_{CEQ} = 8\ V$, $I_{CQ} = 2.5\ mA$

$$r_x = 50\ \Omega\ ,\ \beta_o = 100\ ,\ C_\mu = 3\ pF\ ,\ C_\pi = 50\ pF\ ,\ R_L = R_S = 600\ \Omega$$

الف) بهره باند میانی و پهنای باند مدار را مشخص کنید.

ب) مقدار بهره و پهنای باند را با تقویت‌کننده امیتر مشترک با همان مشخصات مقایسه کنید.

الف) بهره باند میانی با استفاده از رابطهٔ (۳-۳۷)

$$A_o = -\frac{100 \times 0.6\ k\Omega}{(0.6 + 0.05 + 1)\ k\Omega} = -36.363$$

و با استفاده از روابط (۳-۴۰) الی (۳-۴۴) ثابت زمانی خازنهای مختلف :

$$C_{\pi 1} : R_{1o} = (0.6 + 0.05) \parallel 1\ k\Omega = 0.393\ k\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{1o} = C_{\pi 1} R_{1o} = 19.697\ ns$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C_{\mu 1} : R_{L1} = \frac{r_{x1} + r_{\pi 2}}{1 + \beta_2} = 10.4\ \Omega$$

$$R_{20} = 0.393\ k\Omega + (1 + 100 \times 0.393)10.4\ \Omega = 0.812\ k\Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\mu 1} R_{20} = 2.436\ ns$$

$$C_{\pi 2} : R_{20} = 1\ k\Omega \parallel (10\ \Omega) = 9.9\ \Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\pi 2} R_{20} = 0.495\ ns$$

$$C_{\mu 2} : R_{20} = 1\ k\Omega + 0.05\ k\Omega = 1.05\ k\Omega \Rightarrow \tau_{20} = C_{\mu 2} R_{20} = 3.15\ ns$$

مجموع ثابت زمانیهای مدار ۲۵٫۷۸۸ ns و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده:

$$\omega_H = 0.0387\ Grad/s, \quad \omega_H = 38.7\ Mrad/s \Rightarrow f_H = 6.17\ MHz$$

است.

ب) چنانچه محاسبات ثابت زمانی برای تقویت‌کننده امیتر مشترک با $R_L = R_S = 600\ \Omega$ و همان مشخصات انجام شود، ملاحظه می‌شود بهرهٔ باند میانی ۳۶٫۳۶۳- که با تقویت‌کننده Cascode یکسان و ثابت زمانیهای مربوط به دو خازن تقویت‌کننده امیتر مشترک:

$$C_{\pi 1} : \tau_{10} = 19.647\ ns, \quad C_{\mu 1} : \tau_{10} = 73.902\ ns$$

مجموع ثابت زمانیهای مدار ۹۳٫۵۴۹ ns و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده امیتر مشترک $f_H = 1.7\ MHz$ بدست می‌آید.

ملاحظه می‌شود بهرهٔ باند میانی دو تقویت‌کننده یکسان اما ثابت زمانی خازن $C_{\mu 1}$ در تقویت‌کننده کاسکود بنحو قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و در واقع بهمین علت پهنای باند مدار به میزان زیادی افزایش داشته است. با توجه به اینکه عنصر T_1 طبقهٔ امیتر مشترک با مقاومت بار کم $R_L = 10.4\ \Omega$ است بهره آن خیلی کم و خازن اثر میلر آن مقدار کمی خواهد شد. در اینصورت قطب حاصل از آن نیز در فاصلهٔ بسیار دوری از محور $j\omega$ قرار گرفته و اثر مهمی بر پهنای باند تقویت‌کننده کاسکود ندارد.

مثال ۳-۴

الف) عامل محدودیت پهنای باند تقویت‌کنندهٔ کاسکود مثال (۳-۳) چیست؟

ب) در مورد نقش ترانزیستورهای T_1 و T_2 توضیح دهید.

ج) مثال (۳-۳) را از طریق نرم‌افزار spice حل و نتایج حاصل را مقایسه کنید.

د) چه روشی برای افزایش هر چه بیشتر پهنای باند (با همان بهره) برای مدار پیشنهاد می‌کنید.

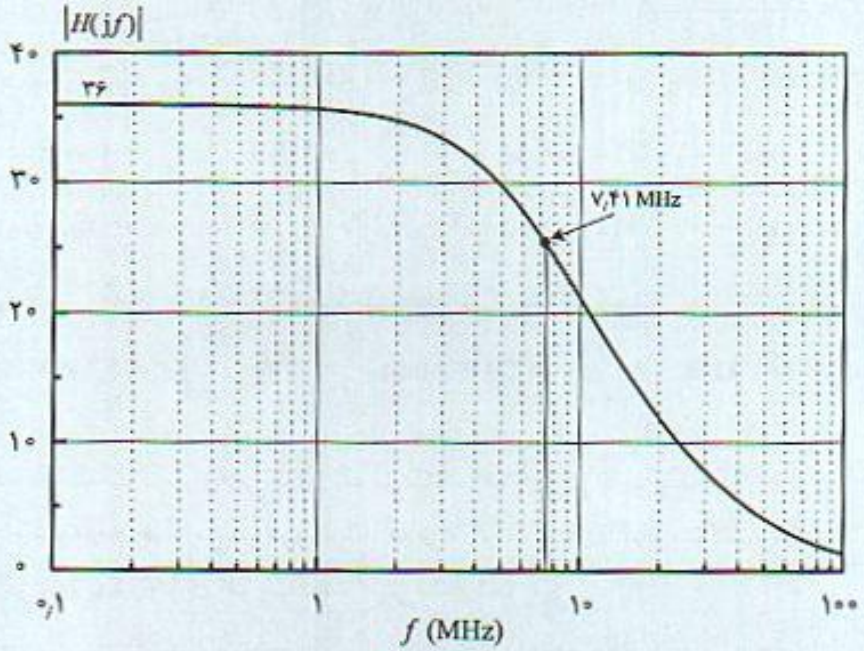
حل

الف) محاسبات ثابت زمانی نشان می‌دهد بیشترین ثابت زمانی مربوط به خازن $C_{\pi 1}$ است و مقادیر مقاومتهای R_S ، r_{x1} و $r_{\pi 1}$ در این ثابت زمانی موثرند. کاهش هر کدام از این مقادیر پهنای باند را زیادتر خواهد نمود. در حالیکه سایر خازنها خصوصاً $C_{\mu 2}$ و $C_{\pi 2}$ (مربوط به ترانزیستور T_2) تاثیر زیادی بر پهنای باند مدار ندارد.

ب) T_1 تقویت‌کننده امیتر مشترک با بهرهٔ کم و T_2 تقویت‌کننده بیس مشترک با پهنای باند زیاد و بهرهٔ زیاد است. در واقع تقویت‌کننده اصلی در این مدار ترانزیستور T_2 است و T_1 بعنوان جداکننده مقاومت منبع R_S از تقویت‌کننده اصلی (بیس مشترک) بکار رفته است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۱۶ پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده کاسکود مثال (۳-۳) از نرم‌افزار spice

ج) شکل (۳-۱۶) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال (۳-۳) که از طریق نرم‌افزار spice بدست آمده است را نشان می‌دهد و در آن f_H = ۷٫۴۱ MHz اندازه‌گیری شده است. در مقایسه با مقدار تقریبی ۶٫۱۷ MHz به روش ثابت زمانی، می‌توان نتیجه گرفت روش ثابت زمانی با تقریب نسبتاً خوب برآورد کمتری از فرکانس قطع بالا را مشخص می‌کند.

د) مناسبترین روش برای افزایش پهنای باند از جدول (۳-۲) که در آن تغییرات f_H بر حسب ۲ مقدار خازنهای C_π و C_μ دو ترانزیستور ارائه شده مشخص می‌شود. نتایج این جدول مربوط به بررسی دقیق مدار از نرم‌افزار spice است. این جدول نشان می‌دهد با نصف شدن خازن $C_{\pi 1}$ پهنای باند تقریباً ۲ برابر می‌شود. اما چنانچه خازن $C_{\pi 2}$ نصف شود تغییر قابل ملاحظه‌ای در پهنای باند مدار بدست نمی‌آید. در نتیجه بهترین روش برای افزایش پهنای باند مدار انتخاب ترانزیستور T_1 با C_π کمتر و یا f_T بالاتر است. f_T ترانزیستور T_2 تاثیر عمده‌ای بر پهنای باند تقویت‌کننده ندارد.

جدول ۳-۲ فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده کاسکود بر حسب مقادیر مختلف $C_{\pi 2}$ و $C_{\pi 1}$

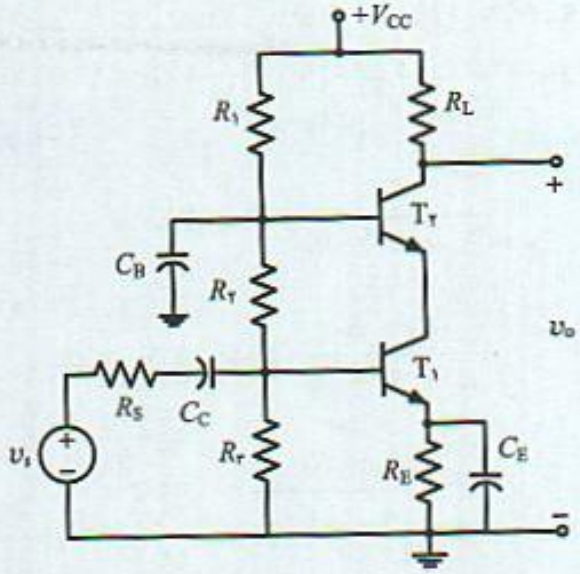
	$C_{\pi 1}$ = ۵۰ pF $C_{\pi 2}$ = ۵۰ pF	$C_{\pi 1}$ = ۲۵ pF $C_{\pi 2}$ = ۵۰ pF	$C_{\pi 1}$ = ۵۰ pF $C_{\pi 2}$ = ۲۵pF
f_H	۷٫۴۱ MHz	۱۳٫۵۶ MHz	۷٫۵۱ MHz

۳-۶-۴ محاسبات مدار بایاس تقویت‌کننده کاسکود

شکل (۳-۱۷) تقویت‌کنندهٔ کامل کاسکود شامل عناصر بایاس با استفاده از مقسم ولتاژ را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۱۷ مدار کامل تقویت‌کننده کاسکود

خازن C_B برای اتصال کوتاه شدن بیس T_2 در باند میانی بکار رفته است. از نقطه نظر پایداری حرارتی نقطهٔ کار، این مدار نسبت به مدار امیتر مشترک با مقاومت امیتر پایدارتر است. چون علاوه‌بر مقاومت امیتر که باعث پایداری نقطهٔ کار می‌شود جریان بیس ترانزیستورها از مقاومت بایاس R_1 می‌گذرد و اگر در اثر عواملی (مانند حرارت یا تغییر β) I_{CQ} و در نتیجه I_B زیاد شوند، در اینصورت ولتاژ بیس T_2 نیز افزایش یافته و جریان مقاومت R_1 کاهش می‌یابد که خود باعث کاهش جریان بیس I_B و پایداری حرارتی بیشتر نقطهٔ کار می‌شود. مثال (۳-۵) روش طرح مدار بایاس و نکات مهم آنرا نشان می‌دهد.

مثال ۳-۵

با فرض $I_{CQ} = ۲٫۵\ mA$, $V_{CEQ} = ۸\ V$ و مشخصات ترانزیستور مثال (۳-۲)، عناصر مناسب بایاس تقویت‌کننده کاسکود را محاسبه و نکات مهم طراحی را ذکر کنید.

حل

با انتخاب ولتاژ امیتر ۳ V، برای نقطهٔ کار $I_{CQ} = ۲٫۵\ mA$ مقدار مقاومت امیتر:

$$R_E = \frac{۳}{۲٫۵\ mA} = ۱٫۲\ k\Omega$$

و در نتیجه ولتاژ بیس ترانزیستور T_1، $V_{B1} = ۳٫۷\ V$ است.

با توجه به بهرهٔ کم ترانزیستور T_1، **تغییرات ولتاژ** (voltage swing) کلکتور آن مقدار کمی است و در نتیجه می‌توان V_{CEQ1} را کم انتخاب نمود. کم شدن این ولتاژ سبب افزایش $C_{\mu 1}$ می‌شود و ممکن است باعث کاهش f_H شود. اما با توجه به اینکه ثابت زمانی خازن $C_{\mu 1}$ مقدار کمی است این خازن تاثیر عمده‌ای بر پهنای باند ندارد. برای مثال با انتخاب مقدار ۲ V برای این ولتاژ مقادیر سایر ولتاژها به شرح زیر است.

$$V_{CEQ1} = ۲\ V \quad \Rightarrow \quad V_{EQ2} = ۵\ V \quad \Rightarrow \quad V_{BQ2} = ۵٫۷\ V$$

با انتخاب $V_{CC} = +۱۵\ V$ و با توجه به $R_L = ۶۰۰\ \Omega$ و ولتاژهای انتخاب شده، مقدار $V_{CEQ2} = ۸٫۵\ V$ می‌شود. این ولتاژ نقطه کار برای T_2 تغییرات ولتاژ مناسبی در خروجی فراهم می‌آورد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با صرفنظر از جریان بیس T_2 مقاومتی که بیس T_1 مشاهده می‌کند $R_b = R_3 \| (R_1 + R_2)$ است و برای پایداری حرارتی نقطه کار لازم است مقدار آن $R_b = \frac{1}{10}\beta_0 R_E = 12\,k\Omega$ انتخاب شود. با توجه به ولتاژهای بیس T_2 و T_1 می‌توان ۳ رابطه با ۳ مجهول بصورت:

$$\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}\,15 = 3.7\ V$$

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}\,15 = 5.7\ V$$

$$R_3\,\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} = 12\ k\Omega$$

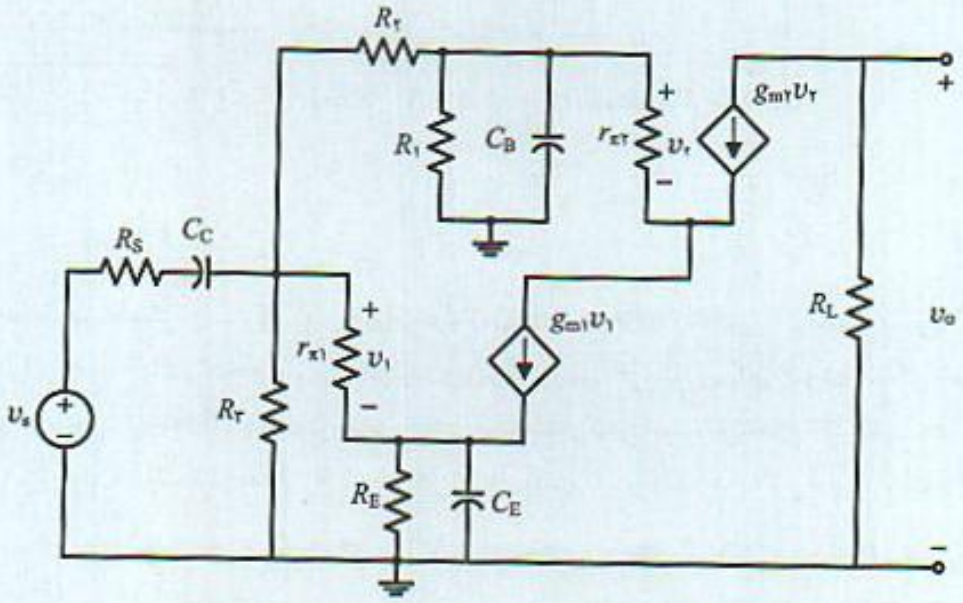
نوشت. با حل دستگاه معادلات مقادیر مقاومتها:

$$R_1 = 40\ k\Omega\,,\quad R_2 = 8.6\ k\Omega\,,\quad R_3 = 15.93\ k\Omega$$

بدست می‌آیند و نزدیک‌ترین مقاومتهای استاندارد به مقادیر فوق و به ترتیب ۳۹ kΩ، ۸٫۶ kΩ و ۱۵ kΩ انتخاب می‌شوند.

۳-۶-۵ انتخاب خازن کوپلاژ و بای‌پس در تقویت‌کننده کاسکود

برای بررسی پاسخ فرکانس پایین تقویت‌کننده از مدار معادل شکل (۳-۱۸) استفاده شده و خازنهای بای‌پس و کوپلاژ محاسبه می‌شوند.



شکل ۳-۱۸ مدار معادل فرکانس پایین تقویت‌کننده کاسکود

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مدار معادل فرکانس پایین دارای ۳ خازن است و تابع انتقال آن ۳ قطبی است. خازن C_C سبب می‌شود یک صفر در مبدا و در $s = 0$ وجود داشته باشد و با توجه به اینکه بهره باند میانی مقدار ثابتی است صورت کلی تابع انتقال فرکانس پایین:

$$H_L(s) = A_0 \frac{s\,(s+z_1)\,(s+z_2)}{(s+p_1)\,(s+p_2)\,(s+p_3)} \qquad (۴۶-۳)$$

با توجه به اینکه تعیین محل صفر و قطب مدار ساده نیست از روش ثابت زمانی اتصال کوتاه برای محاسبات فرکانس پایین استفاده می‌شود. مثال (۳-۶) روش طراحی این خازنها را برای ω_L خاص معرفی می‌کند. در مدار معادل فرکانس پایین و محاسبات مربوط برای سادگی از مقاومت r_x صرفنظر شده است.

مثال ۳-۶

در تقویت‌کننده کامل کاسکود شکل (۳-۱۷) و با مقاومت‌های بایاس انتخاب شده در مثال (۳-۵) خازنهای کوپلاژ و بای‌پس را برای $f_L = 100\ \text{Hz}$ محاسبه کنید. مشخصات ترانزیستورها:

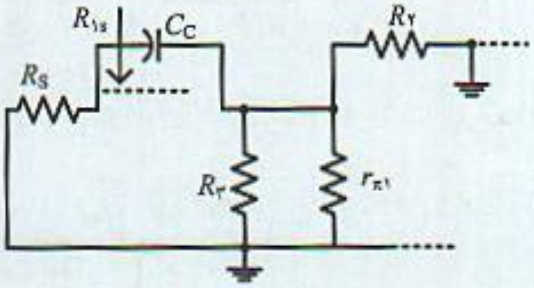
$$r_x \approx 0\ ,\ r_\pi = 1\ \text{k}\Omega\ ,\ \beta_0 = 100\ ,\ g_m = 100\ \text{m}\Omega^{-1},\ R_L = R_S = 600\ \Omega$$

می‌باشند.

حل با استفاده از روش ثابت زمانی اتصال کوتاه مقاومت اتصال کوتاه دو سر هر خازن محاسبه می‌شود.

C_C: شکل (۳-۱۹) مدار معادل اطراف خازن C_C را نشان می‌دهد. از این مدار واضح است:

$$R_{1s} = R_S + \left[R_2 \| R_3 \| (r_x + r_\pi)\right] = 1{,}48\ \text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{1s} = 1{,}48\ (\text{k}\Omega)\ C_C \qquad (۴۷-۳)$$



شکل ۳-۱۹ محاسبه مقاومت اتصال کوتاه دو سر خازن C_C

C_E: شکل (۳-۲۰) مدار معادل اطراف این خازن را نشان می‌دهد که مقاومت دیده شده دو سر آن

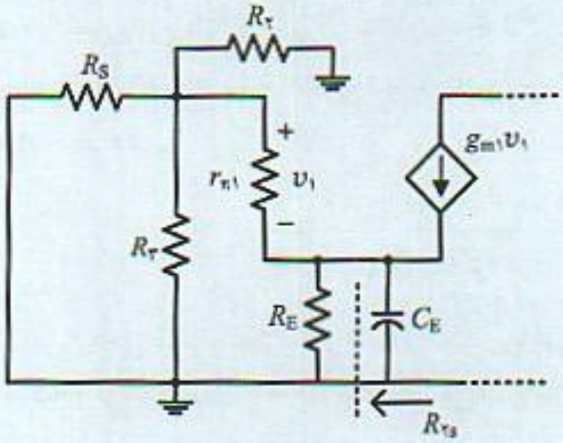
$$R_{2s} = \frac{R_S \| R_2 \| R_3 + r_{\pi 1}}{1+\beta_1} \| R_E = 15{,}75\ \Omega \| 1{,}2\ \text{k}\Omega \approx 15{,}7\ \Omega$$

و ثابت زمانی اتصال کوتاه این خازن از رابطه (۳-۴۸) بدست می‌آید.

$$\tau_{2s} = 15{,}7\ (\Omega)\ C_E \qquad (۴۸-۳)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۲۰ مدار معادل برای محاسبه مقاومت اتصال کوتاه دو سر خازن C_E

C_B : شکل (۳-۲۱) مدار معادل اطراف خازن C_B برای محاسبه R_{2s} را نشان می‌دهد. در این مدار از منبع ولتاژ V_T استفاده شده با محاسبه جریان آن، R_{2s} تعیین می‌شود. با نوشتن رابطه KCL در گره A:

$$I_T = \frac{V_T}{R_1} + \frac{V_T}{R_2 + R_{eq}} + I_{B2}$$

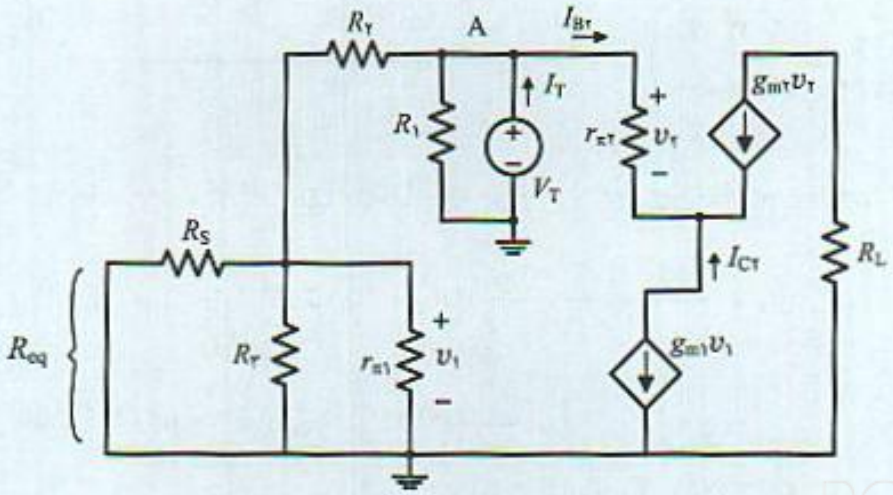
I_{B2} جریان بیس ترانزیستور T_2 است که مساوی $\frac{I_{C2}}{1+\beta_o}$ است و بنابراین:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{1+\beta_2} = \frac{g_{m1} R_{eq}}{(1+\beta_2)(R_{eq}+R_2)} V_T$$

در نتیجه:

$$I_T = \frac{V_T}{R_1} + \frac{V_T}{R_{eq}+R_2} + \frac{g_{m1} R_{eq}}{(1+\beta_2)(R_{eq}+R_2)} V_T$$

در روابط فوق $R_{eq} = R_S \| R_2 \| r_\pi$ است. بنابراین هدایت G_{2s} دو سر خازن C_B از رابطه (۳-۴۹)



شکل ۳-۲۱ مدار معادل برای محاسبه مقاومت اتصال کوتاه دو سر خازن C_B

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$I_T = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{eq} + R_2} + \frac{g_{m1} R_{eq}}{(1 + \beta_2)(R_{eq} + R_2)} \qquad (۴۹-۳)$$

بدست می‌آید. با قرار دادن مقادیر عددی داده شده:

$$R_{eq} = 0.6 \parallel 1\ k\Omega \parallel 15\ k\Omega = 0.365\ k\Omega$$

$$G_{2S} = 0.1779\ m\Omega^{-1}, \quad R_{2S} = 5.62\ k\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{2s} = 5.62\ (k\Omega)\ C_B \qquad (۵۰-۳)$$

فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده مجموع عکس ثابت زمانیها که با توجه به f_L داده شده رابطه (۳-۵۱) بدست می‌آید.

$$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_{js}} = \frac{1}{1.48\ (k\Omega)\ C_C} + \frac{1}{15.7\ (\Omega)\ C_E} + \frac{1}{5.62\ (k\Omega)\ C_B} = 628\ rad/s \qquad (۵۱-۳)$$

رابطه (۳-۵۱) شامل ۳ مجهول C_C، C_E و C_B است و روشهای مختلفی برای انتخاب این خازنها می‌توان بکار برد که به چند روش اشاره می‌شود.

الف) خازنها چنان انتخاب شوند که ثابت زمانی ۳ خازن با هم مساوی باشند. در نتیجه:

$$\tau_{1s} = \tau_{2s} = \tau_{3s} = \frac{3}{\omega_L} = 4.77 \times 10^{-3}\ s \quad \Rightarrow \quad RC = 4.77 \times 10^{-3}\ s$$

و مقادیر خازنهای مختلف:

$$1.48\ k\Omega\ C_C = 4.77 \times 10^{-3}\ s \quad \Rightarrow \quad C_C = 3.22\ \mu F$$
$$15.7\ \Omega\ C_E = 4.77 \times 10^{-3}\ s \quad \Rightarrow \quad C_E = 303\ \mu F$$
$$5.62\ k\Omega\ C_B = 4.77 \times 10^{-3}\ s \quad \Rightarrow \quad C_B = 0.84\ \mu F$$

ب) در این روش دیگر خازنها مساوی است. پس لازم است:

$$\frac{\tau_{1s}}{R_{1s}} = \frac{\tau_{2s}}{R_{2s}} = \frac{\tau_{3s}}{R_{3s}}$$

$$\frac{1}{\tau_{1s}} + \frac{1}{\tau_{2s}} + \frac{1}{\tau_{3s}} = 4.77 \times 10^{-3}\ s$$

از ۳ معادله و ۳ مجهول فوق خازنهای مدار بدست می‌آیند. محاسبات نشان می‌دهد خازن‌های لازم ۱۳٫۵۳ F است که مقدار بزرگ و غیر عملی است. بنابراین روش (ب) روش مناسبی در طرح مدار نیست.

ج) با انتخاب خازن $C_E = 330\ \mu F$، ثابت زمانی مربوط به آن:

$$\tau_{2s} = R_{2S}\ C_E = 5.181 \times 10^{-6}\ s$$

و با انتخاب $\tau_{1s} = \tau_{3s}$، در اینصورت ظرفیت خازنهای لازم در این روش طرح مدار:

$$C_C = 3.1\ \mu F, \quad C_E = 330\ \mu F, \quad C_B = 0.81\ \mu F$$

بدست می‌آیند. مقایسه ۳ روش ذکر شده نشان می‌دهد روش (ج) مقادیر مناسبی را برای خازنها بدست

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

می‌آید. بر این اساس خازنهای استاندارد زیر قابل انتخاب هستند.

$$C_E = ۳۳۰\,\mu F\,, \quad C_B = C_B = ۳٫۳\,\mu F$$

در انتخاب خازنهای بای‌پس لازم است کوچک بودن خازنها، کم حجم بودن آنها و هزینهٔ تمام شده طرح را در نظر گرفت. پس از آن مدار طراحی شده را با محاسبات دقیق بررسی و مقدار ω_L دقیق تعیین می‌شود. چنانچه مقدار بدست آمده با مقدار مورد نظر اختلاف زیادی دارد لازم است طرح را اصلاح و مقادیر جدیدی برای خازن‌ها انتخاب نمود.

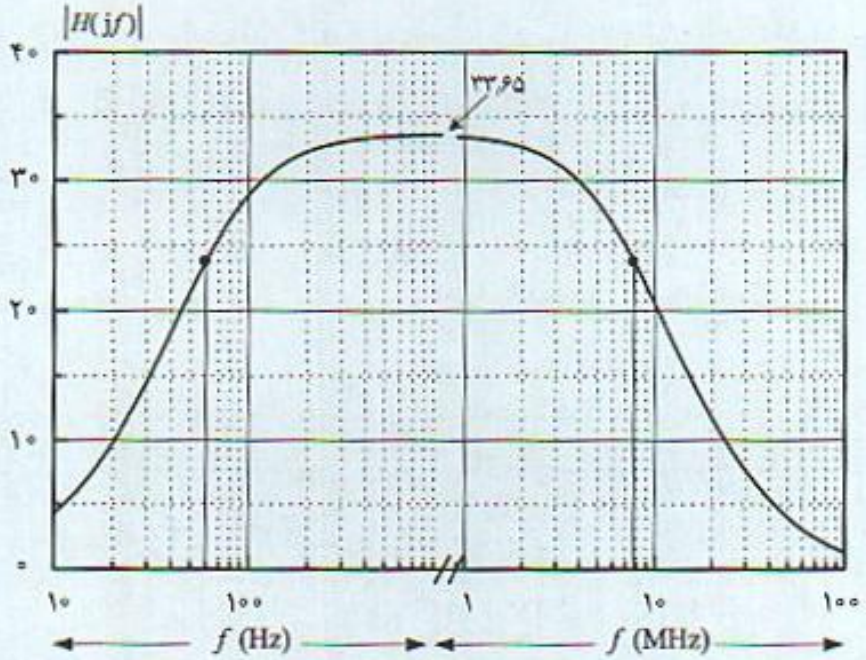
مثال ۳-۷

تقویت‌کنندهٔ کامل کاسکود با مشخصات مثال (۳-۶) را با spice تحلیل و مقادیر A_o، ω_H و ω_L را مشخص و با مقادیر طرح شده مقایسه کنید. در صورت لزوم مدار را اصلاح کنید.

پاسخ فرکانس بدست آمده توسط نرم‌افزار spice در شکل (۳-۲۲) نشان می‌دهد مشخصات اندازه گیری شده مدار:

$$A_o = ۳۳٫۶۵\,, \quad f_H = ۷٫۷۶\ \text{MHz}\,, \quad f_L = ۶۰\ \text{Hz}$$

می‌باشند. فرکانس قطع پایین بدست آمده کمتر از ۱۰۰ Hz مقدار مورد نظر طراحی است و خازن‌های انتخاب شده مناسب هستند. اثر بارگذاری مدار بایاس بهره مدار را مختصری کاهش داده و باعث شده پهنای باند بدست آمده افزایش یابد.



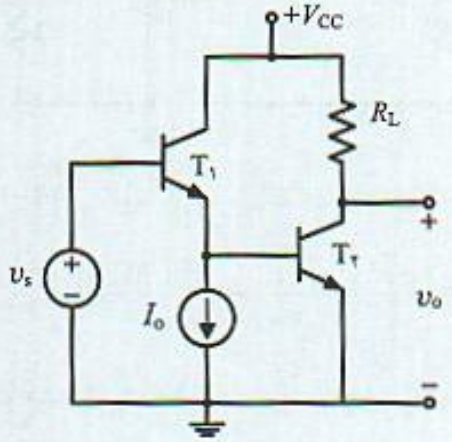
شکل ۳-۲۲ پاسخ فرکانس کامل تقویت‌کننده مثال (۳-۶)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۶ تقویت‌کننده سری کلکتور مشترک - امیتر مشترک

شکل (۳-۲۳) یک تقویت‌کننده دو طبقه، ترکیب سری تقویت‌کننده کلکتور مشترک و امیتر مشترک را نشان می‌دهد. مهمترین خصوصیت تقویت‌کننده کلکتور مشترک آن است که دارای پهنای باند زیاد ولی با بهره کمتر از "۱" و مقاومت خروجی کمی است. چنانچه بدنبال آن یک تقویت‌کننده امیتر مشترک قرار گیرد که دارای بهره زیاد اما پهنای باند کم است، در اینصورت مدار امیتر مشترک با منبعی با مقاومت خروجی کم تغذیه شده و در مجموع پهنای باند نسبتاً زیادی بدست می‌آید.



شکل ۳-۲۳ تقویت‌کننده سری CC-CE

با توجه به اینکه در ترانزیستور T_1 کلکتور از نظر سیگنال ورودی زمین است، خازن $C_{\mu 1}$ بین کلکتور و زمین واقع شده و قطب حاصل از آن بزرگ خواهد بود. T_2 در حالت امیتر مشترک و خازن $C_{\mu 2}$ آن عموماً باعث محدودیت پهنای باند می‌شود. اما این طبقه توسط مقاومت خروجی طبقهٔ کلکتور مشترک که مقدار کمی است تغذیه می‌شود و بنابراین قطب حاصل از $C_{\mu 2}$ نیز بزرگ است. در مجموع این تقویت‌کننده دارای پهنای باند زیادی می‌باشد. در واقع در این مدار T_2 نقش تقویت، و T_1 نقش جداکننده مقاومت منبع R_S را از تقویت‌کننده اصلی بعهده دارد. شکل (۳-۲۴) مدار عملی این تقویت‌کننده را با عناصر بایاس نشان می‌دهد که در مثال (۳-۸) مشخصات آن محاسبه می‌شود.

مثال ۳-۸

در تقویت‌کننده شکل (۳-۲۴) با فرض نقطهٔ کار ۲٫۵ mA با ترانزیستورهای یکسان و به مشخصات $\beta_o = ۱۰۰$, $C_\pi = ۵۰$ pF , $C_\mu = ۳$ pF , $r_x = ۵۰\ \Omega$ ، مقادیر بهره باند میانی، ω_H و ω_L را مشخص و با نتایج محاسبات دقیق مقایسه کنید. برای سادگی فرض نمایید R_B بزرگ است.

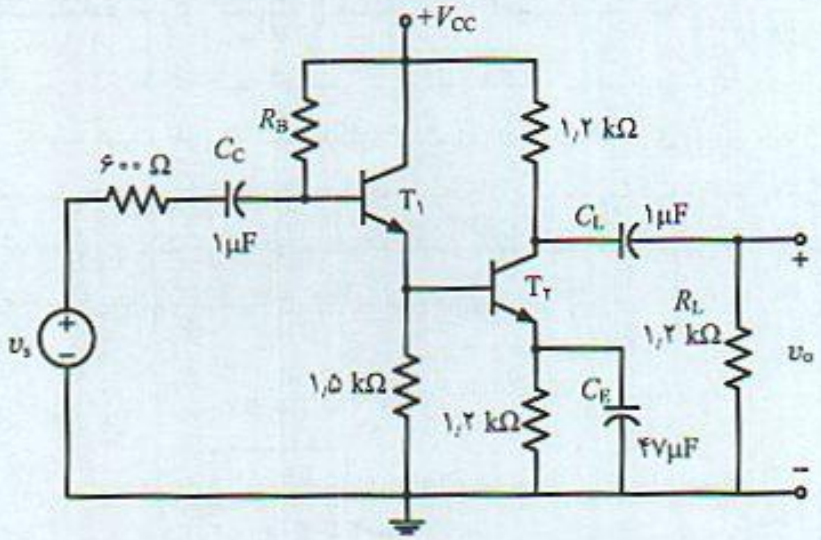
سایر مشخصات ترانزیستورها که در محاسبات مورد نیاز است:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۰٫۱\ \Omega^{-1} = ۱۰۰\ m\Omega^{-1}\ ,\quad r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = ۱\ k\Omega$$

بهره باند میانی A_o حاصلضرب ۳ نسبت با رابطه:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۲۴ تقویت‌کننده سری CC-CE

$$A_o = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_{b۲}} \frac{v_{b۲}}{v_{b۱}} \frac{v_{b۱}}{v_s}$$

است. نسبت $\frac{v_o}{v_{b۲}}$ بهره تقویت‌کننده امیتر مشترک با $R_L = ۰٫۶\ K\Omega$ و امیتر بای‌پس شده است. بنابراین:

$$\frac{v_o}{v_{b۲}} = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi} = -۵۷٫۱۴$$

نسبت $\frac{v_{b۲}}{v_{b۱}}$ بهره طبقه کلکتور مشترک با مقاومت امیتر $R_{eq} = ۱٫۵\ k\Omega \parallel (r_{x۲} + r_{\pi۲})$ است و این نسبت:

$$R_{eq} = ۰٫۶۱۷\ k\Omega$$

$$\frac{v_{b۲}}{v_{b۱}} = \frac{(۱ + \beta_o) R_{eq}}{r_x + r_\pi + (۱ + \beta_o) R_{eq}} = ۰٫۹۸۲$$

نسبت $\frac{v_{b۱}}{v_s}$ از تقسیم ولتاژ منبع بین R_S و مقاومت ورودی $r_x + r_\pi + (۱ + \beta_o) R_{eq} = ۶۳٫۳۶\ k\Omega$ بدست می‌آید:

$$\frac{v_{b۱}}{v_s} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = ۰٫۹۹$$

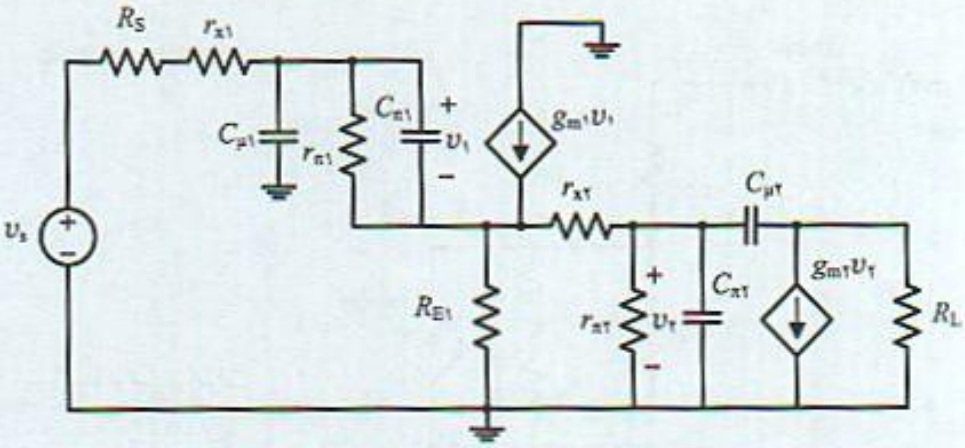
و در نتیجه بهره باند میانی این تقویت‌کننده $A_o = -۵۷٫۱۴ \times ۰٫۹۸۲ \times ۰٫۹۹ = -۵۵٫۶$ است.

محاسبات فرکانس بالا شکل (۳-۲۵) مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که با استفاده از آن ثابت زمانی‌های اتصال باز خازن‌ها محاسبه می‌شود.

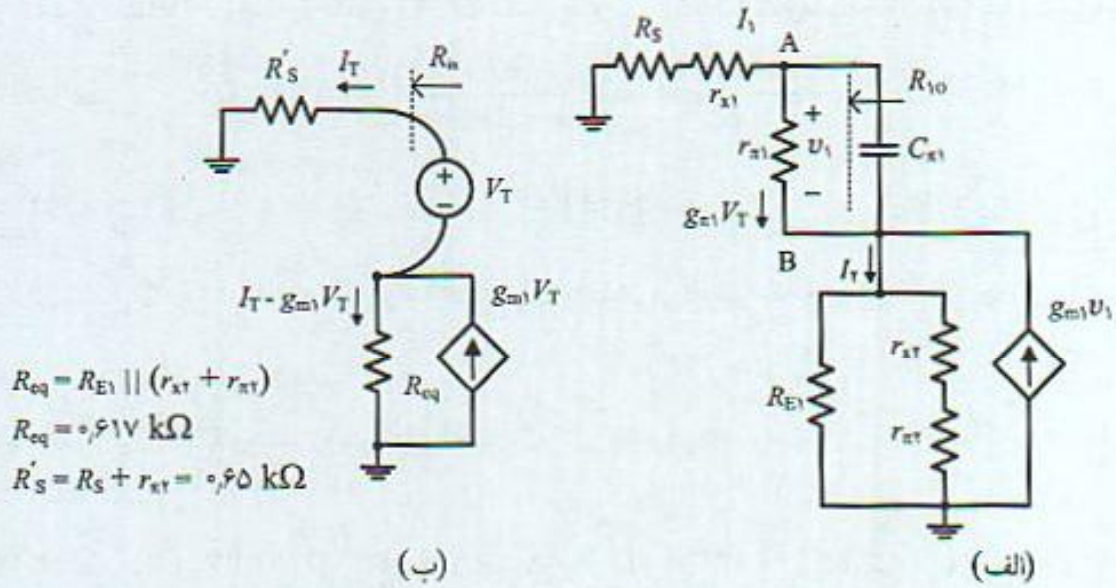
$C_{\pi۱}$: شکل (۳-۲۶ الف) مدار معادل اطراف خازن $C_{\pi۱}$ را نشان می‌دهد. در این شکل ملاحظه می‌شود مقاومت $R_{۱o}$ ترکیب موازی مقاومت $r_{\pi۱}$ و R_{in} است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۲۵ مدار معادل فرکانس بالا تقویت‌کننده مثال (۳-۸)



شکل ۳-۲۶ مدار معادل اطراف $C_{\pi1}$ و محاسبه مقاومت اتصال باز دو سر آن

$$R_{10} = r_{\pi1} \| R_{in} \qquad (۳-۵۲)$$

مدار معادل ساده شده برای محاسبه R_{in} در شکل (۳-۲۶ ب) رسم شده است. با استفاده از منبع ولتاژ V_T این مقاومت تعیین می‌شود. با نوشتن رابطه ولتاژ در مسیر شامل مقاومت R'_S منبع V_T و مقاومت R_{eq} رابطه بین V_T و I_T بدست می‌آید.

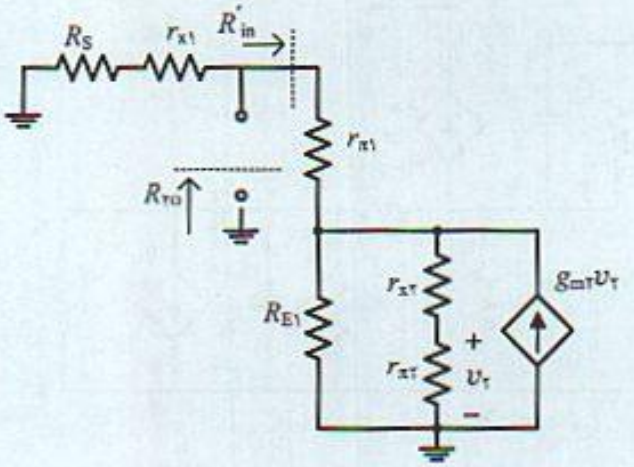
$$-R'_s I_T + V_T + R_{eq}\left(g_{m2} V_T - I_T\right) = 0$$

و بنابراین مقاومت R_{in} در شکل (۳-۲۶ ب) از رابطه (۳-۵۳) بدست می‌آید.

$$R_{in} = \frac{V_T}{I_T} = \frac{R'_s + R_{eq}}{1 + g_{m2} R_{eq}} \qquad (۳-۵۳)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۲۷ مدار معادل اطراف خازن $C_{\mu1}$ و محاسبه مقاومت مدار باز دو سر آن

در نتیجه با استفاده از روابط (۳-۵۲) و (۳-۵۳) مقدار مقاومت R_{1O} و ثابت زمانی خازن $C_{\pi2}$ بدست می‌آید.

$$R_{1O} = r_{\pi1} \parallel \frac{R'_s + R_{eq}}{1 + g_{m2} R_{eq}} = 1\ k\Omega \parallel \frac{0{,}65 + 0{,}617}{1 + 100 \times 0{,}617} = 19{,}8\ \Omega \qquad (۳-۵۴\text{الف})$$

$$\tau_{1O} = R_{1O} C_{\pi1} = (19{,}8\ \Omega \times 50\ pF) = 0{,}99\ ns \qquad (۳-۵۴\text{ب})$$

$C_{\mu1}$: شکل (۳-۲۷) مدار معادل اطراف خازن $C_{\mu1}$ را نشان می‌دهد و مقاومت دو سر این خازن :

$$R_{TO} = (R_S + r_{x1}) \parallel R'_{in}$$

بدست می‌آید. R'_{in} مقاومت ورودی تقویت‌کننده کلکتور مشترک با مقاومت امیتر R_{eq} است که r_x آن حذف شده است. بنابراین :

$$R'_{in} = r_\pi + (1 + \beta_o) R_{eq} = 63{,}317\ k\Omega \quad \Rightarrow \quad R_{TO} = 0{,}65\ k\Omega \parallel 63{,}317\ k\Omega = 0{,}643\ k\Omega$$

و ثابت زمانی خازن $C_{\mu1}$:

$$\tau_{TO} = R_{TO} C_{\mu1} = (0{,}643\ k\Omega \times 3\ pF) = 1{,}93\ ns \qquad (۳-۵۵)$$

$C_{\pi2}$: مقاومت مدار باز این خازن با R_{TO} نشان داده شده و از مدار ساده شده شکل (۳-۲۸) محاسبه می‌شود. در این مدار R_o مقاومت خروجی طبقهٔ کلکتور مشترک است. بنابراین :

$$R_o = R_{E1} \parallel \frac{R'_s + r_{\pi1}}{1 + \beta_o} = 1{,}5\ k\Omega \parallel \frac{(0{,}65 + 1)\ k\Omega}{1 + 100} = 16{,}16\ \Omega$$

$$R_{TO} = (r_{x1} + R_o) \parallel r_{\pi1} = 66{,}16\ \Omega \parallel 1\ k\Omega = 66{,}055\ \Omega$$

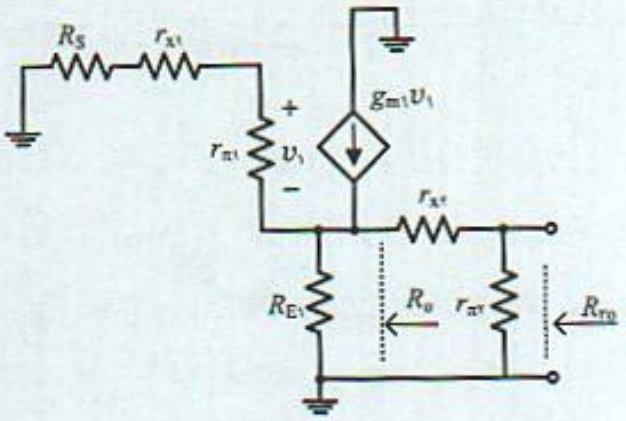
و ثابت زمانی این خازن :

$$\tau_{TO} = R_{TO} C_{\pi2} = (66{,}055\ \Omega \times 50\ pF) = 3{,}102\ ns \qquad (۳-۵۶)$$

است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۲۸ مدار معادل برای محاسبه $R_{\pi o}$ دو سر خازن $C_{\pi 2}$

$C_{\mu 2}$: مقاومت $R_{\pi o}$ از مدار شکل (۳-۲۹) قابل محاسبه است که در آن :

$$R_{\pi o} = R_{\pi o} + (1 + g_m R_{\pi o}) R_L = 4.385\ k\Omega$$

$$\tau_{\pi o} = R_{\pi o} C_{\mu 2} = (4.385\ k\Omega \times 3\ pF) = 13.156\ ns \qquad (۳-۵۷)$$

با استفاده از روابط (۳-۵۴) الی (۳-۵۷) مجموع ثابت زمانیها ۱۹٫۱۷۸ ns و فرکانس f_H:

$$\omega_H = 52.143\ Mrad/s\ , \qquad f_H = 8.3\ MHz$$

محاسبه می‌شود.

محاسبات فرکانس پایین با توجه به ۳ خازن کوپلاژ و بای‌پس موجود در مدار با استفاده از روش ثابت زمانی اتصال کوتاه فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده ω_L محاسبه می‌شود. با توجه به مدار شکل (۳-۲۴) مقاومت‌های اتصال کوتاه هر خازن و ثابت زمانی متناظر تعیین می‌شود.

خازن کوپلاژ C_C

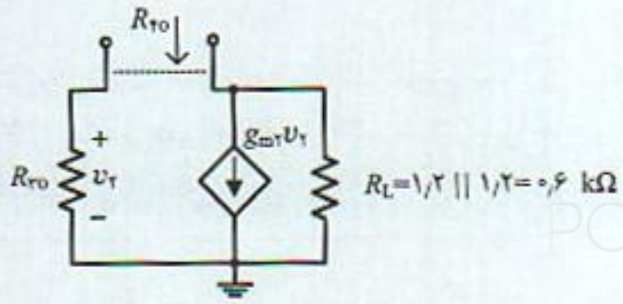
$$C_C:\ R_{1s} = R_S + R_{in} = (0.6 + 63.36) = 63.96\ k\Omega$$

$$\tau_{1s} = R_{1s} C_C = (63.96\ k\Omega)(1\ \mu F) = 63.96\ ms \qquad (۳-۵۸ الف)$$

خازن بای‌پس C_E

$$C_E:\ R_{\tau s} = \frac{R_{o1} + r_{x2} + r_{\pi1}}{1 + \beta_2} \| R_{E2} = 10.55 \| 1.2 = 10.458\ k\Omega$$

$$\tau_{\tau s} = R_{\tau s} C_E = (10.45\ \Omega)(47\ \mu F) = 0.491\ ms \qquad (۳-۵۸ ب)$$



شکل ۳-۲۹ محاسبه مقاومت $R_{\pi o}$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

در رابطه فوق R_{o1} مقاومت خروجی از امیتر طبقه اول و R_{E2} مقاومت امیتر ترانزیستور T_2 است.

خازن کوپلاژ C_L

$$C_L : R_{rs} = ۱٫۲\ k\Omega + ۱٫۲\ k\Omega = ۲٫۴\ k\Omega$$

$$\tau_{rs} = R_{rs} C_L = (۲٫۴\ k\Omega)(۱\ \mu F) = ۲٫۴\ ms \qquad (۳-۵۸ج)$$

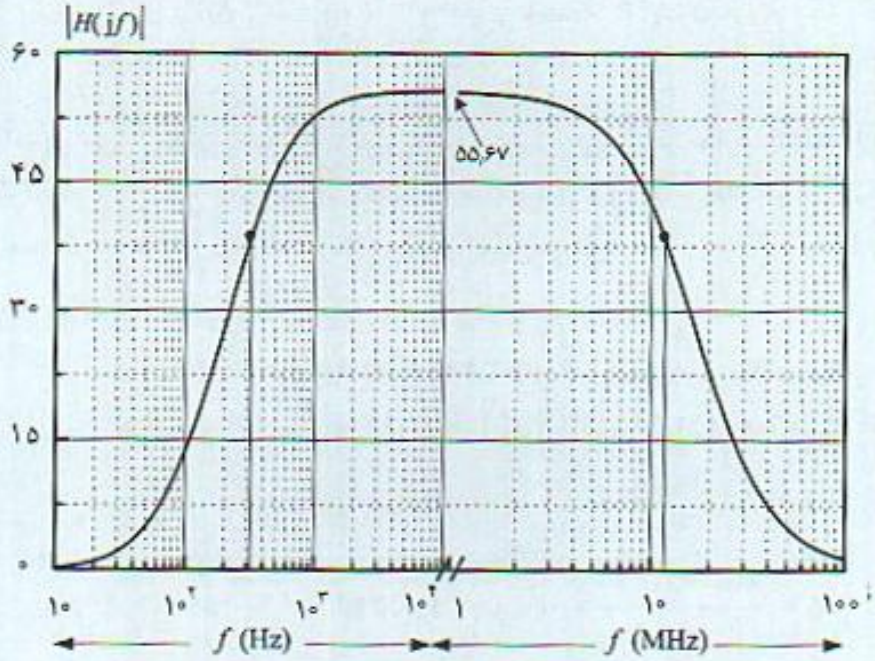
مجموع ثابت زمانی‌های اتصال کوتاه خازنهای مدار از روابط (۳-۵۸ الف) تا (۳-۵۸ ج) ۶۶٫۸۵۱ ms و فرکانس قطع ۳ dB پایین مدار:

$$\omega_L = ۲۴۶۸٫۹۶\ rad/s \quad \Rightarrow \quad f_L = ۳۹۳\ Hz$$

بدست می‌آید.

محاسبات دقیق شکل (۳-۳۰) پاسخ فرکانسی کامل این تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که از طریق نرم‌افزار spice بررسی شده است. مشخصات اندازه گیری شده:

$$A_o = -۵۵٫۶۷\ ,\ f_H = ۱۱٫۸\ MHz\ ,\ f_L = ۳۲۱٫۷\ Hz$$



شکل ۳-۳۰ پاسخ فرکانس کامل تقویت‌کننده شکل (۳-۲۴)

در مقایسه با محاسبات تقریبی انجام شده روش ثابت زمانی اتصال کوتاه تقریب بالاتری (۳۹۰ Hz) از فرکانس قطع پایین (مقدار دقیق ۳۲۱ Hz) را نشان می‌دهد. هم چنین روش ثابت زمانی مدار باز تقریب کمتری از فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده را بدست می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

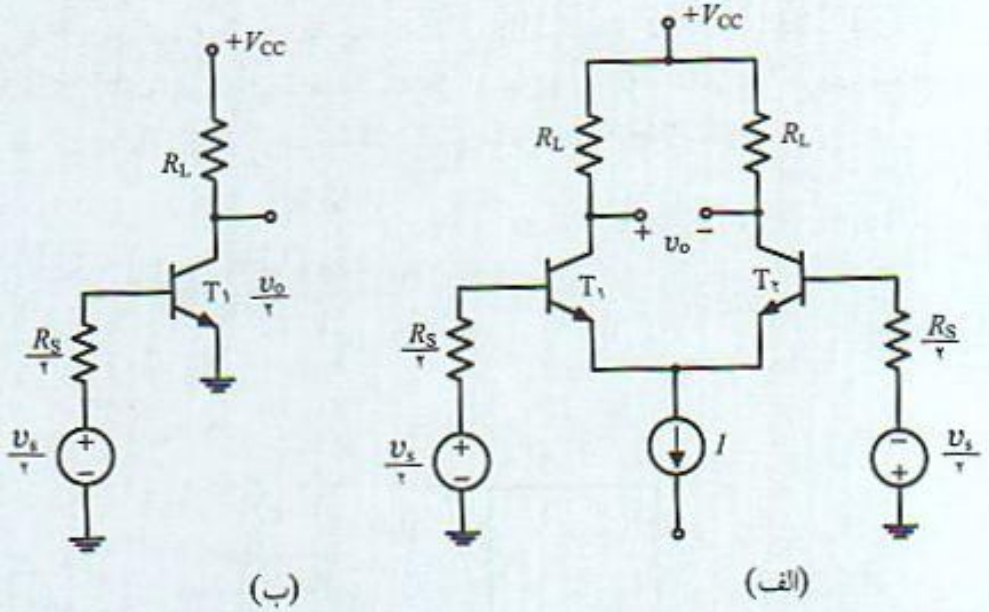
۳-۸ تقویت‌کننده تفاضلی

از مهمترین اجزاء مدارهای مجتمع آنالوگ، **تقویت‌کننده تفاضلی** (differntial amplifier) است که در این بخش پاسخ فرکانس آن بررسی می‌شود. روش بررسی این مدار تا حدودی متفاوت با روش معمول بخش‌های قبل و مبتنی بر نتایجی است که تاکنون در مورد سایر مدارها بدست آمده است.

۳-۸-۱ طبقه دیفرانسیل با ورودی متقارن

شکل (۳-۳۱الف) تقویت‌کننده تفاضلی را نشان می‌دهد که در آن ورودی v_s بین دو سر ورودی + و − آن اعمال شده و خروجی آن نیز بصورت تفاضلی است. باید توجه داشت این حالت وقتی در عمل تحقق می‌یابد که این تقویت‌کننده توسط طبقهٔ دیفرانسیل ماقبل تغذیه شود. با فرض مشابه بودن دو ترانزیستور و مقاومت‌های مدار، با توجه به اینکه سیگنال‌های ورودی نیز کاملا متقارن می‌باشند، با استفاده از **مدار معادل نیم مدار** (half equivalent circuit)، می‌توان مدار معادل شکل (۳-۳۱ب) را رسم نمود. در این شرایط گفته می‌شود تقویت‌کننده در شرایط تفاضلی و بهره مدار **بهره تفاضلی** A_{do} نامیده می‌شود. با توجه به نتایج بخش‌های قبل در بررسی تقویت‌کننده امیتر مشترک و با استفاده از مدار معادل، مقادیر A_{do} و ω_H:

$$A_{do} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + R_S/2}, \qquad \omega_H = \frac{1}{R_T C_T} \qquad (۳-۵۹الف)$$



شکل ۳-۳۱ تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی تفاضلی و متقارن: الف) مدار، ب) مدار معادل در حالت تفاضلی

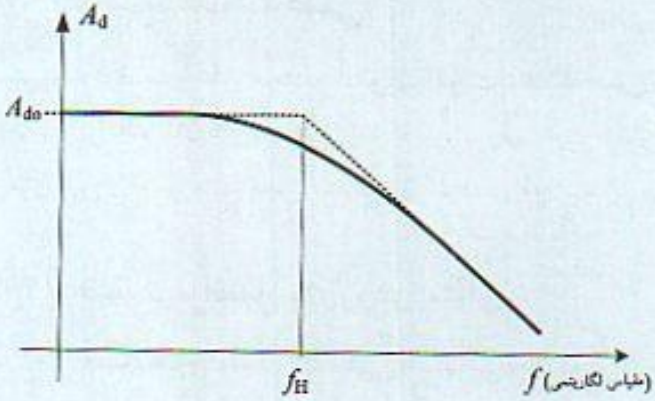
که در آن روابط:

$$R_T = \left(\frac{R_S}{2} + r_x\right) \| r_\pi, \quad C_t = C_\pi + C_\mu\left[1 + (g_m + G'_s) R_L\right] \qquad (۳-۵۹ب)$$

برقرار می‌باشند. واضح است چون مدار فاقد خازن کوپلاژ است پاسخ فرکانس آن تا فرکانس صفر (DC) ادامه دارد و در شکل (۳-۳۲) ملاحظه می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۳۲ پاسخ فرکانس
تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی متقارن

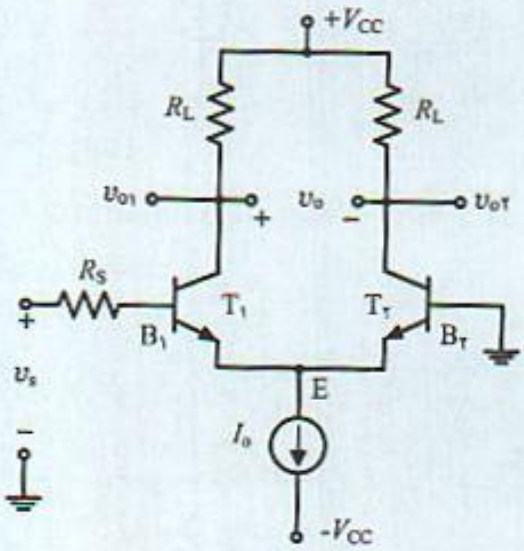
۳-۸-۲ طبقه دیفرانسیل با ورودی نا متقارن

شکل (۳-۳۳) طبقهٔ دیفرانسیل را با ورودی نا متقارن نشان می‌دهد. پاسخ فرکانس مدار در این حالت با تقریب خوب مشابه با حالت متقارن است. برای اثبات این مطلب از مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده که در شکل (۳-۳۴) رسم شده استفاده می‌شود. با نوشتن رابطه KCL در گرهٔ X و با فرض مشابه بودن ترانزیستورها:

$$V_{\pi 1}\left(g_\pi + g_m + s\,C_\pi\right) + V_{\pi 2}\left(g_\pi + g_m + s\,C_\pi\right) = 0$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت $v_{\pi 1} = -v_{\pi 2}$ و مدار معادل شکل (۳-۳۵ الف) را بدست آورد.
مدار معادل شکل (۳-۳۵ الف) را با فرض اینکه جریان خازنهای C_μ در مقایسه با جریان منبع جریان $g_m v_\pi$ قابل صرفنظر هستند را می‌توان باز هم ساده‌تر نمود و مدار شکل (۳-۳۵ ب) را بدست آورد. در اینصورت:

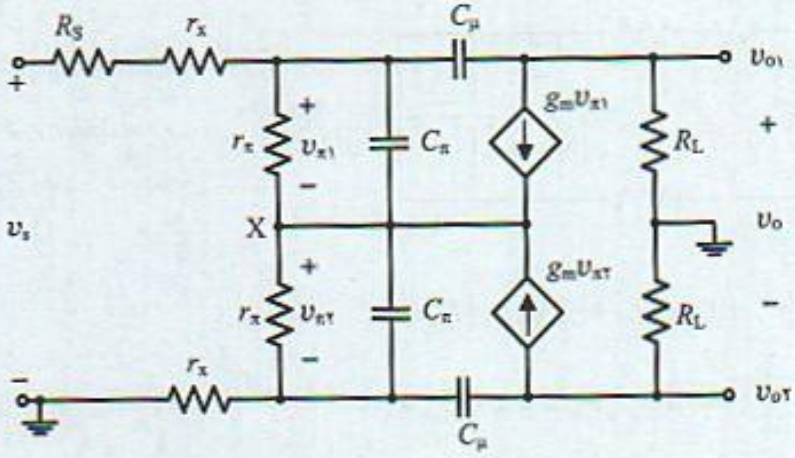
$$\begin{aligned} v_{c1} &= -g_m R_L v_\pi \\ v_{c2} &= -g_m R_L v_\pi \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad v_o = v_{c1} - v_{c2} = -2 g_m R_L v_\pi \qquad (۳-۶۰)$$



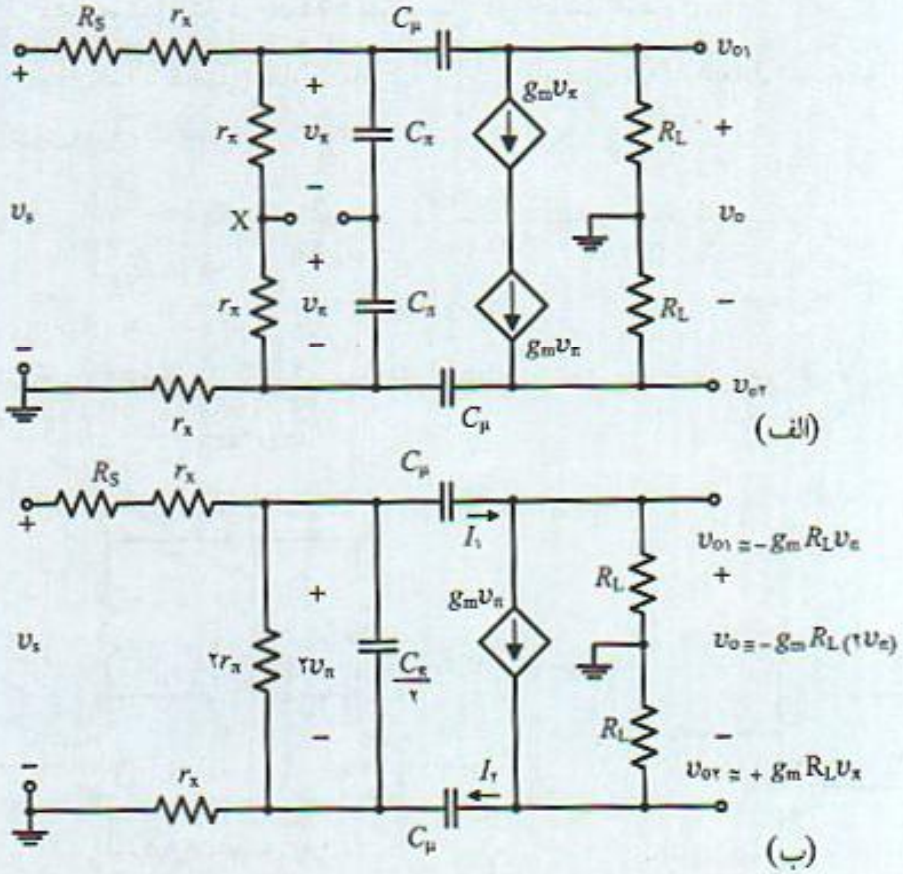
شکل ۳-۳۳ تقویت‌کننده تفاضلی
با ورودی نامتقارن

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۳۴ مدار معادل کامل فرکانس بالای تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی نامتقارن



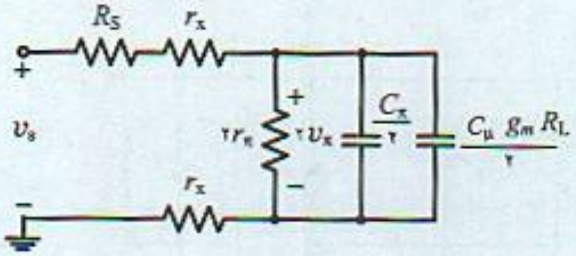
شکل ۳-۳۵ مدار معادل ساده شده تقویت‌کننده شکل (۳-۳۳) با ورودی نامتقارن

علاوه‌بر آن با توجه به اینکه مقاومت r_x کوچک و $g_m R_L$ بهرهٔ هر یک از ترانزیستورها است، با استفاده از قضیه میلر می‌توان مدار معادل نهایی را بصورت شکل (۳-۳۶) در نظر گرفت. بنابراین فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی نامتقارن از روابط (۳-۶۰) بدست می‌آیند.

$$\omega_H = \frac{1}{R_T C_T} \qquad (۳-۶۰ \text{ الف})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۳۶ مدار معادل ساده شده تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی نامتقارن

$$C_T = C_\pi + r_\pi \left[C_\mu \left(1 + (g_m + G'_s) R_L\right] R_T \qquad (۳-۶۰ب)$$

در روابط (۳-۶۰)، $R_T = r_\pi \| R'_s$ و $R'_s = r_x + \frac{R_S}{2}$ تعریف شده‌اند. این روابط نشان می‌دهند در حالت ورودی نامتقارن تقویت‌کننده تفاضلی پاسخ فرکانسی مشابهی با حالت متقارن دارد.

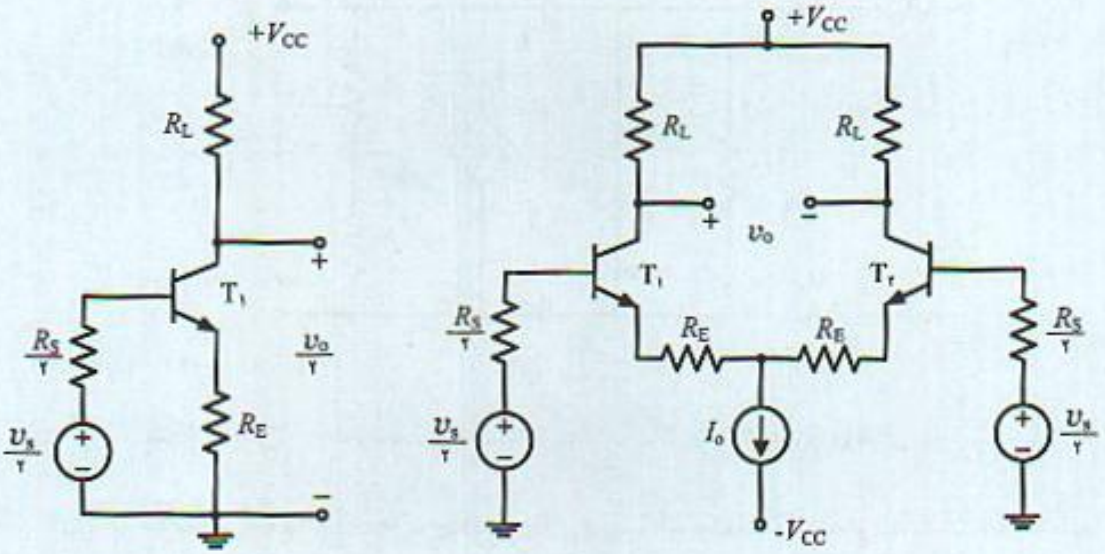
۳-۸-۳ اثر مقاومت امیتر در طبقه دیفرانسیل در حالت متقارن

شکل (۳-۳۷) تقویت‌کننده تفاضلی مقاومت امیتر و ورودی نامتقارن و مدار معادل نیم مدار آنرا نشان می‌دهد. مدار دارای بهرهٔ باند میانی:

$$A_{do} = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + R_S/2 + (1+\beta) R_E} \qquad (۳-۶۱)$$

است.

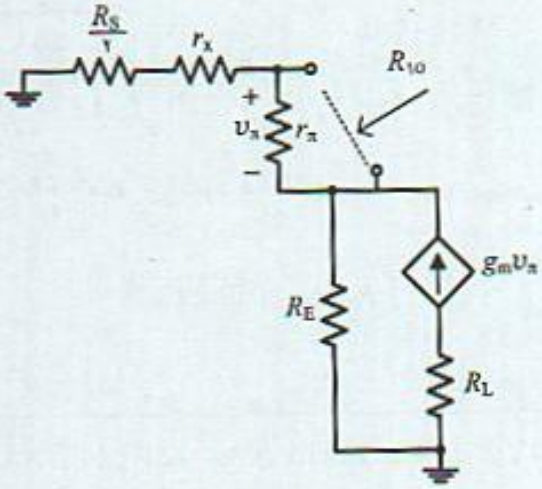
برای محاسبهٔ f_H از روش ثابت زمانی مدار باز استفاده می‌شود. مقاومت دو سر هر خازن در حالیکه سایر خازنها اتصال باز است تعیین می‌شود.



شکل ۳-۳۷ الف) تقویت‌کننده تفاضلی با ورودی نامتقارن، شامل مقاومت امیتر ، ب) مدار معادل نیم مدار آن

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



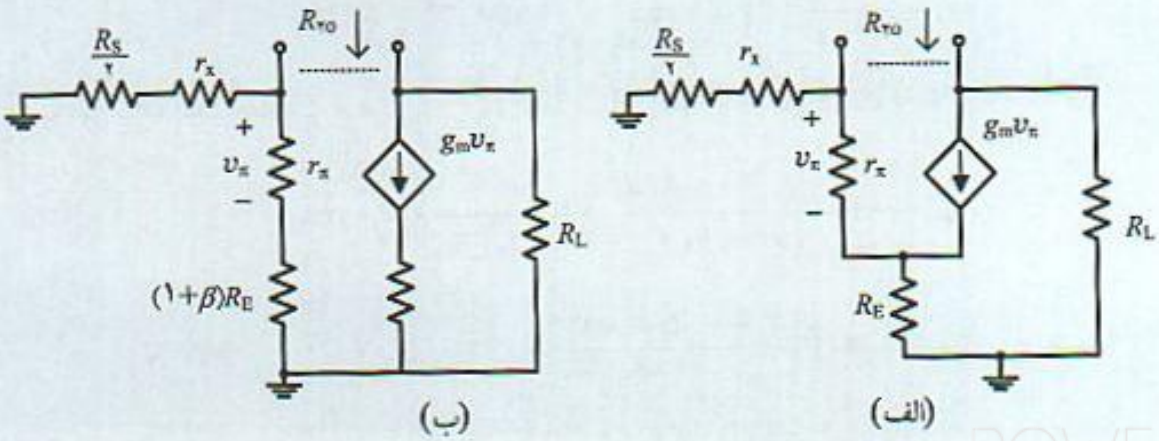
شکل ۳-۳۸ مدار معادل برای محاسبه مقاومت مدار باز دو سر خازن C_π

C_π : با استفاده از شکل (۳-۳۸) مقاومت دو سر این خازن R_{10} محاسبه می‌شود. این مقاومت مشابه مثال (۳-۸) و روابط (۳-۵۲) و (۳-۵۳) است که بصورت رابطه (۳-۶۲) اصلاح شده‌اند.

$$R_{10} = r_\pi \parallel \frac{R'_S + R_E}{1 + g_{m2} R_E} \quad , \quad R'_S = \frac{R_S}{2} + r_x \qquad (۶۲-۳)$$

C_μ : با استفاده از شکل‌های (۳-۳۹ الف) و ساده شده آن (۳-۳۹ ب) می‌توان مقاومت دو سر این خازن را بدست آورد. در مدار شاده شده مقاومت R_E به بیس و کلکتور ترانزیستور منتقل شده است. محاسبه R_{20} از مدار شکل (۳-۳۹ ب) مشابه با محاسبه مقاومت دو سر خازن C_μ در تقویت‌کننده امیتر مشترک است. البته مقاومت منتقل شده به کلکتور چون با منبع جریان بصورت سری است تاثیری در محاسبات ندارد. در مدار امیتر مشترک کل ولتاژ بیس نسبت به زمین در منبع وابسته کلکتور ظاهر می‌شود در حالیکه در این مدار بخشی از ولتاژ بیس در خروجی موثر است. این بخش از ولتاژ را با ضریب k در محاسبات دخالت داده و رابطه (۳-۲۹ الف) بصورت (۳-۶۳) اصلاح می‌شود و بنابراین R_{20} از رابطه :

$$R_{20} = R_{eq} + \left(1 + k\, g_m R_{eq}\right) R_L \qquad (۶۳-۳)$$



شکل ۳-۳۹ مدار معادل اطراف خازن C_μ برای محاسبه R_{20}

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بدست می‌آید که در آن روابط زیر تعریف شده‌اند.

$$R_{eq} = \left(\frac{R_S}{۲} + r_x\right) \| \left[r_\pi + (۱ + \beta_o) R_E\right], \quad k = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{eq}}$$

فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار از رابطه (۳-۶۴) تعیین می‌شود.

$$\omega_H = \frac{۱}{R_{۱o} C_\pi} + \frac{۱}{R_{۲o} C_\mu} \qquad (۳-۶۴)$$

مثال ۳-۹

در تقویت‌کننده تفاضلی و در حالت نامتقارن با بایاس منبع جریان ۵ mA و مشخصات ترانزیستورها:

$$r_x = ۵۰\ \Omega,\ \beta_o = ۱۰۰,\ C_\pi = ۳\ \text{pF},\ C_\mu = ۵۰\ \text{pF},\ R_L = R_S = ۶۰۰\ \Omega$$

الف) بهرهٔ باند میانی و فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار را بدست آورید.

ب) مقاومت امیتر $R_E = ۲۵\ \Omega$ به مدار اضافه می‌شود. در این حالت بهرهٔ باند میانی و فرکانس قطع ۳ بالا چقدر است.

سایر مقادیر لازم در محاسبات:

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{۵/۲}{۲۵} = ۰/۱\ \Omega^{-۱} = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱},\ \beta_o = g_\mu r_\pi,\ r_\pi = ۱\ \text{k}\Omega$$

الف) بدون مقاومت امیتر و با توجه به روابط (۳-۵۹ الف) و (۳-۵۹ ب):

$$A_{do} = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + R_S/۲} = -\frac{۱۰۰ \times ۰/۶}{۰/۳ + ۰/۰۵ + ۱} = -۴۴/۴$$

$$R_T = \left(\frac{R_S}{۲} + r_x\right) \| r_\pi = (۰/۳۵\ \text{k}\Omega) \| ۱\ \text{k}\Omega = ۰/۲۶\ \text{k}\Omega$$

$$C_T \approx C_\pi + C_\mu (۱ + g_m R_L) = ۲۳۳\ \text{pF}$$

$$\omega_H = \frac{۱}{R_T C_T} = ۱۶/۵\ \text{Mrad/s}, \qquad f_H = ۲/۶۲۷\ \text{MHz}$$

ب) با اضافه شدن مقاومت امیتر و با ورودی متقارن با استفاده از روابط بدست آمده:

$$A_{do} = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + R_S/۲ + (۱ + \beta_o) R_E} = -۱۷/۸$$

$$R_{۱o} = ۱\ \text{k}\Omega \| \frac{۰/۳ + ۰/۰۵ + ۰/۰۲۵}{۱ + ۱۰۰ \times ۰/۰۲۵} = ۱\ \text{k}\Omega \| (۱۰۷\ \Omega) = ۹۶/۷۷۵\ \Omega$$

$$\tau_{۱o} = C_\pi R_{۱o} = (۵۰\ \text{pF})(۹۶/۷۷۵\ \Omega) = ۴/۸۳۸\ \text{ns}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با استفاده از رابطه (۳-۵۷) مقاومت مدار باز و ثابت زمانی خازن C_μ با استفاده از مقادیر R_{eq} و k محاسبه می‌شود:

$$R_{eq} = ۰٫۳۵ \parallel (۱ + ۲٫۲۵۲) = ۰٫۳۱۸\ k\Omega \ , \quad k = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{eq}} = ۰٫۷۵۸$$

$$R_{\tau o} = R_{eq} + (۱ + k\, g_m\, R_{eq})\, R_L = ۱۵٫۳۸\ k\Omega \ , \quad \tau_{\tau o} = C_\mu\, R_{\tau o} = ۴۶٫۱۴\ ns$$

مجموع ثابت زمانیها ۵۰٫۹۷۸ ns و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده:

$$\omega_H = ۱۹٫۶۱۶\ Mrad/s \ , \quad f_H = ۳٫۱۲۲\ MHz$$

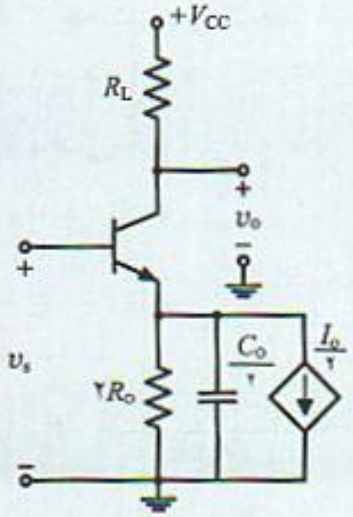
بدست می‌آید. در مقایسه با حالت بدون مقاومت امیتر پهنای باند افزایش مختصری داشته و بهره تقویت‌کننده نیز کاهش یافته است.

۳-۸-۴ پاسخ فرکانس ضریب حذف سیگنال وجه مشترک

از مشخصات مهم در تقویت‌کننده‌های تفاضلی نسبت بهرهٔ تفاضلی به بهرهٔ سیگنال وجه مشترک است. این نسبت عموماً **ضریب حذف سیگنال وجه مشترک** *CMRR* (Common Mode Rejection Ratio) نامیده می‌شود.

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \qquad (۳-۶۵)$$

برای داشتن *CMRR* بزرگ لازم است بهرهٔ سیگنال وجه مشترک کم باشد. اما از آنجایی که ممکن است سیگنال وجه مشترک دارای مولفه‌های فرکانسی مختلفی باشد لازم است این ضریب بررسی و تغییرات آن با فرکانس مطالعه شود. شکل (۳-۴۰) مدار معادل نیم مدار تقویت‌کننده تفاضلی را در حالت وجه مشترک نشان می‌دهد. منبع جریان بایاس طبقه تفاضلی با مقاومت و خازن معادل خروجی مدل شده است. در مدار معادل سیگنال وجه مشترک امپدانسها دو برابر می‌شوند.



شکل ۳-۴۰ مدار معادل نیم مدار تقویت‌کننده تفاضلی برای سیگنال وجه مشترک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بررسی کامل و دقیق پاسخ فرکانس این مدار تا حدی پیچیده است. اما با تقریب نسبتاً خوب می‌توان گفت مقاومت R_o مقاومت خروجی منبع جریان در مدارهای معمولی در حدود r_o ترانزیستور و برای منبع جریان کامل‌تر چند مگا اهم است. هم‌چنین خازن خروجی C_o چند پیکو فاراد می‌باشد. برای مقادیر نمونه ۵ MΩ و خازن ۲ pF، ثابت زمانی $\tau = R_o C_o = ۱۰\ ms$ و فرکانس متناظر با آن $\frac{۱}{۲\pi C_o R_o} = ۱۶\ kHz$ است. این فرکانس به معنی آن است که در فرکانسهای خیلی کمتر از ۱۶ kHz مقاومت R_o امپدانس خروجی را تعیین می‌کند و برای فرکانسهای خیلی بالاتر از آن خازن C_o موثر است. پس با افزایش فرکانس امپدانس امیتر کاهش یافته و بهرهٔ وجه مشترک افزایش می‌یابد و به این ترتیب $CMRR$ کم می‌شود. در این مدار بهره تقریبی وجه مشترک از رابطه (۳-۶۶) بدست می‌آید که در آن Z_E امپدانس امیتر است.

$$A_c = -\frac{R_E}{Z_E} \quad , \quad Z_E = \frac{۲R_o}{۱ + R_o C_o s} \qquad (۶۶-۳)$$

و بنابراین:

$$A_c = -\frac{R_L}{۲R_o}\left(۱ + R_o C_o s\right) \qquad (۶۷-۳)$$

رابطه (۳-۶۷) نشان می‌دهد که A_c دارای یک صفر در $s = -\frac{۱}{R_o C_o}$ است که سبب می‌شود برای فرکانس‌های بالاتر از آن بهرهٔ سیگنال وجه مشترک افزایش یابد. با افزایش هر چه بیشتر فرکانس ابتدا A_c زیاد شده و به حداکثر مقدار خود برسد. سپس با موثر شدن خازنهای داخلی ترانزیستور مقدار آن کاهش می‌یابد. بهرهٔ تفاضلی A_d، بهرهٔ سیگنال وجه مشترک A_c و ضریب $CMRR$ بر حسب فرکانس در شکل (۳-۴۱) رسم شده‌اند. $CMRR$ از فرکانس $f = \frac{۱}{۲\pi R_o C_o}$ شروع به کاهش می‌یابد.

مثال ۳-۱۰

در مورد تقویت‌کننده تفاضلی مثال (۳-۹)، فرض کنید منبع جریان بایاس دارای مقاومت خروجی ۱ MΩ موازی با خازن ۱۰ pF و $R_E = ۰$ است.

الف) فرکانس قطع بالا، بهرهٔ تفاضلی و بهرهٔ وجه مشترک را مشخص کنید.

ب) تغییرات $CMRR$ را بر حسب فرکانس با استفاده از نرم‌افزار spice بررسی و با تئوری مقایسه کنید.

حل

با توجه به محاسبات مثال (۳-۹) بهره تفاضلی و فرکانس قطع آن:

$$A_{do} = -۴۴٫۴ \quad , \quad f_H = ۲٫۶۲\ MHz$$

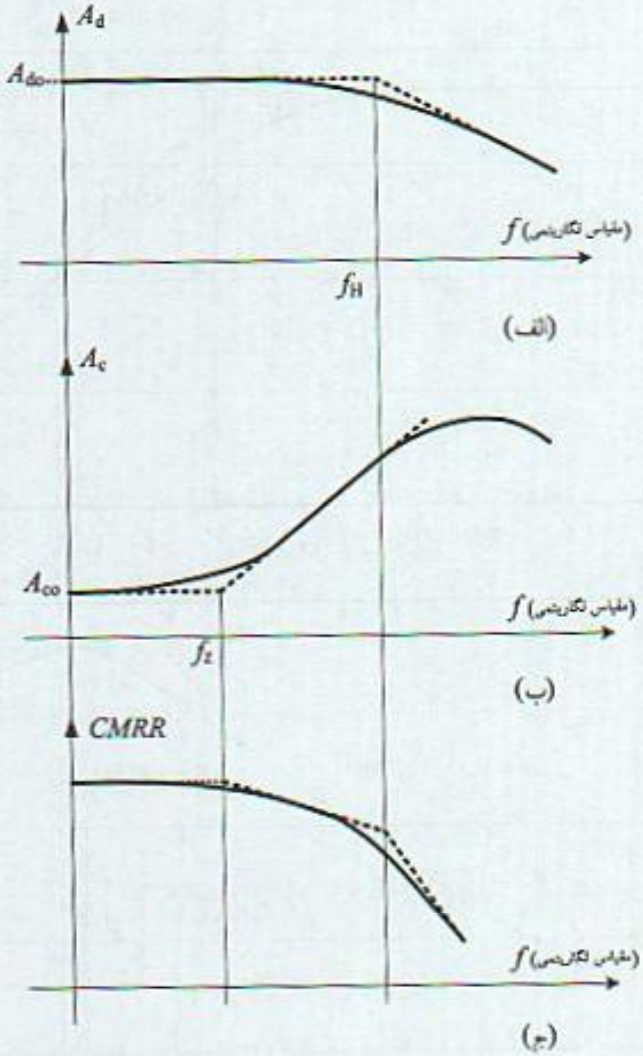
است. با منبع جریان ایده‌آل بهره وجه مشترک مساوی صفر است. اما با توجه به مدار معادلی که برای منبع جریان داده شده است بهرهٔ باند میانی وجه مشترک

$$A_c = -\frac{R_L}{۲R_o} = -\frac{۰٫۶\ k\Omega}{۲ \times ۱\ M\Omega} = -۳ \times ۱۰^{-۴}$$

صفر تابع انتقال بهره سیگنال وجه مشترک در فرکانس:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۴۱ پاسخ فرکانس بهره‌های تقویت‌کننده دیفرانسیل: الف) A_d، ب) A_c، ج) $CMRR$

$$s_z = -\frac{1}{R_o C_o} = -1 \times 10^{-4}\ (\text{ns})^{-1},\ \omega_z = |s_z| = 0{,}1\ \text{Mrad/s}\ ,\quad f_z = 15{,}92\ \text{kHz}$$

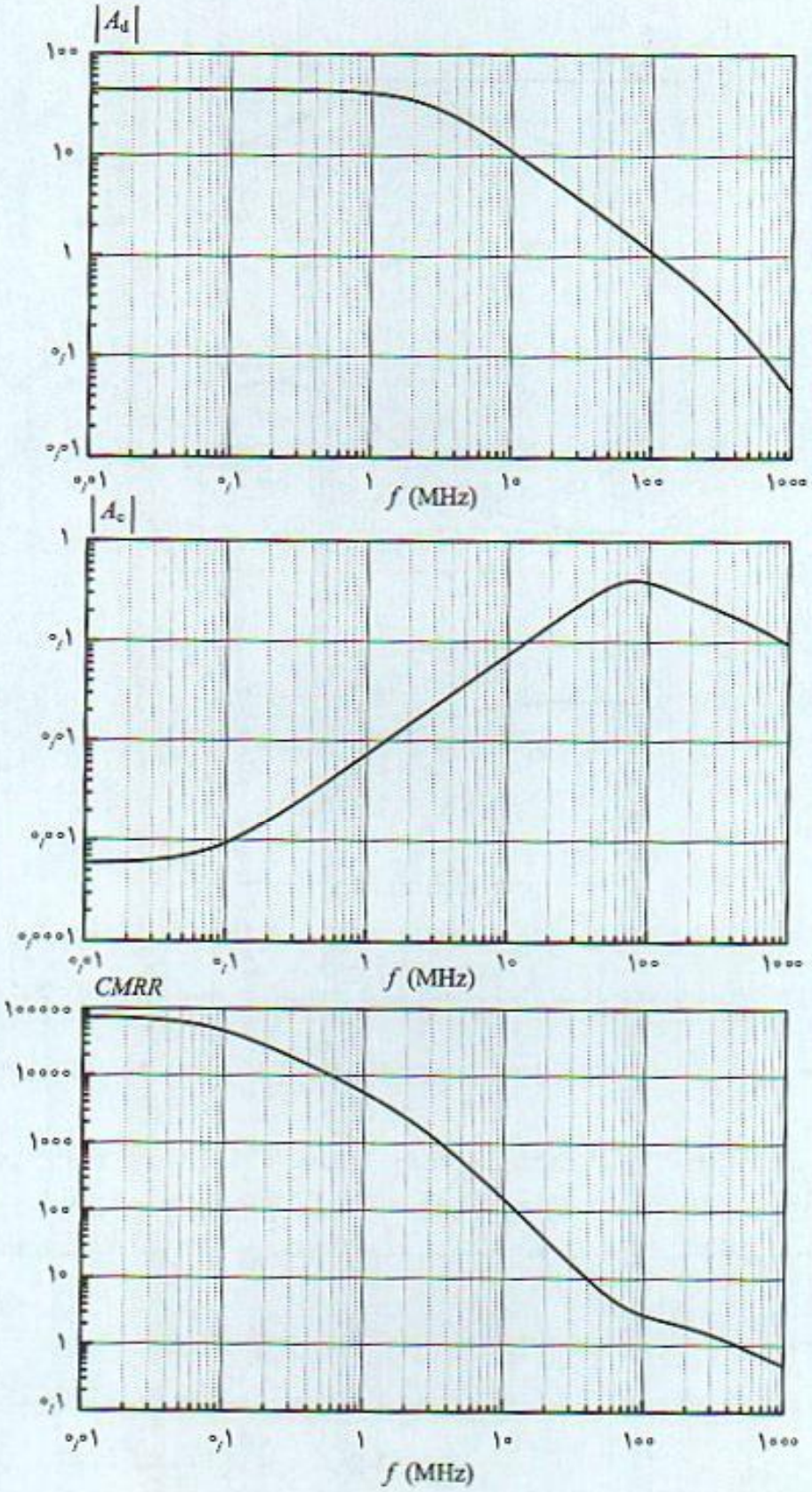
است. بنابراین بعد از فرکانس ۱۵٫۹۲ kHz بهرهٔ A_c زیاد شده و تا زمانیکه در اثر خازنهای داخلی ترانزیستور ظاهر نشده این افزایش ادامه می‌یابد. شکل (۳-۴۲) پاسخ فرکانس ضرایب بهره A_d، A_c و $CMRR$ که توسط نرم‌افزار spice بدست آمده را نشان می‌دهد. نتایج بدست آمده با تقریب خوبی به مقادیر محاسبه شده نزدیک هستند.

۳-۸-۵ تقویت‌کننده دیفرانسیل اصلاح شده

با تغییر جزیی در تقویت‌کننده دیفرانسیل متقارن مداری بصورت شکل (۳-۴۳) بدست می‌آید که دارای پهنای باند زیادی است. این کار با حذف مقاومت کلکتور T_1 انجام می‌شود. این مدار در واقع ترکیب سری تقویت‌کننده کلکتور مشترک و بیس مشترک است که هر کدام پهنای باند زیادی دارند. تقویت‌کننده بیس مشترک توسط مداری با مقاومت خروجی کم تغذیه می‌شود. این عوامل موجب می‌شوند در مجموع پهنای

POWEREN.IR

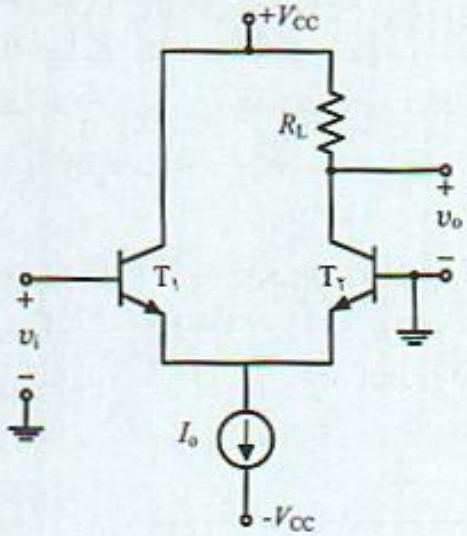
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۴۲ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده تفاضلی مثال (۳-۱۰): الف) A_d، ب) A_c، و ج) $CMRR$ از نرم‌افزار spice

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۴۳ تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده

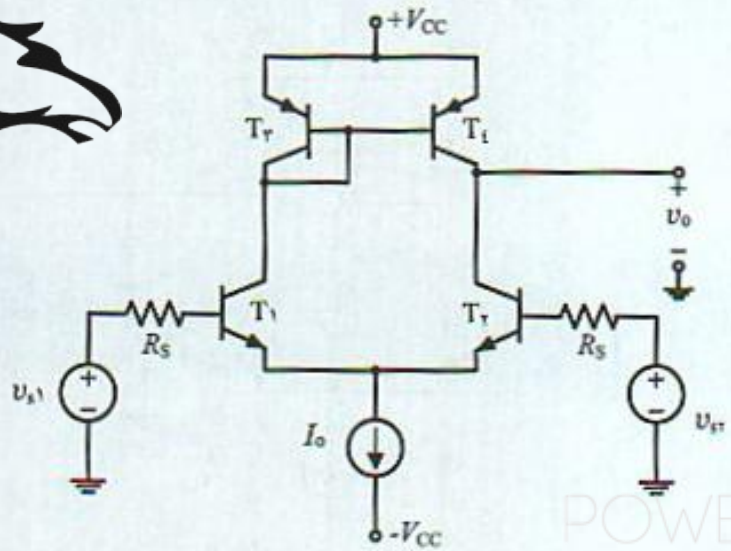
باند این مدار زیاد باشد. بررسی و طراحی این مدار در بخش‌های بعد و پس از معرفی روش طراحی تقویت‌کننده‌های چند طبقه انجام می‌شود.

۳-۹ تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

شکل (۳-۴۴) تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با بار فعال را نشان می‌دهد که در بسیاری از تقویت‌کننده‌های عملیاتی به عنوان طبقهٔ ورودی استفاده می‌شود. این مدار اساساً نامتقارن و خروجی آن بصورت **تکی** (single ended) می‌باشد. بررسی کامل و دقیق این مدار با توجه به تعداد خازنهای زیاد موجود در مدار مشکل و به محاسبات پیچیده و طولانی نیاز دارد. اما با استفاده از نکات بدست آمده در مدارهای بررسی شده تاکنون روش ساده‌ای برای بررسی این مدار معرفی و پاسخ فرکانس مدار از طریق نرم‌افزار spice نیز ارئه می‌شود.

از آنجایی که ترانزیستور T_3 بصورت دیود بعنوان بار کلکتور T_1 قرار دارد بنابراین تغییرات ولتاژ در

POWEREN.IR



شکل ۳-۴۴ تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

کلکتور T_1 مقدار کمی است. در نتیجه خازنهای داخلی ترانزیستورهای T_1 و T_2 که به این نقطه متصل هستند اثر مهمی بر پاسخ فرکانس مدار ندارند. برای مقاومت‌های کوچک R_S و با فرض ایده‌آل بودن منبع جریان بایاس، می‌توان گفت امیتر ترانزیستورهای T_1 و T_2، خصوصاً برای سیگنالهای تفاضلی از نظر ac زمین هستند. در نتیجه ثابت زمانی مربوط به خازنهای C_π ترانزیستورهای T_1 و T_2 نیز نقش مهمی در پاسخ فرکانس تقویت‌کننده ندارند.

با توجه به مطالب فوق کل خازنها و مقاومتهایی که در گره خروجی قرار دارند با تقریب خوب فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده را مشخص می‌کنند که در رابطه (۳-۶۸ الف) خلاصه شده است. هم‌چنین اگر مقاومت بار R_L و خازن C_L در خروجی نسبت به زمین نیز قرار داشته باشند فرکانس قطع بالای مدار از رابطه (۳-۶۸ ب) بدست می‌آید.

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi\,(r_{o2} \| r_{o4})\,(C_{\mu 2} + C_{\mu 4})} \qquad (۳-۶۸ \text{ الف})$$

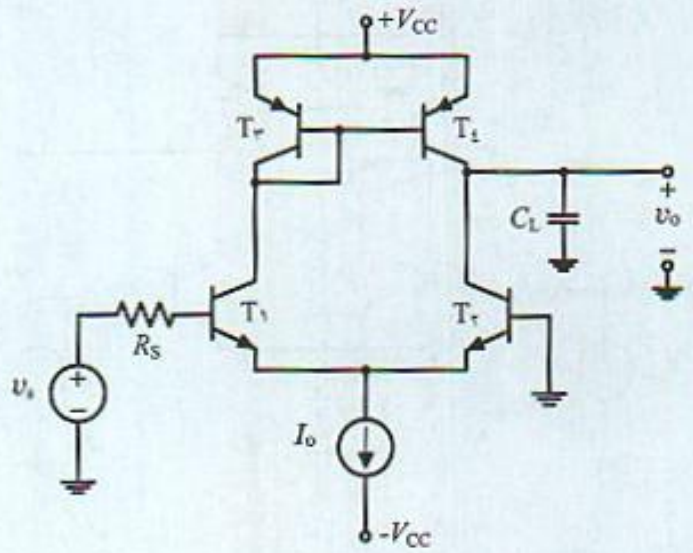
$$f_H \approx \frac{1}{2\pi\,(r_{o2} \| r_{o4} \| R_L)\,(C_{\mu 2} + C_{\mu 4} + C_L)} \qquad (۳-۶۸ \text{ ب})$$

برای بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال و مقایسه نتایج آن با روابط ذکر شده مثال (۳-۱۲) ارائه می‌شود.

مثال ۳-۱۲

برای تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال شکل (۳-۴۵) که از ترانزیستورهای NPN, PNP مشابه و با مشخصات زیر تشکیل شده است:

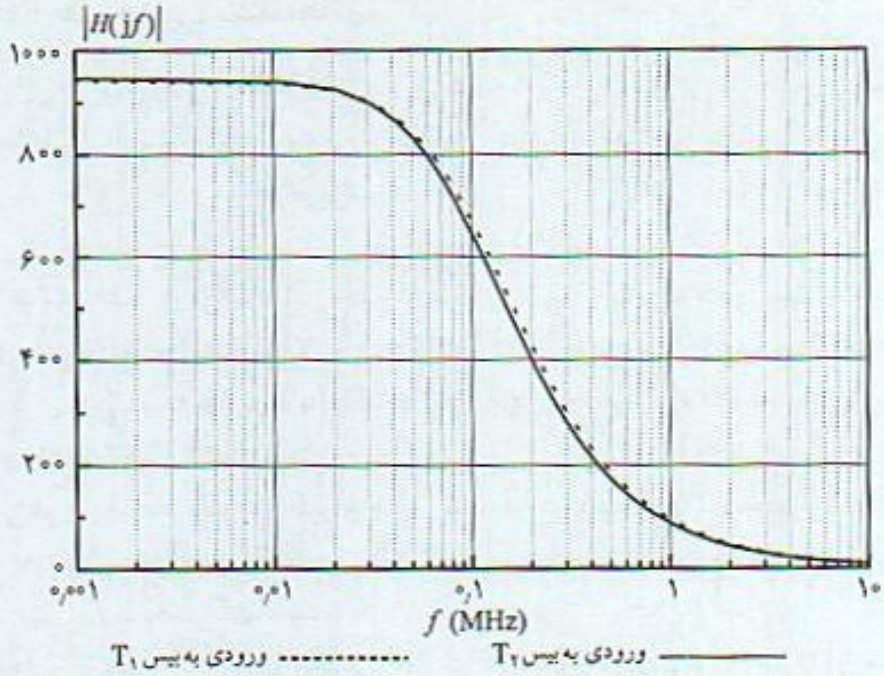
$$\beta_o = 100, \quad r_x = 62.5\ \Omega, \quad V_A = 50\ \text{V}, \quad \tau_F = 1\ \text{ns}$$
$$C_{jeo} = 0.45\ \text{pF}, \quad C_\mu = 2\ \text{pF}, \quad R_S = 100\ \Omega$$



شکل ۳-۴۵ تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال مثال (۳-۱۲)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۴۶ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال در ۲ حالت مختلف

پاسخ فرکانس این تقویت‌کننده را بررسی و نتایج را با حل مدار با نرم‌افزار spice مقایسه کنید. فرض کنید خازن $C_L = ۱۰\ pF$ در خروجی قرار دارد. مدار توسط منبعی با مقاومت خروجی $۱۰۰\ \Omega$ تغذیه می‌شود.

حل با توجه به جریان نقطه کار $۰٫۲۵\ mA$ برای هر ترانزیستور، عناصر مدار معادل هایبرید π

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۹٫۶\ m\Omega^{-1}$$

$$\beta_o = g_m r_\pi\ ,\quad r_\pi = ۱۰٫۴\ k\Omega$$

$$C_\pi = C_{jeo} + \tau_F g_m = ۱۰٫۵\ pF$$

$$C_{\mu ۲} = C_{\mu ۲} = ۲\ pF$$

با توجه به رابطه (۳-۶۸ ب) فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار

$$f_H = \frac{۱}{۲\pi\,(۲۰۰ \parallel ۲۰۰)\ k\Omega\ (۲ + ۲ + ۱۰)\ pF} = \frac{۱}{۲\pi \times ۱۰۰ \times ۱۴} = ۱۱۳٫۸\ kHz$$

باید در نظر داشت به علت تقارن مدار، بسته به اینکه سیگنال ورودی به کدام یک از ترانزیستورها اعمال شود پاسخ‌های متفاوتی بدست می‌آید. شکل (۳-۴۶) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده تفاضلی با بار فعال مثال (۳-۱۲) را با استفاده از نرم‌افزار spice نشان می‌دهد. این مشخصات با این فرض بدست آمده است که ورودی از طریق مقاومت منبع $۱۰۰\ \Omega$ به بیس یکی از ترانزیستورها ($T_۱$ یا $T_۲$) اعمال شده، در حالیکه ورودی دیگری به زمین وصل شده است. این بررسی نشان میدهد وقتی سیگنال ورودی به بیس $T_۱$ اعمال می‌شود فرکانس قطع بالا ۹۸ kHz و وقتی به بیس $T_۲$ اعمال می‌شود مقدار ۶۸ kHz بدست می‌آید. حالت اول به مقدار محاسباتی نزدیک‌تر می‌باشد. البته با افزایش مقاومت منبع R_S و یا افزایش خازن بار C_L دقت روابط (۳-۶۸) کمتر خواهد شد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۱۰ طراحی تقویت‌کننده‌ها

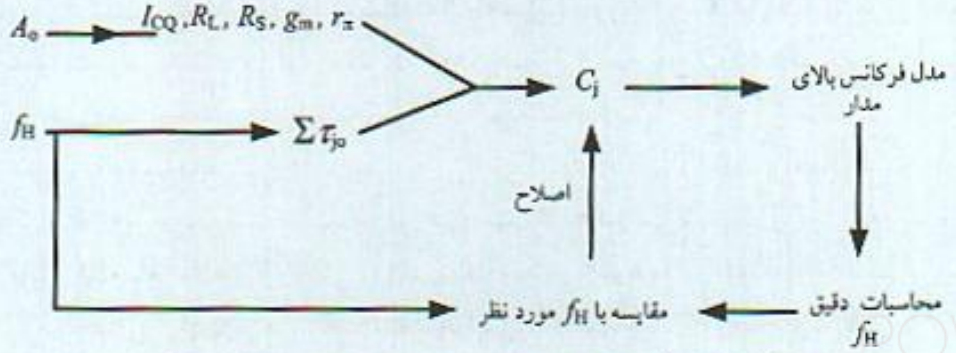
در بخش‌های قبل روش بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مطرح شد. سئوالی که مطرح می‌شود آن است که چگونه یک تقویت‌کننده برای مشخصات موردنظر (A_o ، ω_H و ω_L) طراحی می‌شود؟ در این بخش روشی ساده و مفید برای طرح این مدارها مطرح می‌شود.

- اولین مرحله از طرح یک تقویت‌کننده انتخاب نوع مدار است و بسته به بهره و پهنای باند موردنیاز مدار مناسب انتخاب می‌شود. این بخش از طراحی عمدتا به تجربه متکی است. برای مثال چنانچه پهنای باند موردنظر زیاد است لازم است از تقویت‌کننده‌هایی مانند کاسکود (cascode) استفاده کرد. برای تقویت‌کننده‌ها با بهره زیاد باید تعداد طبقات را افزایش داد تا محدودیت پهنای باند هر یک از طبقات تعیین‌کننده نباشد.
- در این مرحله عناصر مقاومتی مدار و جریان نقطه کار ترانزیستورها (مشخصاتی مانند R_L ، g_m ، r_π و I_{CQ}) برای رسیدن به بهره باند میانی A_o تعیین می‌شود. در یک طرح ممکن است مقاومتهای بار R_L و منبع R_S مشخص شده باشند.
- با توجه به مشخص شدن مدار و عناصر مقاومتی آن، مدار معادل فرکانس بالا قابل رسم است. برای محاسبات فرکانس بالا می‌توان مقاومتهای مدار باز تک‌تک خازن‌ها و ثابت زمانی هر کدام را برحسب مقدار خازن تعیین کرد. از طرف دیگر ω_H موردنظر مجموع ثابت زمانیها را مشخص می‌کند.

$$\Sigma \tau_{jo} = \Sigma C_j R_{jo} = \frac{1}{\omega_H}$$

بنابراین می‌توان خازنهای ترانزیستور و در واقع نوع ترانزیستور را برای برقراری رابطه فوق انتخاب کرد. با انتخاب مقادیر خازنی ترانزیستورها، مشخصات لازم f_T ، C_μ و β تعیین و از کتاب اطلاعاتی شمارهٔ ترانزیستور موردنیاز مشخص می‌شود.

- مرحله بعدی بررسی دقیق مدار طراحی شده و تعیین فرکانس قطع بالا است. این مرحله با استفاده از محاسبات کامپیوتری تقویت‌کننده بررسی و مقدار ω_H مدار طراحی شده دقیقاً مشخص می‌شود. اگر این مقدار با ω_H موردنظر اختلاف زیادی نداشته باشد طراحی فرکانس بالای مدار کامل شده است. در غیر اینصورت لازم است با تغییر نوع ترانزیستور، با تغییر خازن‌های C_μ و C_π، مدار طراحی شده را اصلاح نمود تا مقدار موردنظر ω_H بدست آید. در عمل ممکن است در چند مرحله تغییر خازن‌ها و نوع ترانزیستور برای رسیدن به مشخصات موردنظر انجام پذیرد. شکل (۳-۴۷) روند کلی طراحی تقویت‌کننده‌ها در فرکانس بالا را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۴۷ روند طراحی تقویت‌کننده چند طبقه در فرکانس بالا

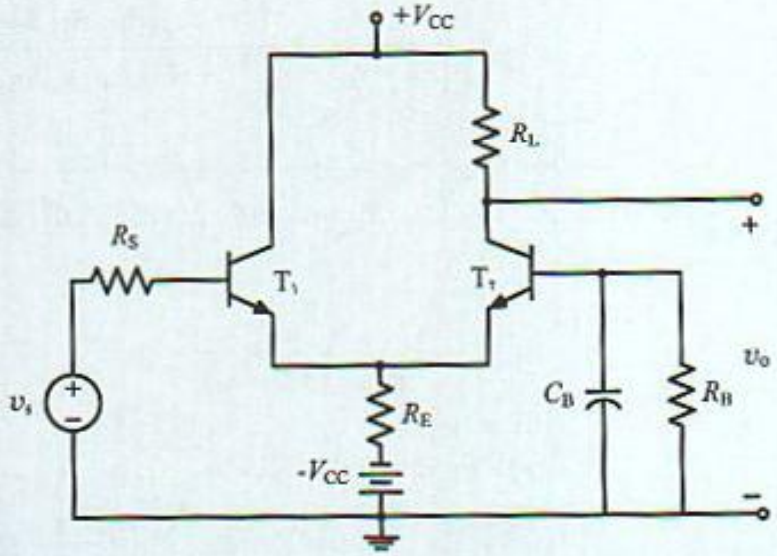
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- آخرین مرحله محاسبات تقویت‌کننده طراحی مدار بایاس و انتخاب خازنهای بای‌پس و کوپلاژ است. روش کار در این قسمت مشابه با فرکانس بالا است تنها از ثابت زمانی اتصال کوتاه استفاده می‌شود. پس از طرح کامل مدار پاسخ فرکانسی کامل مدار طراحی شده از طریق محاسبات دقیق بررسی و چنانچه فرکانس قطع پایین مدار طرح شده با مقدار مورد نظر اختلاف قابل ملاحظه‌ای داشته باشد طرح اصلاح می‌شود. لازم به ذکر است طرح مدار در فرکانس پایین نسبت به فرکانس بالا ساده‌تر است و لازم نیست محاسبات پیچیده‌ای را در مورد آن بکار برد. چون آزمایش تقویت‌کننده در فرکانس پایین بر خلاف فرکانس بالا که به وسایل پیشرفته نیاز دارد به راحتی قابل انجام است. چنانچه با مقادیر مشخصی از خازنها فرکانس قطع پایین مورد نظر بدست نیامده باشد با تغییر خازنها و انجام آزمایش ساده می‌توان مدار را برای شرایط مورد نظر اصلاح نمود.

مثال ۳-۱۳

تقویت‌کنندهٔ تفاضلی اصلاح شده شکل (۳-۴۸) شامل عناصر بایاس را برای بهرهٔ باند میانی ۳۲ و $f_H = ۸\ MHz$ طرح کنید. ترانزیستور موجود در نقطهٔ کار $I_{CQ} = ۲٫۵\ mA$ و دارای $r_x = ۵۰\ \Omega$ و $\beta_o = ۱۰۰$ است. سایر مشخصات لازم ترانزیستور را تعیین کنید. ($R_S = ۶۰۰\ \Omega$)



شکل ۳-۴۸ تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده مثال (۳-۱۲)

سایر پارامترهای ترانزیستور

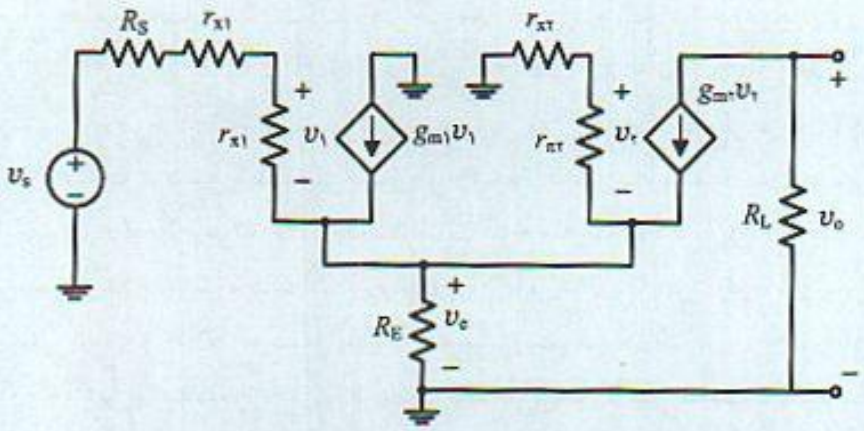
$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۰٫۱\ \Omega^{-1}\ ,\ \beta_o = g_m r_\pi\ ,\ r_\pi = ۱\ k\Omega$$

بهره باند میانی شکل (۳-۴۹) مدار معادل باند میانی تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که در آن R_i مقاومت ورودی طبقهٔ بیس مشترک و در بیس آن مقاومتهای $r_{x۲}$ و $r_{\pi۲}$ قرار دارند. کل مقاومت موجود در امیتر $T_۱$، $R_۱ = R_E \| R_i$ است. بنابراین بهرهٔ طبقه اول:

$$\frac{v_e}{v_i} = \frac{(۱+\beta_۱)(R_E \| R_i)}{R_S + r_{x۱} + r_{\pi۱} + (۱+\beta_۱)(R_E \| R_i)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۴۹ مدار معادل باند میانی تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده مثال (۳-۱۱)

است. طبقه دوم تقویت‌کننده بیس مشترک و سیگنال ورودی آن v_e است. بهره این طبقه:

$$\frac{v_o}{v_e} = \frac{\beta_2 R_L}{r_{x2} + r_{\pi2}}$$

در نتیجه بهرهٔ باند میانی حاصلضرب دو نسبت بدست آمده می‌باشد.

$$A_o = \frac{(1+\beta_1)(R_E \| R_i)\,\beta_2 R_L}{[R_S + r_{x1} + r_{\pi1}\ 1 + (1+\beta_1)(R_E \| R_i)]\,[r_{x2} + r_{\pi2}]}$$

در رابطه فوق $R_i = \frac{r_{x2} + r_{\pi2}}{1+\beta_2}$ می‌باشد. عموماً بایاس تقویت‌کننده توسط منبع جریان انجام می‌شود که مقاومت خروجی معادل آن بزرگ است بطوریکه از مقاومت R_E در مقابل R_i می‌توان صرفنظر کرد. بنابراین عبارت ساده شده بهره باند میانی:

$$A_o = +\frac{\beta R_L}{R_S + 2(r_x + r_\pi)}$$

بدست می‌آید. با مقادیر داده شده عناصر مدار و برای بهرهٔ باند میانی ۳۲ مقاومت R_L لازم:

$$100 = \frac{100\,R_L}{0.6\ \text{k}\Omega + 2\,(1.05\ \text{k}\Omega)} \quad \Rightarrow \quad R_L = 0.864\ \text{k}\Omega$$

که مقاومت استاندارد ۸۶۰ Ω انتخاب می‌شود.

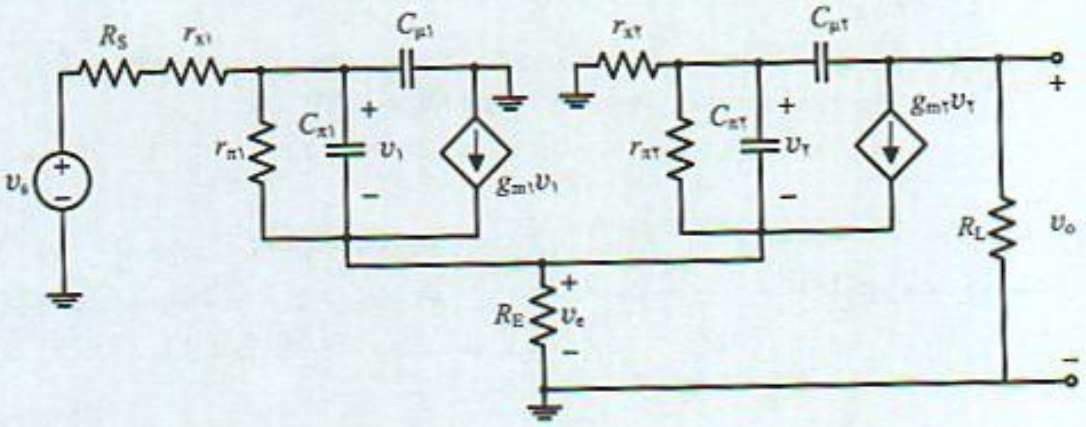
محاسبات فرکانس بالا شکل (۳-۵۰) مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده رانشان می‌دهد که با استفاده از آن مقاومتهای مدار باز هر خازن محاسبه می‌شود.

$C_{\pi1}$: مقاومت مدار باز خازن $C_{\pi1}$ از شکل (۳-۵۱) بدست می‌آید. این مقاومت مشابه مثال (۳-۸) با استفاده از روابط (۳-۵۳)، (۳-۵۴) بدست می‌آید.

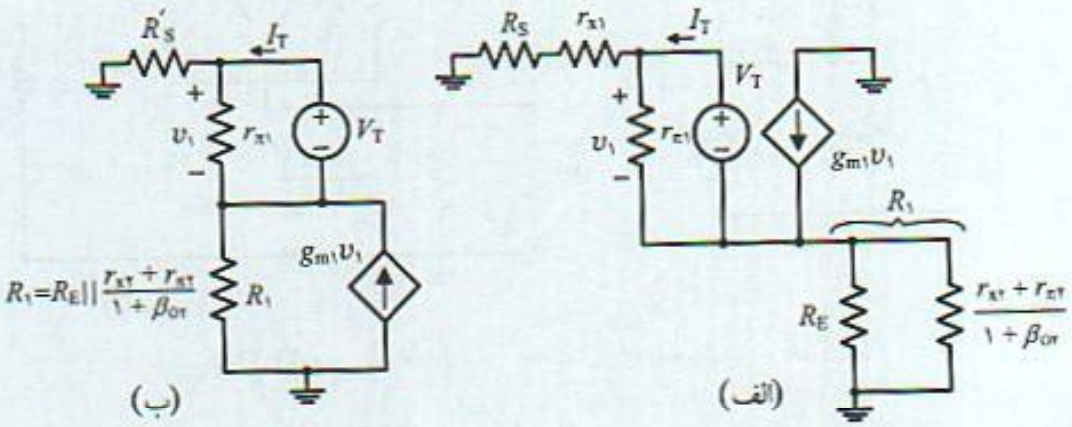
$$R_{1o} = r_{\pi1} \| \frac{R_S + r_{x1} + R_1}{1 + g_{m2} R_1} = 1 \| \frac{0.65 + 0.104}{1 + 1.04} = 0.244\ \text{k}\Omega$$

POWEREN.IR

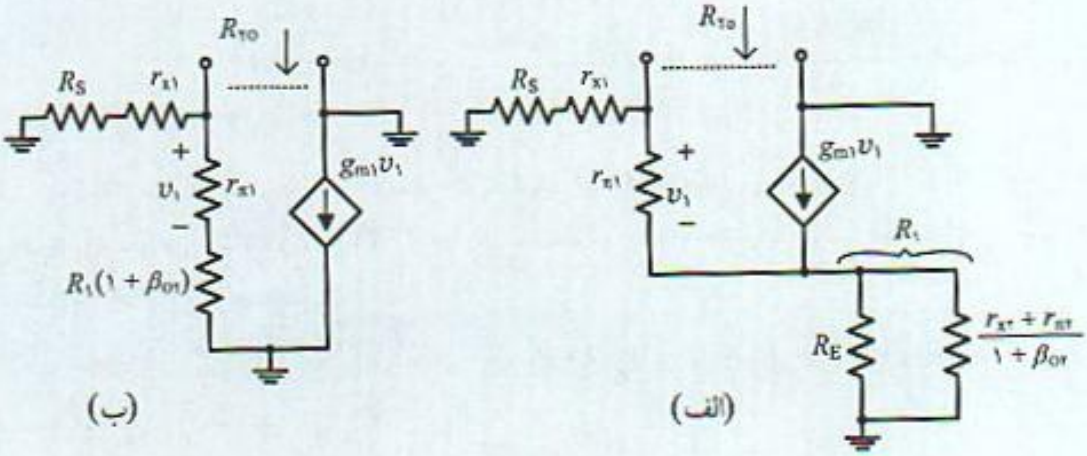
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۵۰ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده



شکل ۳-۵۱ مدار معادل برای محاسبه R_{10} دو سر $C_{\pi1}$



شکل ۳-۵۲ مدار معادل دو سر خازن $C_{\pi1}$ برای محاسبه R_{20}

$$R_1 = R_E \| \frac{r_x + r_\pi}{1+\beta_1} = 10.4\ \Omega$$

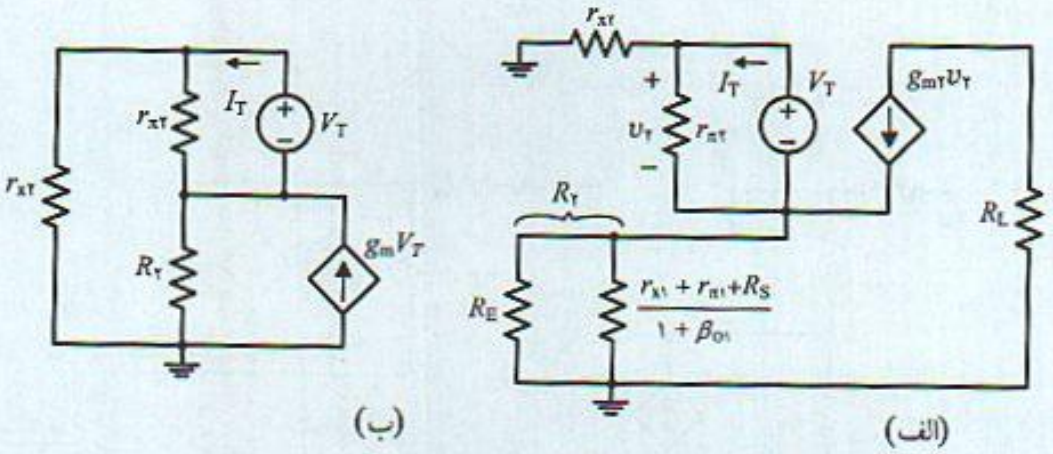
$C_{\mu1}$: شکل (۳-۵۲) مدار معادل اطراف خازن $C_{\mu1}$ را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه کلکتور T_1 زمین شده است، R_{20} با توجه به مدار معادل ساده شده که در آن مقاومت موجود در امیتر به بیس منتقل شده است

POWEREN.IR
PowerEn.ir

محاسبه می‌شود.

$$R_{۲o} = (R_S + r_{x۱}) \parallel [r_{\pi۱} + (۱ + \beta) R_۱] = ۰٫۴۹۳ \text{ k}\Omega$$
$$R_۱ = ۱۰٫۴ \ \Omega$$

$C_{\pi۲}$: مقاومت دو سر این خازن مشابه $R_{۱o}$ است. تنها با این فرق که در رابطه مربوط به $R_{۱o}$ به جای مقاومت $R_S + r_{x۱}$ فقط $r_{x۲}$ قرار می‌گیرد. هم‌چنین $R_۲$ مقاومت خروجی طبقه کلکتور مشترک است و این مقاومت از مدار معادل شکل (۳-۵۳) محاسبه می‌شود.



شکل ۳-۵۳ مدار معادل برای محاسبه $R_{۲o}$ مقاومت دو سر خازن $C_{\pi۲}$

$$R_{۲o} = r_{\pi۲} \parallel \frac{r_{x۱} + R_۲}{۱ + g_m R_۲} = ۱ \text{ k}\Omega \parallel \frac{(۰٫۰۵ + ۰٫۰۱۶۳۳۶) \text{ k}\Omega}{۱ + ۱٫۶۳۳۶} = ۲۴٫۵۴۲ \ \Omega$$

$$R_۲ = R_E \parallel \frac{R_S + r_x + r_\pi}{۱ + \beta_۱} \approx \frac{R_S + r_x + r_\pi}{۱ + \beta_۱} = ۱۶٫۳۳۶ \ \Omega$$

$C_{\mu۲}$: $R_{۲o}$ مقاومت دو سر خازن $C_{\mu۲}$ با توجه به شکل (۳-۵۴) تعیین می‌شود که در آن $R_۲$ کل مقاومت خروجی طبقه کلکتور مشترک $R_۲ \approx ۱۶٫۳۳۶ \ \Omega$ است. با توجه به محاسبات بخش‌های قبل و با استفاده از رابطهٔ مشابه (۳-۶۳) و از عبارت

$$R_{۲o} = R_A + (۱ + k g_m R_A k) R_L$$

بدست می‌آید که در آن مقادیر k و R_A:

$$k = \frac{r_{\pi۲}}{r_{\pi۲} + (۱ + \beta_۲) R_۲} = ۰٫۳۷۷$$

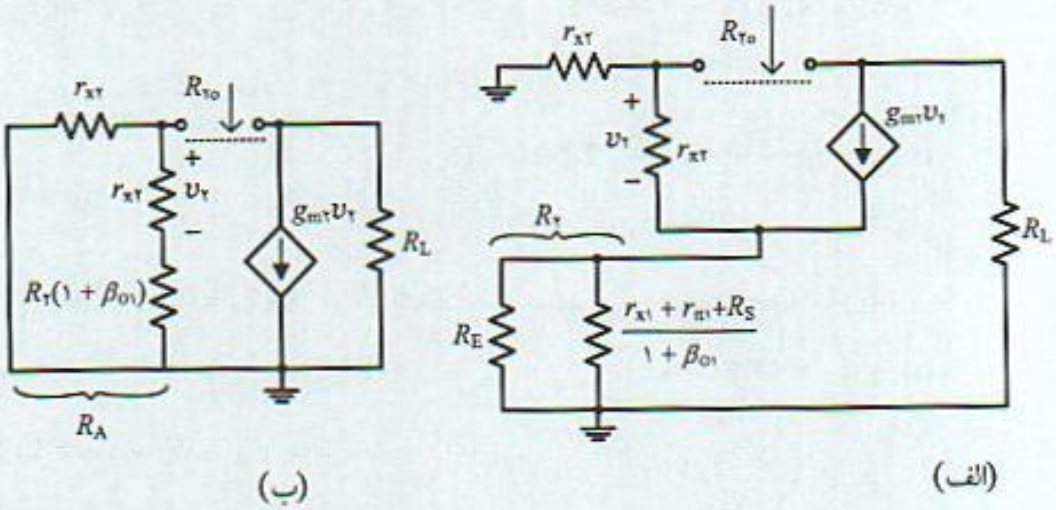
$$R_A = r_{x۲} \parallel [r_{\pi۲} + (۱ + \beta_۲) R_۲] = ۰٫۰۴۹ \text{ k}\Omega$$

و بنابراین مقاومت $R_{۲o}$ دو سر خازن $C_{\mu۲}$

$$R_{۲o} = ۰٫۰۴۹ + (۱ + ۰٫۳۳۷ \times ۰٫۱ \times ۴۹) \ ۰٫۸۶ = ۲٫۵ \text{ k}\Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۵۴ مدار معادل برای محاسبه R_{20}

نتیجهٔ مهمی که از این محاسبات می‌توان بدست آورد آن است که بیشترین مقاومت R_{20} است که اثر زیادی بر پهنای باند دارد. در عبارت مربوط به R_{20} علاوه‌بر R_L که بهرهٔ مدار را تعیین می‌کند، مقاومت R_A نیز اهمیت دارد. در رابطه R_A مقاومت r_{x2} مهمترین عبارت است. هر چه r_{x2} کوچکتر باشد R_A کمتر و محدودیت بر پهنای باند کمتر خواهد بود. بنابراین مقاومت r_{x2} بر پهنای باند تقویت‌کننده اثر تعیین‌کننده دارد و از آنجایی که این مقاومت در ترانزیستور توسط جریان یا ولتاژ نقطه کار قابل کنترل نیست می‌توان نتیجه گرفت فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده دیفرانسیل اصلاح شده به آسانی قابل تنظیم نمی‌باشد.

بطور خلاصه مقاومت دو سر هر خازن و ثابت زمانی متناظر با آن بصورت:

$$R_{10} = 0{,}244\ \text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{10} = C_{\pi1} R_{10} = 0{,}244\, C_{\pi1}$$
$$R_{20} = 0{,}493\ \text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{20} = C_{\mu1} R_{20} = 0{,}493\, C_{\mu1}$$
$$R_{20} = 24{,}542\ \Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{20} = C_{\pi2} R_{20} = 0{,}0245\, C_{\pi1}$$
$$R_{20} = 2{,}5\ \text{k}\Omega \quad \Rightarrow \quad \tau_{20} = C_{\mu2} R_{20} = 2{,}5\, C_{\mu1}$$

می‌باشند.

از این نقطه به بعد انتخاب خازن‌های پیوند ترانزیستور C_j و در واقع انتخاب نوع ترانزیستور است. بدیهی است با توجه به چندین مجهول، مسئله دارای جواب‌های زیادی است و لازم است طرحی را انتخاب نمود که از نظر اقتصادی و هزینه تمام شده هم مناسب باشد. در این بخش دو طرح مختلف برای انتخاب ترانزیستورها معرفی می‌شود. با توجه به مقدار مورد نظر $f_H = 8\ \text{MHz}$ مجموع ثابت زمانی‌ها:

$$\Sigma \tau_{jo} = \frac{1}{2\pi f_H} = 19{,}894\ \text{ns}$$

می‌باشد.

طرح (الف): $C_{\mu1} = C_{\mu2} = 3\ \text{pF}$ با انتخاب این مقادیر مجموع ثابت زمانیهای مربوط به خازنهای C_μ:

$$\tau_{20} + \tau_{20} = (R_{20} + R_{20})\, C_\mu = (0{,}493 + 2{,}5)\, 3 = 8{,}979\ \text{ns}$$

باشد. در نتیجه لازم است مجموع ثابت زمانیهای مربوط به خازن‌های C_π

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\tau_{10} + \tau_{20} = (R_{10} + R_{20})\, C_\pi = (۱۹٫۸۹۴ - ۸٫۹۷۹) = ۱۰٫۹۱۵ \text{ ns} \quad \Rightarrow \quad C_\pi = ۴۰٫۶۵ \text{ pF}$$

و f_T لازم برای ترانزیستورها

$$f_T = \frac{g_m}{۲\pi\,(C_\pi + C_\mu)} = ۳۶۴ \text{ MHz} \quad (I_{CQ} = ۲٫۵ \text{ mA})$$

بدست می‌آید.

طرح (ب) : $C_{\mu1} = C_{\mu2} = ۲ \text{ pF}$ با انتخاب این مقادیر برای خازنهای C_μ ترانزیستورها :

$$\tau_{10} + \tau_{20} = ۱۳٫۹۰۸ \text{ ns} \;, \quad \tau_{20} + \tau_{20} = ۵٫۹۸۶ \text{ ns}$$

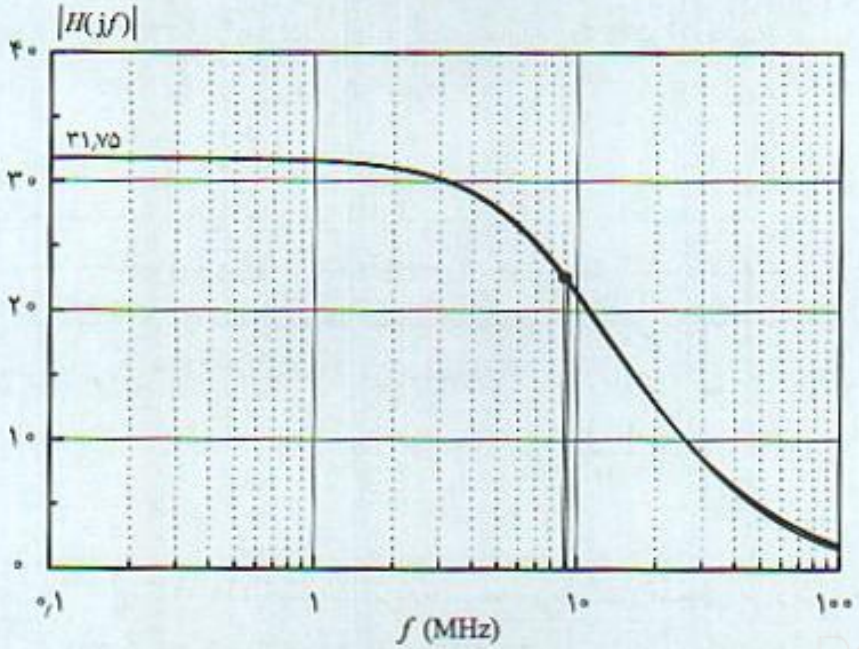
و بنابراین مقدار خازن C_π و f_T ترانزیستورها مقادیر

$$C_\pi = \frac{۱۳٫۹۰۸}{۰٫۲۴۴ + ۰٫۰۲۴۵} = ۵۱٫۸ \text{ pF}$$

$$f_T = ۲۹۶ \text{ MHz} \quad (I_{CQ} = ۲٫۵ \text{ mA})$$

مقایسه دو روش نشان می‌دهد در طرح اول ترانزیستوری با C_π کمتر انتخاب شده است و طرح دوم به ترانزیستوری با f_T کمتر منجر شده است. فاکتور مهم دیگری که در انتخاب ترانزیستور در نظر گرفته می‌شود قیمت آن و قیمت تمام شده طرح خصوصا در خط تولید می‌باشد. معمولاً ترانزیستور با C_μ کمتر گرانتر می‌باشد. بنابراین از جهت قیمت تمام شده طرح اول مناسبتر است.

محاسبات دقیق شکل (۳-۵۵) پاسخ فرکانس مدار طراحی شده را با استفاده از نرم‌افزار spice برای هر یک از روشهای طراحی نشان می‌دهد. در روش (الف) $f_H = ۹٫۲ \text{ MHz}$ و در روش (ب) $f_H = ۸٫۹۵ \text{ MHz}$ بدست آمده‌اند که بیش از مقدار مورد نظر ۸ MHz می‌باشد. در هر دو حالت بهره باند میانی ۳۱٫۷۵ می‌باشد.



شکل ۳-۵۵ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده طراحی شده در دو حالت مختلف با استفاده از spice

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

اصلاح طرح برای اصلاح مدار و رسیدن به مقدار پهنای باند مورد نظر، یک روش اصلاح مدار تغییر خازن‌های C_π (با همان مقادیر C_μ) است. برای این کار ابتدا مجموع ثابت زمانی تمام خازن‌ها را با نسبت $\frac{۹٫۲}{۸}$ افزایش داده و با توجه به مشخص بودن خازن C_μ مقدار مناسب خازن C_π جدید محاسبه می‌شود. ضریب فوق مربوط به میزان افزایش پهنای باند حاصل در طراحی انجام شده در مقایسه با مقدار مورد نظر می‌باشد.

با انتخاب روش اول و $C_\mu = ۳\ \text{pF}$ به عنوان مبنای محاسبات :

مجموع ثابت زمانی خازن‌ها

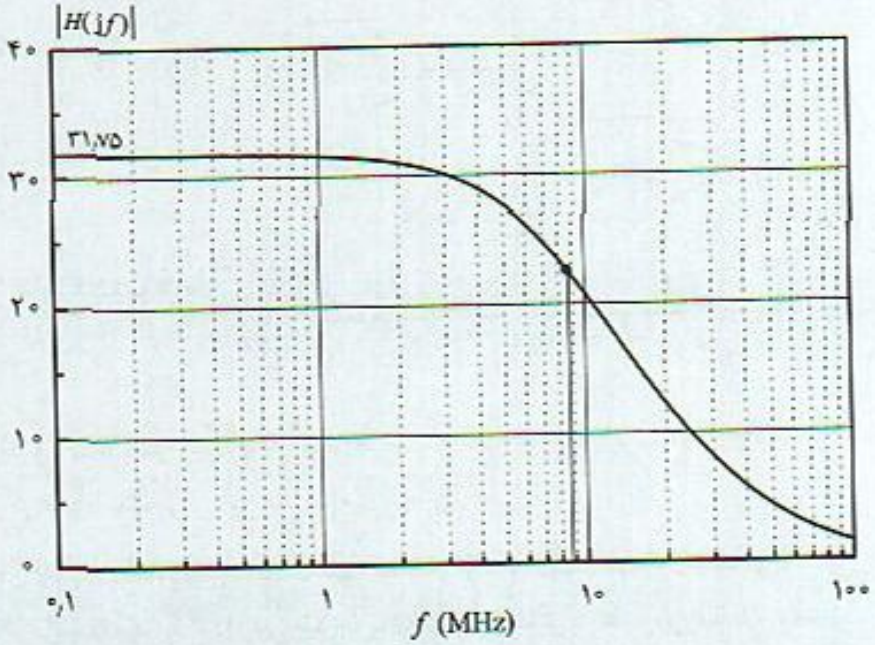
$$\Sigma \tau_{jo} = ۱۹٫۸۹۴ \frac{۹٫۲}{۸} = ۱۹٫۸۹۴ \times ۱٫۱۵ = ۲۲٫۸۷۸\ \text{ns}$$

مجموع ثابت زمانی خازنهای $C_\mu = ۳\ \text{pF}$ ، ۱۰٫۹۱۵ ns است. بنابراین لازم است مجموع ثابت زمانی خازنهای C_π، مقدار $۲۲٫۸۷۸ - ۱۰٫۹۱۵ = ۱۱٫۹۶۳\ \text{ns}$ باشد. در نتیجه :

$$C_\pi = \frac{۱۱٫۹۶۳}{۰٫۲۴۴ + ۰٫۰۲۴۵} = ۴۴٫۵۵۵\ \text{pF}$$

$$f_T = \frac{۱۰۰}{۲\pi\,(۴۴٫۵۵۵ + ۳)} = ۳۳۴٫۸۵\ \text{MHz} \quad (I_{CQ} = ۲٫۵\ \text{mA})$$

شکل (۳-۵۶) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده اصلاح شده را نشان می‌دهد که در آن $f_H = ۸٫۷\ \text{MHz}$ بدست آمده است. با یک مرحله اصلاح دیگر در طرح می‌توان به مقدار مورد نظر ۸ MHz دست یافت.



شکل ۳-۵۶ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال ۳-۱۲ با ترانزیستورهای اصلاح شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۱۱ طرح تقویت‌کننده با بهره حداقل ۷۰۰۰ و پهنای باند ۳ MHz

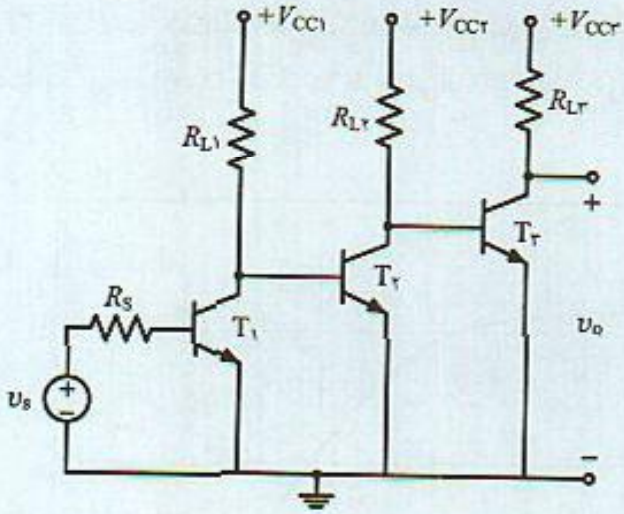
مثال دیگری که در این بخش مطرح می‌شود طرح تقویت‌کننده‌ای با بهرهٔ باند میانی ۷۰۰۰ و فرکانس قطع ۳ dB بالا حدود ۳ MHz است. این بهرهٔ زیاد را با یک طبقه تقویت‌کننده نمی‌توان بدست آورد. علاوه‌بر آن می‌توان نشان داد که با دو طبقه امیتر مشترک هم نمی‌توان به این پهنای باند زیاد دست یافت. چون لازم است هر کدام از طبقات دارای بهره ۸۵ باشند. این بهره زیاد سبب می‌شود ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ زیاد شده و ترانزیستور مناسبی برای این شرایط نمی‌توان تعیین کرد. از این جهت لازم است که یک تقویت‌کننده سه طبقه سری امیتر مشترک بکار برد که در مثال (۳-۱۳) طراحی کامل مدار تشریح شده است.

مثال ۳-۱۳

شکل (۳-۵۷) تقویت‌کننده سه طبقه امیتر مشترک را نشان می‌دهد. این مدار را با مشخصات

$$|A_0| \geq ۷۰۰۰ , \quad f_H \geq ۳\ \text{MHz} , \quad R_S = ۵۰\ \Omega$$

طراحی کنید. پاسخ فرکانس مدار طرح شده را با spice بررسی و در صورت لزوم طرح را اصلاح کنید.



شکل ۳-۵۷ تقویت‌کننده سه طبقه مثال (۳-۱۳)

مسئله شامل مجهولات زیادی است و می‌توان طرحهای متنوعی بکار برد. اما لازم است نکات مهمی را در طراحی در نظر گرفت که مهمترین این نکات عبارتند از:

الف) نویز در تقویت‌کننده‌ها نویز مساله مهم است و خصوصاً طبقات اول باید نویز کمی به مدار اضافه کنند. در مورد ترانزیستورهای BJT هر چه جریان نقطه کار کمتر باشد نویز آنها کمتر است. بنابراین برای کم شدن نویز در خروجی انتخاب نقطهٔ کار بخصوص در طبقه اول مهم است. بر این اساس جریان نقطه کار ۱ mA برای ترانزیستور طبقه اول انتخاب می‌شود. البته کاهش جریان نقطهٔ کار بهرهٔ ترانزیستور را کم می‌کند ولی می‌توان جریان طبقات بعدی را بیشتر انتخاب نمود تا کاهش بهره جبران شود.

ب) پهنای باند در تقویت‌کننده امیتر مشترک مقاومت دو سر خازن C_μ و مقاومت $R_i + (1 + g_m R_i) R_L$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

عامل محدودیت پهنای باند و عبارت $g_m R_i R_L$ مهمترین بخش تعیین‌کننده آن است. R_i مقاومت ورودی تقویت‌کننده و R_L مقاومت بار آن است. در مورد طبقهٔ خروجی $R_L = R_{L۳}$ و برای طبقهٔ دوم $R_L = R_{L۲} \| (r_{x۳} + r_{\pi۳})$ و در طبقه اول $R_{L۱} \| (r_{x۲} + r_{\pi۲})$ است. بنابراین برای کم کردن عبارت $g_m R_i R_L$ برای خازن C_μ و در طبقات مختلف، لازم است رابطهٔ:

$$R_{L۳} < R_{L۲} < R_{L۱} \qquad (۶۹-۳)$$

برقرار باشد تا محدودیت پهنای باند در طبقات مختلف به نحو مشابهی توزیع شود. زیرا برای طبقات اول و دوم کل مقاومت بار کوچکتر از $R_{L۱}$, $R_{L۲}$ است. در واقع برای اینکه مقدار $g_m R_i R_L$ محدودیت زیادی ایجاد نکند باید سطح مقاومت بار را از $T_۱$ به سمت $T_۳$ کاهش داد.

ج) انتخاب نقطهٔ کار در مورد $T_۱$ نقطهٔ کار ۱ mA با توجه به نویز انتخاب شد. برای سایر ترانزیستورها لازم است شرط (۳-۵۷) و هم چنین این نکتهٔ مهم که با کاهش جریان نقطهٔ کار بهرهٔ ترانزیستور کم می‌شود را در نظر گرفت. براساس این نکات جریان نقطهٔ کار $T_۲$ و $T_۳$ بترتیب ۵ mA و ۱۰ mA انتخاب می‌شوند. به این ترتیب می‌توان پارامترهای مختلف ترانزیستورها را بصورت جدول (۳-۳) خلاصه کرد. فرض شده است ترانزیستورها دارای $\beta_0 = ۱۰۰$ و در آنها $r_x \approx ۰٫۱\ r_\pi$ می‌باشد.

جدول ۳-۳ مشخصات نقطهٔ کار و پارامترهای ترانزیستورهای مدار شکل (۳-۵۷)

		$T_۱$	$T_۲$	$T_۳$
I_{CQ}	mA	۱	۵	۱۰
g_m	$m\Omega^{-1}$	۴۰	۲۰۰	۴۰۰
r_π	kΩ	۲٫۵	۰٫۵	۰٫۲۵
r_x	kΩ	۰٫۲	۰٫۰۰۵	۰٫۰۲۵

د) بهرهٔ تقویت‌کننده آخرین نکته لازم در طراحی بهرهٔ حداقل ۷۰۰۰ مدار است. عبارت بهرهٔ مدار

$$A_0 = -\frac{\beta_۱ R_{L۱}}{R_S + r_{x۱} + r_{\pi۱}} \times \frac{\beta_۲ R_{L۲}}{R_{L۱} + r_{x۲} + r_{\pi۲}} \times \frac{\beta_۳ R_{L۳}}{R_{L۲} + r_{x۳} + r_{\pi۳}}$$

است. با جایگزینی مقادیر مشخص شده در جدول (۳-۳) و مقاومت منبع، لازم است رابطهٔ (۳-۷۰) برقرار باشد.

$$|A_0| = \frac{۱۰۰^۳\ R_{L۱} R_{L۲} R_{L۳}}{۲٫۷۵\ (R_{L۱} + ۰٫۵۵)\ (R_{L۲} + ۰٫۲۷۵)} \geq ۷۰۰۰ \qquad (۷۰-۳)$$

مقادیر متنوعی می‌توان برای مقاومتها در نظر گرفت. با در نظر گرفتن رابطه (۳-۶۹) و با انتخاب مقادیر:

$$R_{L۳} = ۶۰\ \Omega, \quad R_{L۲} = ۱۲۰\ \Omega, \quad R_{L۱} = ۳۰۰\ \Omega$$

بهرهٔ مدار ۲۳۴۰- بدست می‌آید که کمتر از مقدار مورد نظر است. با انتخاب مقادیر از رابطه (۳-۷۱):

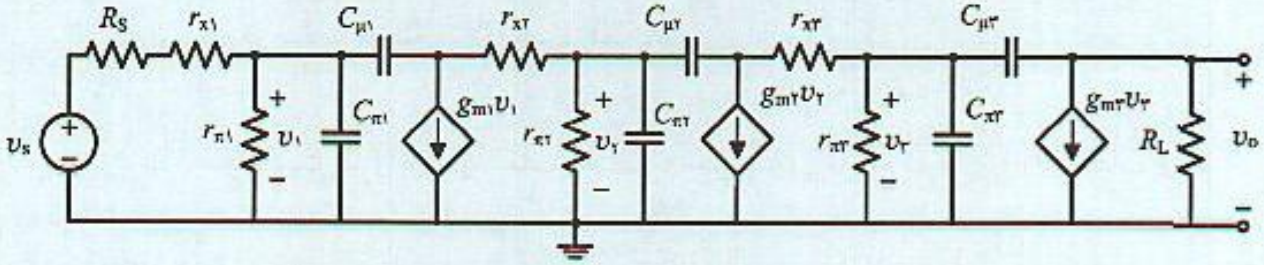
$$R_{L۳} = ۱۰۰\ \Omega, \quad R_{L۲} = ۲۰۰\ \Omega, \quad R_{L۱} = ۵۰۰\ \Omega \qquad (۷۱-۳)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بهره مدار ۷۲۹۱- خواهد شد که بیش از مقدار موردنظر است.

محاسبات فرکانس بالا شکل (۳-۵۸) مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده ۳ طبقه را نشان می‌دهد که با



شکل ۳-۵۸ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده مثال (۳-۱۳)

استفاده از آن مقاومتهای مدار باز هر خازن قابل محاسبه است.

$$C_{\pi1}: \quad R_{10} = (R_S + r_{x1}) \parallel r_{\pi1} = ۰٫۲۲۸ \text{ k}\Omega$$

$$C_{\mu1}: \quad R_{20} = R_{10} + (۱ + g_{m1} R_{10}) \left[R_{L1} \parallel (r_{x2} + r_{\pi2})\right] = ۲٫۵۵ \text{ k}\Omega$$

$$C_{\pi2}: \quad R_{30} = r_{\pi2} \parallel (R_{L1} + r_{x2}) = ۰٫۲۶۲ \text{ k}\Omega$$

$$C_{\mu2}: \quad R_{40} = R_{30} + (۱ + g_{m2} R_{30}) \left[R_{L2} \parallel (r_{x3} + r_{\pi3})\right] = ۶٫۴۳ \text{ k}\Omega$$

$$C_{\pi3}: \quad R_{50} = r_{\pi3} \parallel (R_{L2} + r_{x3}) = ۰٫۱۱۸ \text{ k}\Omega$$

$$C_{\mu3}: \quad R_{60} = R_{50} + (۱ + g_{m3} R_{50}) R_{L3} = ۴٫۹۲ \text{ k}\Omega$$

انتخاب نوع ترانزیستور:

طرح (الف) : $C_\mu = ۳ \text{ pF}$ با انتخاب این خازن مجموع ثابت زمانیهای خازنهای C_μ

$$\tau_{20} + \tau_{40} + \tau_{60} = (R_{20} + R_{40} + R_{60}) C_\mu = (۲٫۵۵ + ۶٫۴۳ + ۴٫۹۲)\, ۳ = ۴۲٫۶۹ \text{ ns}$$

با توجه به $f_H = ۳ \text{ MHz}$ مورد نیاز، کل ثابت زمانی $\sum \tau_{jo} = \frac{۱}{۲\pi f_H} = ۵۳٫۰۵ \text{ ns}$ و بنابراین مجموع ثابت زمانی خازنهای C_π:

$$\tau_{10} + \tau_{30} + \tau_{50} = (R_{10} + R_{30} + R_{50}) C_\pi = (۵۳٫۰۵ - ۴۲٫۶۹) = ۱۰٫۳۶ \text{ ns}$$

است. برای اینکه در طراحی به ترانزیستورهای یکسان در سه طبقه منجر شود این نکته را باید در نظر داشت که C_π تقریباً متناسب با نقطه کار است. چنانچه $C_{\pi1}$ در جریان ۱ mA به عنوان مبنا در نظر گرفته شود بنابراین برای سایر ترانزیستورها می‌توان خازنهای C_π را بر حسب $C_{\pi1}$ نوشت.

$$C_{\pi2} = ۵\, C_{\pi1}, \qquad C_{\pi3} = ۱۰\, C_{\pi1}$$

و در نتیجه مقدار خازن $C_{\pi1}$ برای ترانزیستور T_1 بدست می‌آید.

$$\sum R_{jo} C_{\pi j} = R_{10} C_{\pi1} + R_{30}\, ۵C_{\pi1} + R_{50}\, ۱۰C_{\pi1} = ۱۰٫۳۴۱ \text{ ns}$$

$$(R_{10} + ۵\, R_{30} + ۱۰\, R_{50}) C_{\pi1} = ۱۰٫۳۶۱ \text{ ns} \quad \Rightarrow \quad C_{\pi1} = ۳٫۸۱۲ \text{ pF}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

و در نتیجه مقادیر خازنهای C_π و f_T برای هر یک از ترانزیستورها در نقاط کار مربوطه :

$$T_۱ : C_{\pi ۱} = ۳٫۸۱۲ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۱٫۱ \text{ GHz} \quad (I_{CQ} = ۱ \text{ mA})$$
$$T_۲ : C_{\pi ۲} = ۱۹٫۰۶ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۱٫۵۱ \text{ GHz} \quad (I_{CQ} = ۵ \text{ mA})$$
$$T_۳ : C_{\pi ۳} = ۳۸٫۱۲ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۱٫۵۸ \text{ GHz} \quad (I_{CQ} = ۱۰ \text{ mA})$$

ملاحظه می‌شود در این طرح f_T بالایی بدست آمده و خازن $C_{\pi ۱}$ نیز مقدار کمی است و ممکن است این نوع ترانزیستور در دسترس نباشد.

طرح (ب) : $C_\mu = ۲ \text{ pF}$ در این روش طراحی مدار خازن C_μ ترانزیستورها ۲ pF انتخاب می‌شود.

$$\tau_{۲۰} + \tau_{۴۰} + \tau_{۶۰} = (R_{۲۰} + R_{۴۰} + R_{۶۰})\, ۲ = ۲۸٫۴۶ \text{ ns}$$
$$\tau_{۱۰} + \tau_{۳۰} + \tau_{۵۰} = \Sigma\, \tau_{jo} - ۲۸٫۴۶ = ۵۳٫۰۳ - ۲۸٫۴۶ = ۲۴٫۵ \text{ ns}$$

بنابراین در این روش طرح تقویت‌کننده ترانزیستورهایی با مشخصات :

$$T_۱ : C_{\pi ۱} = ۹ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۵۷۸ \text{ MHz} \quad (I_{CQ} = ۱ \text{ mA})$$
$$T_۲ : C_{\pi ۲} = ۴۵ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۶۷۷ \text{ MHz} \quad (I_{CQ} = ۵ \text{ mA})$$
$$T_۳ : C_{\pi ۳} = ۹۰ \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad f_T = ۷۰۰ \text{ MHz} \quad (I_{CQ} = ۱۰ \text{ mA})$$

با توجه به مقدار مناسب f_T، بنابراین ترانزیستوری به مشخصات زیر در این تقویت‌کننده مورد نیاز است.

$$C_\mu = ۲ \text{ pF}, \quad f_T = ۷۰۰ \text{ MHz}, \quad \beta_o = ۱۰۰, \quad I_{CQ} = ۱۰ \text{ mA}$$

محاسبات دقیق محاسبات دقیق مدار طرح شده در روش دوم و با استفاده از معادلات ولتاژ گره و حل آنها نشان می‌دهد مدار طرح شده دارای $f_H = ۳٫۸۵ \text{ MHz}$ است که ۲۸٪ بیش از مقدار موردنظر است.

اصلاح مدار و طرح (ج) : ساده‌ترین روش برای اصلاح مدار کم کردن f_T با افزایش مقدار خازن C_π و $C_\mu = ۲ \text{ pF}$ است. برای این کار می‌توان مجموع ثابت زمانی‌ها را به نسبت $\frac{۳٫۸۵}{۳}$ افزایش داد.

$$\Sigma\, \tau_{jo} = ۵۳٫۰۵ \times \frac{۳٫۸۵}{۳} = ۶۸٫۰۸ \text{ ns}$$

با همان خازنهای $C_\mu = ۲ \text{ pF}$ ، مجموع ثابت زمانی‌های خازنهای C_π مقدار :

$$\tau_{۱۰} + \tau_{۳۰} + \tau_{۵۰} = \Sigma\, \tau_{jo} - ۲۸٫۴۶ = ۶۸٫۰۸ - ۲۸٫۴۶ = ۳۹٫۶۲ \text{ ns}$$

و مشابه روش قبل مقدار خازنهای C_π برای هر ترانزیستور :

$$C_{\pi ۱} = ۱۴٫۵ \text{ pF}, \quad C_{\pi ۲} = ۷۳ \text{ pF}, \quad C_{\pi ۳} = ۱۴۵ \text{ pF}$$

بنابراین ترانزیستوری با $f_T = ۴۳۰ \text{ MHz}$ در نقطه کار $I_{CQ} = ۱۰ \text{ mA}$ مورد نیاز می‌باشد. گر چه مقدار f_T در مقایسه با حالت (ب) قبل کم شده است اما باید در نظر داشت از نظر قیمت فرق چندانی با حالت قبل نمی‌کند. بطور خلاصه ترانزیستوری به مشخصات :

$$C_\mu = ۲ \text{ pF}, \quad f_T = ۴۳۰ \text{ MHz}, \quad \beta_o = ۱۰۰, \quad I_{CQ} = ۱۰ \text{ mA}$$

مورد نیاز می‌باشد.

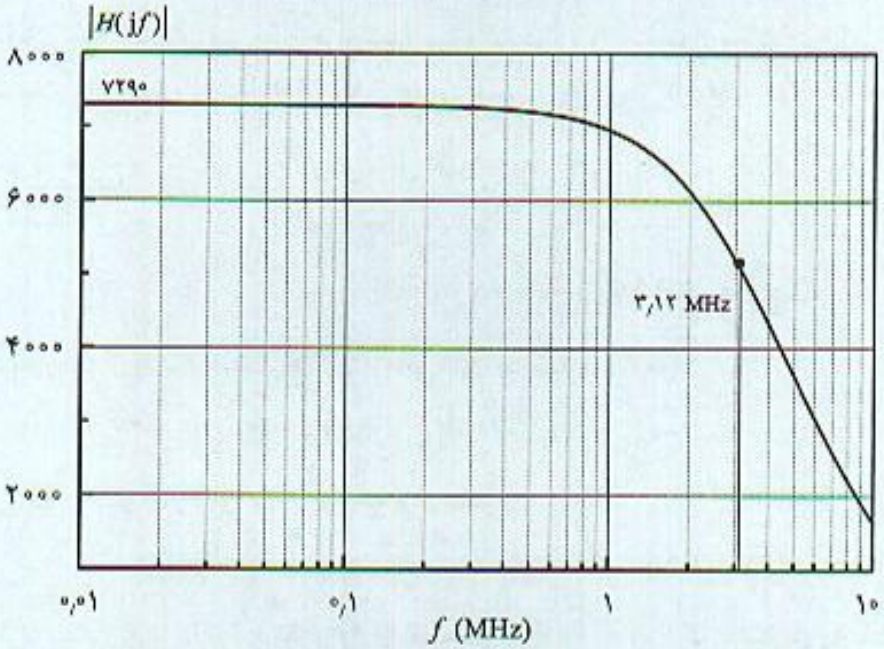
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

محاسبات دقیق بررسی دقیق مدارهای طراحی شده در حالت (ب) و (ج) نشان می‌دهد که تقویت‌کننده دارای قطب‌هایی است که در جدول (۳-۴) خلاصه شده‌اند. این نتایج مبتنی بر حل معادلات ولتاژ و گره توسط برنامه کامپیوتری است. در طرح (ج) f_T = ۳٫۱۲ MHz بدست آمده که به مقدار مورد نظر نزدیک است. هم‌چنین پاسخ فرکانس تقویت‌کننده با ترانزیستورهای انتخاب شده که توسط نرم‌افزار spice بدست آمده در شکل (۳-۵۹) ملاحظه می‌شود. این بررسی نشان می‌دهد فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده ۳٫۱۲ MHz می‌باشد.

جدول ۳-۴ محاسبات دقیق محل قطب‌های تقویت‌کننده مثال (۳-۱۲)

		طرح (ج)	طرح (ب)
s_a	$(ns)^{-1}$	−۰٫۰۲۵۱	−۰٫۰۲۰۵
s_b	$(ns)^{-1}$	−۰٫۰۹۴۳	−۰٫۰۶۵۴
s_c	$(ns)^{-1}$	−۰٫۴۰۹	−۰٫۲۷۰
s_d	$(ns)^{-1}$	−۹٫۵۵	−۷٫۸۲
s_e	$(ns)^{-1}$	−۱۸٫۲۲	−۱۵٫۵۰
s_f	$(ns)^{-1}$	−۲۸٫۵۶	−۲۶٫۲۱
f_H	(MHz)	۳٫۱۲	۳٫۸۵

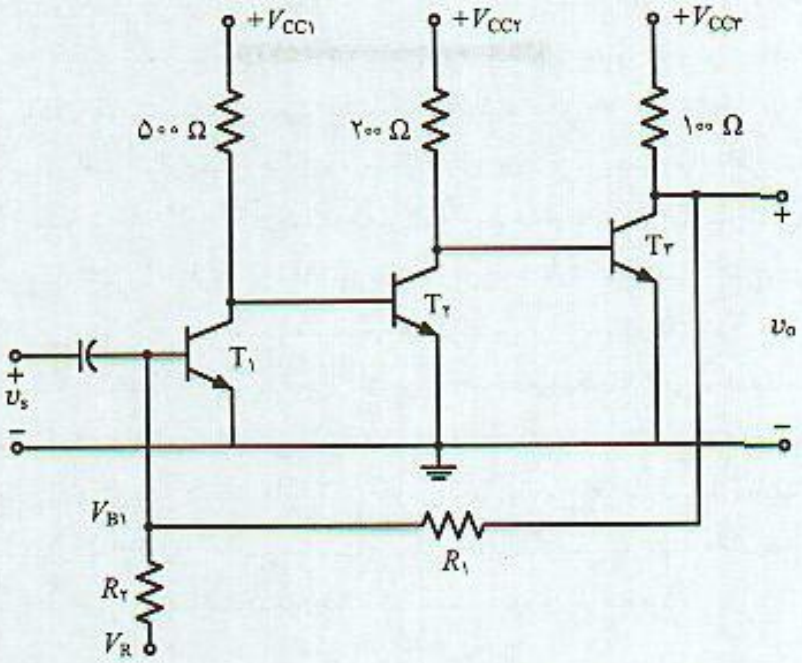


شکل ۳-۵۹ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده ۳ طبقه بررسی شده با نرم‌افزار spice در حالت (ج)

مدار بایاس با استفاده از مدار مقسم ولتاژ می‌توان ترانزیستورهای تقویت‌کننده سه طبقه را در شرایط مورد نظر بایاس نمود. این روش به عناصر زیادی (خازن و مقاومت) نیاز دارد. از طرف دیگر چون امیتر

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۶۰ تقویت‌کنندهٔ سه طبقه با مدار بایاس مناسب

ترانزیستورها را نمی‌توان در فرکانسهای بالا بخوبی زمین کرد، ممکن است بهره مدار کاهش یافته و یا باعث ناپایداری تقویت‌کننده شود.

روش دیگر بایاس ترانزیستورها کوپلاژ مستقیم بین طبقات بصورت شکل (۳-۶۰) است و برای پایداری نقطهٔ کار می‌توان از فیدبک (ولتاژ- موازی) استفاده کرد. مقاومت بزرگ R_1 را بین ورودی و خروجی قرار داده از ولتاژ کلکتور T_3 نمونه برداری و جریان بیس T_1 کنترل می‌شود. اگر در اثر عواملی (مانند درجه حرارت و تغییر h_{fe}) جریان کلکتور T_1 افزایش یابد این تغییرات در β^3 ضرب و در کلکتور T_3 ظاهر شده و ولتاژ کلکتور T_3 کاهش می‌یابد. با توجه به اینکه دو سر مقاومت R_2 ولتاژ تقریباً ثابت است (یک سمت آن ولتاژ ثابت V_R و سمت دیگر $V_{BE} = ۰٫۷$ V)، بنابراین جریان مقاومت R_2 تقریباً ثابت است و با کاهش ولتاژ کلکتور T_1 جریان مقاومت R_1 افزایش یافته باعث می‌شود، جریان بیس T_1 که تفاضل جریان مقاومت‌های R_2 و R_1 است کم شده و این فیدبک باعث تثبیت نقطهٔ کار می‌شود. با صرفنظر از جریان بیس I_{B1}، می‌توان عبارت V_{CEQ3} را نوشت.

$$V_{CEQ3} = \frac{R_1 + R_2}{R_3} V_{B1} - \frac{R_1}{R_2} V_R$$

برای اینکه ولتاژ V_{CEQ3} مستقل از V_{B1} باشد باید اولاً V_R منفی باشد و ثانیاً در مقایسه با $V_{B1} = ۰٫۷$ V بزرگ باشد. با انتخاب مقادیر $R_2 = ۲۰$ kΩ , $R_1 = ۱۰$ kΩ , $V_R = -۱۰$ V در اینصورت:

$$V_{CEQ3} = ۰٫۷ \left(\frac{۳۰}{۲۰}\right) + ۱۰ \left(\frac{۱۰}{۲}\right) = ۶ \text{ V}$$

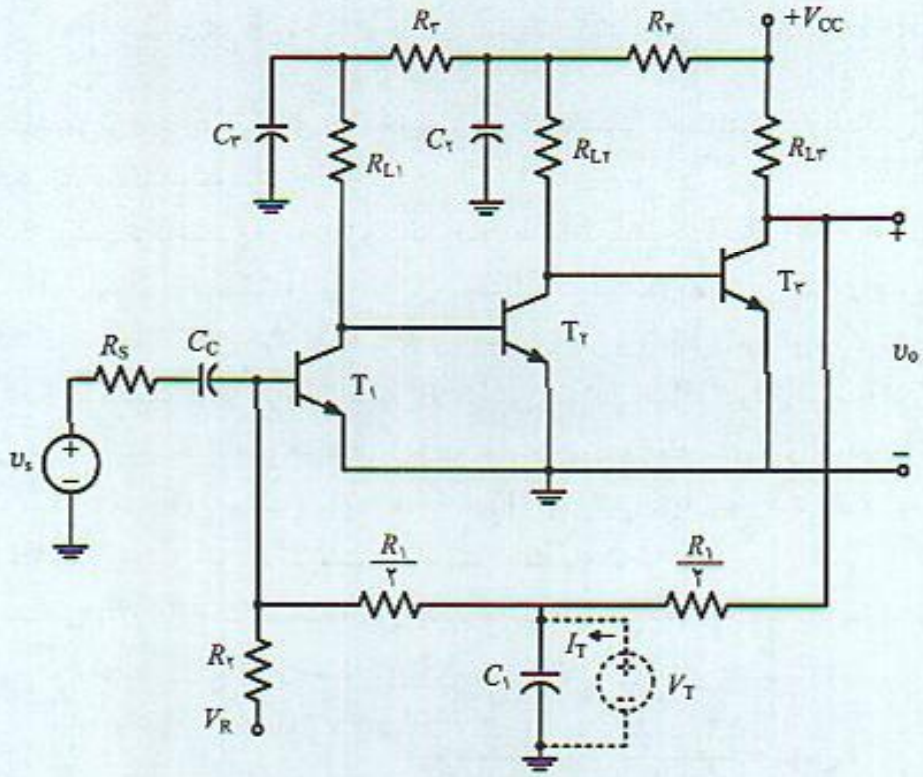
بدست می‌آید که برای طبقه خروجی با تغییرات ولتاژ زیاد مقدار مناسبی است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مهمترین اشکال این مدار بایاس آن است که ولتاژ V_{CEQ} ترانزیستورهای T_1 و T_2 حدود ۰٫۷ V و نزدیک به ناحیه اشباع بایاس شده‌اند. این مسئله سبب می‌شود C_μ ترانزیستورها بیش از مقدار متعارف باشد و بر پاسخ فرکانس بالای تقویت‌کننده اثر تعیین‌کننده داشته باشد. برای حل این مشکل می‌توان با قرار دادن دیودهای زنر مناسب در امیتر ترانزیستورهای T_2 و T_3 ولتاژ V_{CE} ترانزیستورها را افزایش داد.

دو اشکال دیگر مدار شکل (۳-۶۰) آن است که اولاً به چند منبع تغذیه DC نیاز است و ثانیاً علاوه‌بر فیدبک DC توسط مقاومت R_1، فیدبک AC نیز در مدار وجود دارد که باعث کاهش بهرهٔ مدار می‌شود. برای رفع مشکل اول و استفاده از یک منبع تغذیه، می‌توان بایاس ترانزیستورهای T_1 و T_2 را از طریق دو مقاومت R_3 و R_4 بصورت شکل (۳-۶۱) انجام داد. برای حذف فیدبک AC می‌توان مقاومت R_1 را به دو بخش مساوی تقسیم کرد و با خازن بای‌پس C_1 که بین این دو مقاومت و زمین مدار قرار داده می‌شود این نقطه از مدار را از نظر AC بای‌پس کرد. شکل (۳-۶۱) مدار کامل بایاس تقویت‌کننده ۳ طبقه را نشان می‌دهد. در مسائل تمرین انتهای فصل تعیین عناصر مناسب و مقدار خازن بای‌پس به عهده دانشجویان قرار داده شده است. در پایان بحث طراحی این تقویت‌کننده چند نکته مهم یادآوری می‌شود.



شکل ۳-۶۱ مدار کامل تقویت‌کننده سه طبقه امیتر مشترک مثال (۳-۱۳) با تمام عناصر بایاس

یادآوری ۱ برای تقویت‌کننده‌هایی با بهره زیاد مانند مدار شکل (۳-۶۱) لازم است برای اعمال V_{CC} مدارهای decoupling شامل R_4، C_3، R_3 و C_2 به مدار اضافه کرد. این مسئله به دو علت انجام می‌شود. اولا اینکه ولتاژ DC برای ترانزیستورهای T_1 و T_2 از طریق یک منبع V_{CC} تامین شود و ثانیاً فیدبک‌های ناخواسته خروجی به ورودی (از طریق مقاومت‌ها R_3، R_4 و مقاومت خروجی منبع V_{CC}) حذف شود. در

POWEREN.IR
PowerEn.ir

واقع این مدارها فیلترهای پایین گذر برای ترانزیستورهای T_1 و T_2 هستند تا نقاط موردنظر را از نظر AC اتصال کوتاه نمایند. البته لازم است این کار در محدوده وسیع فرکانسی انجام شود تا از نوسانات ناخواسته بعلت فیدبک ناخواسته جلوگیری شود.

یادآوی ۲ اینکه مقدار خازن بای‌پس C_1 چه مقدار باشد بسته به فرکانس قطع ۳ dB پایین موردنظر در مدار دارد که با محاسبه مقاومت اتصال کوتاه (R_{1s}) دیده شده از دو سر آن طراحی می‌شود. ممکن است در نگاه اول تصور شود C_1 خازن کوچکی است. اما چون بهره مدار زیاد است و دو سر مقاومت $\frac{R_1}{2}$ ولتاژ بزرگی قرار می‌گیرد مقدار خازن C_1 بزرگ خواهد بود. برای محاسبه R_{1s} از منبع ولتاژ آزمایشی در شکل (۳-۶۱) که بصورت خط چین نشان داده شده استفاده می‌شود. با فرض مدار معادل هایبرید π و فرض اینکه مقاومت باباس R_2 خیلی از R_S بزرگتر است، بنابراین:

$$I_{B1} = \frac{R_S}{R_S + r_\pi} \frac{V_T}{R_1 / 2}$$

ولتاژ خروجی بر حسب منبع آزمایشی و با تقریبات مناسب:

$$V_o = \frac{R_S}{R_S + r_\pi} \frac{4 R_{L2} \beta^3}{R_1 / 2} V_T$$

بنابراین جریان منبع آزمایشی I_T

$$I_T = \frac{R_S}{R_S + r_\pi} \frac{4 R_{L2} \beta^3}{R_1 / 2} V_T + \frac{V_T}{R_1}$$

در نتیجه هدایت اتصال کوتاه دو سر خازن C_1 که نسبت V_T به I_T است از رابطه:

$$G_{1S} = 4 G_1 \left[1 + \frac{\beta^3 R_S R_{L2}}{R_1 \left(R_S + r_{\pi 1}\right)} \right]$$

بدست می‌آید. با مقادیر انتخاب شده در بخش‌های قبل $G_{1s} = 80\ m\Omega^{-1}$ و بنابراین $R_{1s} = 12.5\ \Omega$، ملاحظه می‌شود R_{1s} مقاومتی کوچک است و برای $f_L = 100\ Hz$ خازن لازم $C_1 = 127\ \mu F$ می‌باشد.

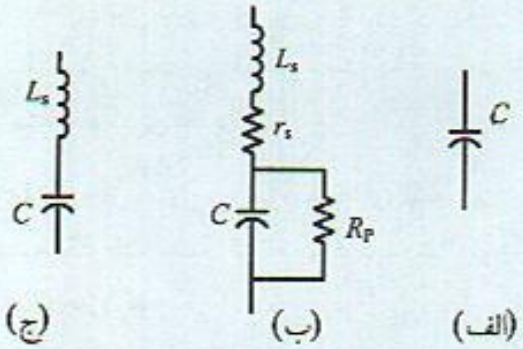
یادآوری ۳ در طرح مدار چاپی تقویت‌کننده با بهره زیاد باید دقت کافی نمود تا اثر هر گونه خازن پراکندگی در مدار که باعث فیدبک خروجی به ورودی می‌شود را حداقل نمود. تا اولا بهره تقویت‌کننده کم نشود و مهم‌تر آنکه مدار نوسانی نشود. حتی ممکن است در مواردی کسری از پیکو فاراد خازن پراکندگی باعث تغییر مشخصه فرکانس بالای مدار شود. به این علت عموماً در طراحی تقویت‌کننده، فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده بیش از مقدار مورد نیاز در طراحی در نظر گرفته می‌شود.

۳-۱۲ خازنهای بای‌پس و فیلترهای Decoupling

POWEREN.IR

در طراحی تقویت‌کننده‌ها، غالباً لازم است که در یک پهنای باند وسیع مقاومت امیتر را بای‌پس و یا منبع

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۶۲ خازن واقعی و مدارهای معادل آن

تغذیه را از نظر سیگنال AC از تقویت‌کننده جدا نمود. این کارها بترتیب توسط خازن‌های بای‌پس و مدار decoupling انجام می‌شود. اما خازن واقعی شامل **عناصر اضافی** (parasitic) است. بنابراین برای دست‌یابی به بای‌پس کامل در پهنای باند موردنظر لازم است نکات خاصی را در در طرح مدار در نظر گرفت.

شکل (۳-۶۲) خازن واقعی و مدار معادل کامل آنرا نشان می‌دهد. r_s مقاومت سری سیم‌های خازن، R_P معرف جریان نشتی صفحات خازن و L_s اندوکتانس سری خازن (مربوط به پایه‌های خازن) می‌باشد. با تقریب مناسبی می‌توان با توجه به کوچک بودن r_s و بزرگ بودن R_P با تقریب خوب، مدار معادل یک خازن واقعی را به صورت مدار LC در نظر گرفت. در نتیجه خازن دارای فرکانس تشدید است که عموماً بنام **فرکانس رزنانس خودی** (self resonance) نامیده می‌شود. مقدار این فرکانس:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}}$$

است. بعنوان مثال خازنهای بزرگ حدود ۱۰ μF بسته به نوع و جنس دارای فرکانس رزنانس خودی از ۱۰۰ kHz تا ۱۰ MHz هستند. برای مثال چنانچه خازن ۱۰ μF با f_r = ۵۰۰ kHz فرض شود، این خازن دارای L_s = ۱۰ nH خواهد بود. روشی که غالباً برای بای‌پس کردن در پهنای باند وسیع بکار می‌رود موازی کردن چندین خازن با هم می‌باشد. در این روش یک خازن با ظرفیت کوچک و فرکانس رزنانس خودی بالا موازی خازنی با ظرفیت بزرگ قرار داده می‌شود. هدف از این کار آن است که خازن کوچکتر در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس تشدید خودی خازن بزرگتر عمل بای‌پس را انجام دهد. اما این کار در بعضی از موارد نتیجه صحیحی به همراه ندارد. مثال (۳-۱۴) این وضعیت را بخوبی نشان می‌دهد.

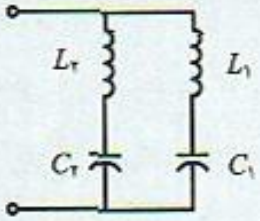
مثال ۳-۱۴

یک خازن الکترولیت با ظرفیت ۱۰ μF با فرکانس تشدید خودی ۵۰۰ kHz موازی خازن کوچکی به مقدار ۱۰ nF و از نوع پلی‌استر (polyester) با فرکانس رزنانس خودی ۲۰ MHz بعنوان مدار بای‌پس در یک تقویت‌کننده بکار رفته است. امپدانس کل این خازن‌ها را مشخص و نشان دهید در چه پهنای باندی بای‌پس واقعی انجام می‌شود؟

مدل ساده برای ترکیب موازی ۲ خازن ذکر شده در شکل (۳-۶۳) نشان داده شده است. که در آن اندوکتانس مدار معادل خازن‌ها L_1 = ۱۰ nH و L_2 = ۶٫۳ nH برای خازن کوچکتر می‌باشند.

POWEREN.IR

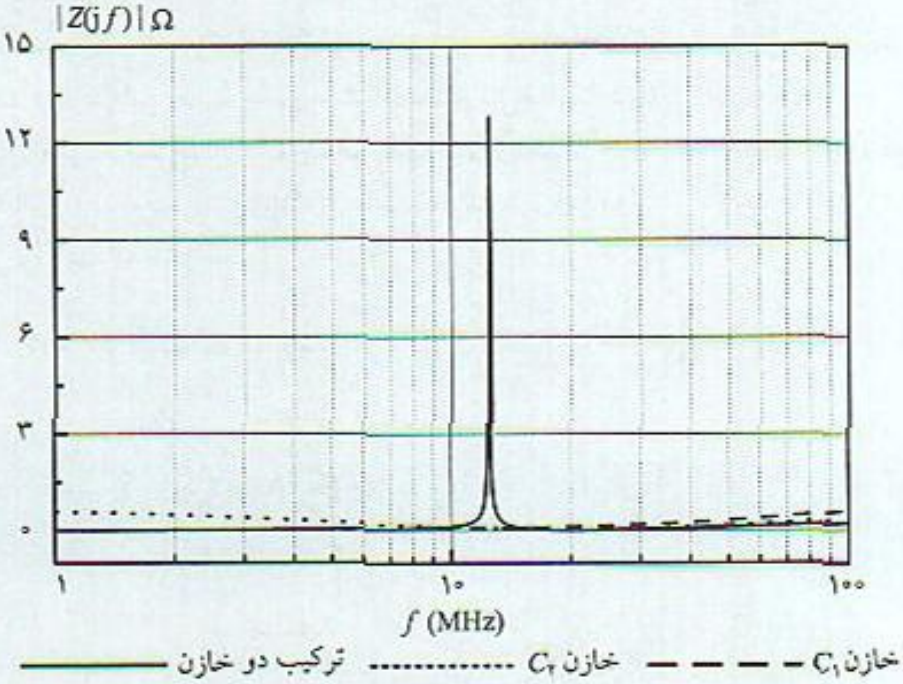
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۳-۶۳ مدار معادل ترکیب موازی ۲ خازن

$$Z(j\omega) = \frac{\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)\left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)}{j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right) + j\left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)}$$

مقدار قدر مطلق این امپدانس و هم چنین امپدانس هر خازن در شکل (۳-۶۴) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود امپدانس ورودی مدار در فرکانسی بین دو فرکانس تشدید خودی خازنها مقدار بزرگی است و به معنی آن است که ترکیب موازی خازنها در این فرکانس عمل بای‌پس را انجام نمی‌دهد. اگر از این ترکیب برای بای‌پس کردن در تقویت‌کننده‌ای با پهنای باند وسیع استفاده شود امپدانس زیاد در این فرکانس سبب کاهش بهره و ناپایداری می‌شود. با توجه به منحنی رسم شده برای امپدانس، در فرکانس‌های پایین و خیلی بالا بای‌پس بدرستی انجام می‌شود. اما در فرکانسی حدود ۱۲ MHz، یک قطب مربوطه به تابع انتقال $Z(jf)$ وجود دارد که باعث می‌شود ترکیب موازی خازنها در این فرکانس امپدانس زیادی داشته باشد. البته این مثال به این معنی نیست که نمی‌توان دو خازن را در تقویت‌کننده با هم موازی نمود. اما تاکید بر این نکته است که دقت کافی در انتخاب نوع خازن‌ها صورت پذیرد تا در کل پهنای باند موردنظر هدف موردنظر از ترکیب موازی دو خازن حاصل شود.



شکل ۳-۶۴ پاسخ فرکانس هریک از خازنها و ترکیب موازی آنها از شکل (۳-۶۳)

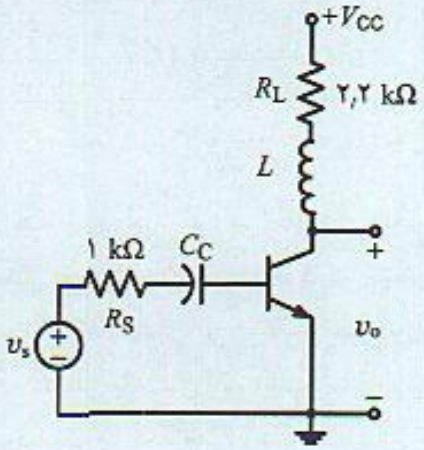
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مسائل فصل سوم

۳-۱) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۳-۱) که با ترانزیستوری با مشخصات زیر بکار رفته است.

$$I_{CQ} = ۲٫۵\ \text{mA}\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۵\ \text{pF}\ ,\ f_T = ۴۰۰\ \text{MHz}\ ,\ V_T = ۲۵\ \text{mV}$$



شکل (م ۳-۱)

الف) با فرض $L = ۰$ (مدار بدون سلف) تابع انتقال ولتاژ خروجی به ورودی را بطور کامل مشخص و فرکانس قطع بالای مدار را تعیین کنید.

ب) با اضافه نمودن سلف در کلکتور ترانزیستور به طور کیفی توضیح دهید پهنای باند مدار زیاد می‌شود.

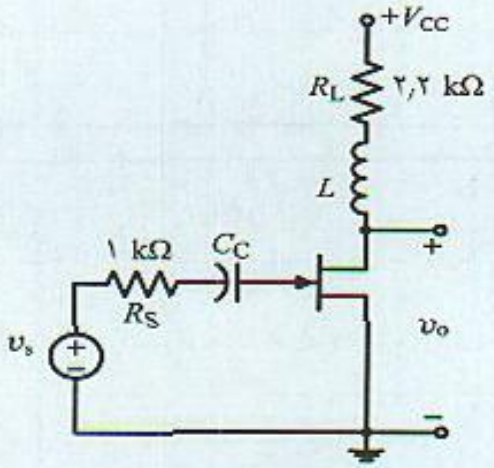
ج) در حالت (ب) تابع انتقال را بطور کامل مشخص کنید و نشان دهید یک صفر به تابع انتقال فرض (الف) اضافه می‌شود.

د) مقدار سلف را چنان تعیین کنید که صفر حاصل از اضافه شدن آن، کوچکترین قطب را خنثی کند.

ه) پهنای باند مدار در این حالت چقدر است؟ با مقدار قبل مقایسه کنید.

(به این روش افزایش پهنای باند **جبران حذف صفر و قطب** (pole zero cancelation) گفته شده و اندوکتانس بکار رفته peaking coil نامیده می‌شود. از این مدار در تقویت سیگنال تصویر در تلویزیون استفاده شده است.)

۳-۲) مسئله ۳-۱ را برای تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (م ۳-۲) حل کنید.



شکل (م ۳-۲)

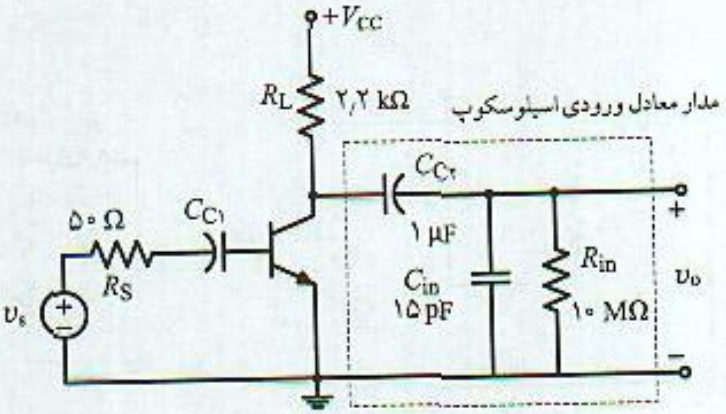
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$g_m = ۵\ m\Omega^{-۱}\ ,\ C_{gs} = C_{gd} = ۵\ pF$$

۳-۳) در این مسئله اثر بارگذاری اسیلوسکوپ بر پاسخ فرکانس یک تقویت‌کننده بررسی می‌شود. فرض کنید تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۳-۳) با فرکانس قطع پایین $\omega_L = ۵۰۰\ rad/s$ با ترانزیستوری به مشخصات:

$$I_{CQ} = ۵\ mA\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۵\ pF\ ,\ f_T = ۴۰۰\ MHz$$



شکل (م ۳-۳)

بکار رفته و برای اندازه‌گیری پاسخ فرکانس آن به اسیلوسکوپی وصل شده که مدار معادل آن در شکل نشان داده شده است.

الف) اثر بارگذاری را در فرکانس پایین بر تقویت‌کننده بررسی کنید.

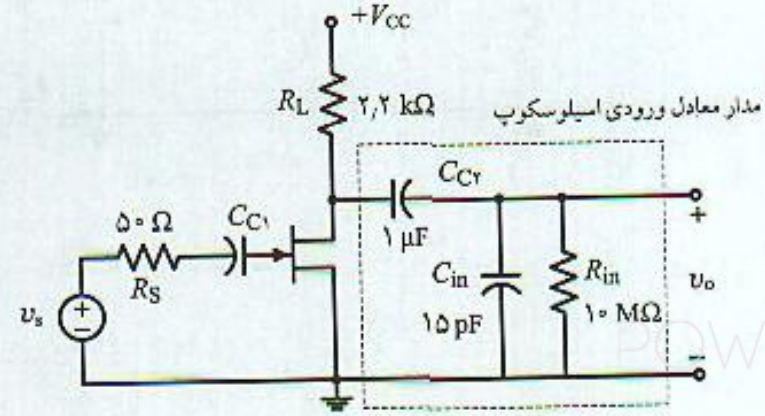
ب) بدون در نظر گرفتن اثر بارگذاری با مشخص کردن تابع انتقال کامل تقویت‌کننده، بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

ج) حال اثر بارگذاری را در فرکانسهای بالا بر تقویت‌کننده بررسی کنید و تابع انتقال کامل را مشخص کنید.

د) چرا علیرغم اینکه مدار دارای ۳ عنصر ذخیره‌کننده انرژی است تابع انتقال شامل ۲ قطب می‌باشد.

ه) با توجه به تابع انتقال بدست آمده فرکانس قطع بالا را بدست آورده و نتیجه را با مقدار بدست آمده بدون اثر بارگذاری مقایسه کنید.

۴-۳) در تقویت‌کننده سورس مشترک شکل (م ۳-۴) اثر بارگذاری بار را بر پاسخ فرکانس تقویت‌کننده ارزیابی کنید.



شکل (م ۳-۴)

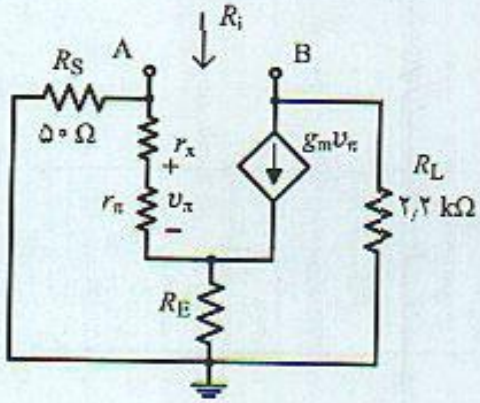
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

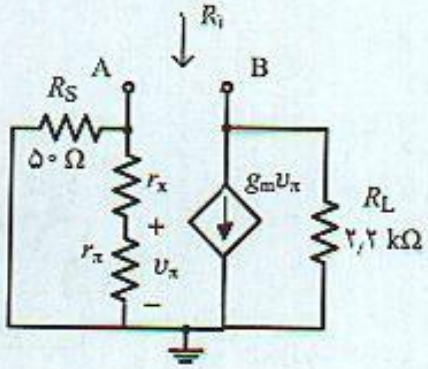
$$g_m = ۵\ m\Omega^{-۱}\ ,\quad C_{gs} = ۵\ pF\ ,\quad C_{gd} = ۳\ pF$$

۳-۵) با قرار دادن منبع آزمایشی بین دو نقطه A و B مقاومت ورودی مدار شکل (م ۳-۵ الف) را محاسبه کنید. برای مقادیر عددی داده شده مقدار مقاومت را محاسبه کنید. همین محاسبات را برای شکل (م ۳-۵ ب) نیز تکرار کنید.

$$r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ r_\pi = ۵۰۰\ \Omega\ ,\ g_m = ۲۰۰\ m\Omega^{-۱}\ ,\ R_E = ۰٫۱\ k\Omega$$



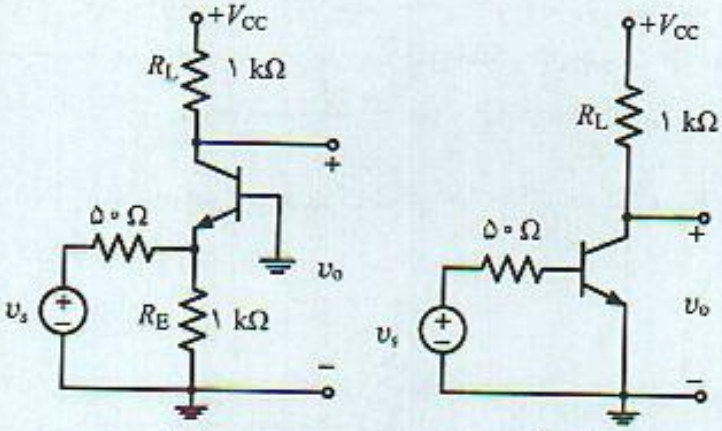
شکل (م ۳-۵ ب)



شکل (م ۳-۵ الف)

۳-۶) فرکانس قطع بالای هر یک از تقویت‌کننده‌های شکل (م ۳-۶) را با استفاده از روش ثابت زمانی محاسبه کنید. در هر مورد توضیح دهید چه عاملی بطور موثر باعث محدود شدن پهنای باند می‌شود.

$$I_{CQ} = ۵\ mA\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۵\ pF\ ,\ f_T = ۴۰۰\ MHz$$



(ب) (الف)

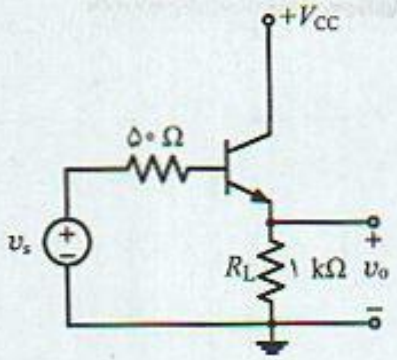
شکل (م ۳-۶)

۳-۷) مسئله (۳-۶) را برای تقویت‌کننده امیتر فالور شکل (م ۳-۷) و با همان ترانزیستور حل کنید.

۳-۸) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۳-۷) تابع انتقال تقویت‌کننده را بدست آورده و فرکانس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

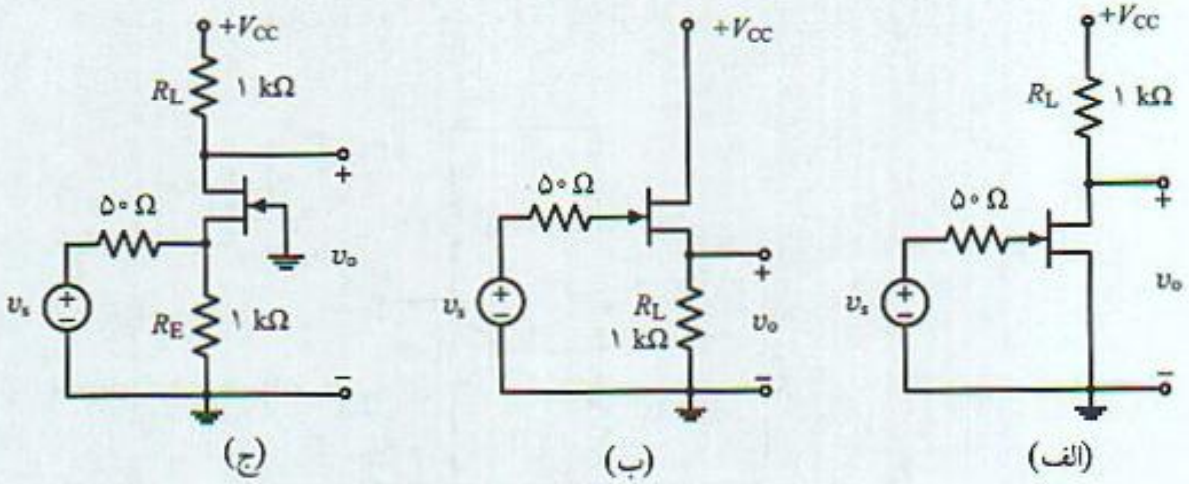


شکل (م ۳-۷)

قطع بالا را محاسبه کنید. علت اختلاف زیاد در مقدار محاسبه شده چیست؟ در این مورد چه نتیجه‌ای در مورد روش ثابت زمانی می‌توان گرفت.

۳-۹) در هریک از تقویت‌کننده‌های شکل (م ۳-۹) فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده‌ها را مشخص کنید. در هر مورد توضیح دهید چه عاملی تعیین‌کننده پهنای باند است. در مورد تقویت‌کننده سورس فالور مسئله (۳-۸) را تکرار کنید.

$$g_m = ۵\ m\Omega^{-۱}\ ,\quad C_{gs} = ۵\ pF\ ,\quad C_{gd} = ۳\ pF$$



شکل (م ۳-۹)

۳-۱۰) یک تقویت‌کننده امیتر مشترک به مشخصات :

$$f_L \le ۱۰۰\ Hz\ ,\ f_H \ge ۵\ MHz\ ,\ A_o \ge ۱۰۰$$

طراحی کنید. فرض کنید ترانزیستورهایی با مشخصات زیر و مقاومت بار و منبع در اختیار است.

$$\beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu \ge ۲\ pF\ ,\ R_S = ۵۰۰\ \Omega\ ,\ R_L = ۱{,}۵\ k\Omega$$

الف) طرح کامل با عناصر بایاس در نظر گرفته و محاسبات را بر اساس روش ثابت زمانی انجام دهید.
ب) طراحی انجام شده را با نرم‌افزار spice بررسی و بهره باند میانی و فرکانسهای قطع را مشخص کنید.

POWEREN.IR

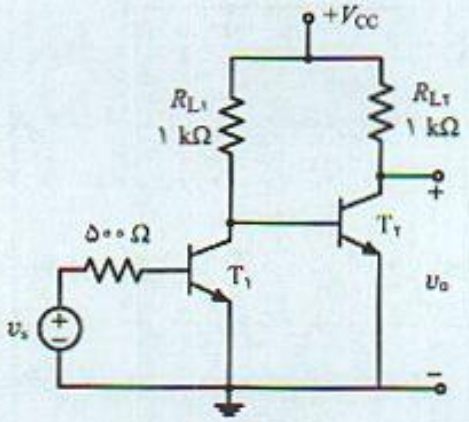
POWEREN.IR
PowerEn.ir

ج) چنانچه مقادیر حاصل بیش از ۱۰٪ با مقادیر مورد نظر اختلاف دارند طرح خود را اصلاح کنید.

۳-۱۱) در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (م ۳-۱۱) از ترانزیستورهایی به مشخصات زیر استفاده شده است:

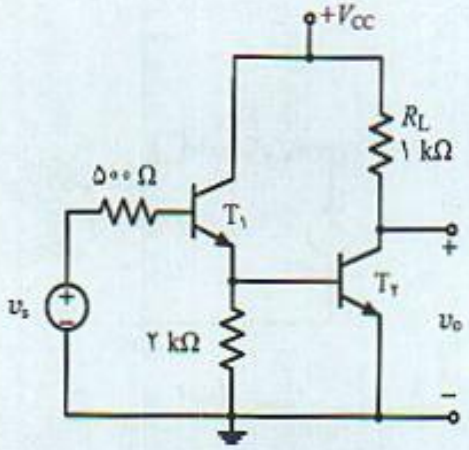
$I_{CQ} = ۵\ mA$, $\beta_o = ۱۰۰$, $C_\mu = ۲٫۵\ pF$, $r_x = ۵۰\ \Omega$, $f_T = ۶۰۰\ MHz$, $V_T = ۲۵\ mV$

بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا را به روش ثابت زمانی مشخص کنید.



شکل (م ۳-۱۱)

۳-۱۲) در تقویت‌کننده شکل (م ۳-۱۲) بهره ولتاژ و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید. دو ترانزیستور مشابه و مشخصات آنها مانند مسئله (۳-۱۱) می‌باشند.



شکل (م ۳-۱۲)

۳-۱۳) در تقویت‌کننده دو طبقه سری CC-CE شکل (م ۳-۱۳):

الف) مقاومت بایاس R_B را برای بایاس درست مدار تعیین کنید. فرض کنید نقطه کار ترانزیستور $T_۲$ جریان ۵ mA و ولتاژ $V_{CEQ۲} = ۴\ V$ می‌باشد.

ب) بهره باند میانی مدار چقدر است؟

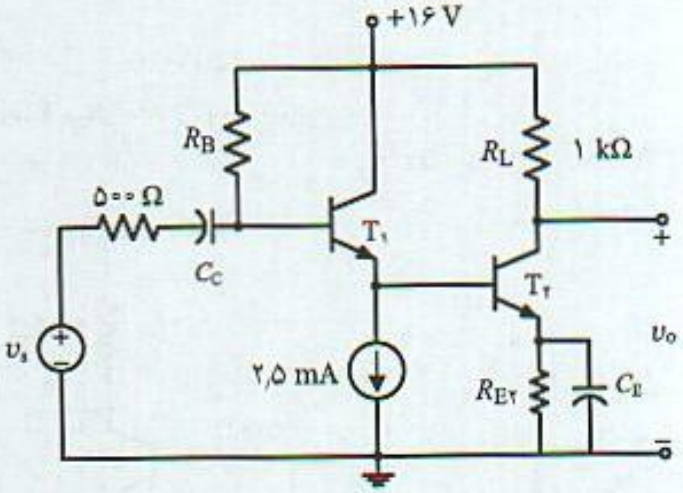
ج) چنانچه از ترانزیستوری به مشخصات زیر استفاده شود فرکانس قطع بالای مدار چقدر است؟

$I_{CQ} = ۵\ mA$, $\beta_o = ۱۰۰$, $C_\mu = ۳\ pF$, $r_x = ۵۰\ \Omega$, $f_T = ۶۰۰\ MHz$, $V_T = ۲۵\ mV$

(منبع جریان را ایده‌آل فرض کنید و از اثر ولتاژ نقطه کار بر پارامترها صرفنظر کنید.)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۳-۱۳)

۳-۱۴) در تقویت‌کننده شکل (م ۳-۱۳) منبع جریان ایده‌آل نیست و دارای مقاومت خروجی ۱ MΩ موازی خازن ۱۰ pF است. اثر این منبع جریان را بر بهره باند میانی و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده ارزیابی کنید.

۳-۱۵) در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (م ۳-۱۵):

الف) نقاط کار ترانزیستورها را مشخص کنید. (V_{BE} = ۰٫۷ V)

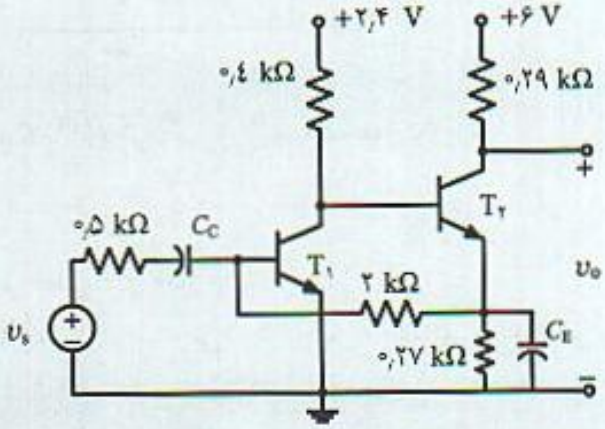
ب) مدار معادل فرکانس بالا و پایین را رسم کنید.

ج) با اصلاح مدار از نظر DC منبع تغذیه طبقه اول را حذف و تنها از منبع ۶ V استفاده نمایید.

ج) محاسبات دقیق تقویت‌کننده نشان می‌دهد محل قطبهای مدار بصورت زیر هستند.

$$s_1 = -۰٫۰۰۳۵\ (ns)^{-1},\ s_2 = -۰٫۰۱۸\ (ns)^{-1},\ s_3 = -۱٫۶۶\ (ns)^{-1},\ s_4 = -۶٫۸۶\ (ns)^{-1}$$

ه) فرکانس قطع بالای مدار چقدر است؟



شکل (م ۳-۱۵)

۳-۱۶) در تقویت‌کننده شکل (م ۳-۱۶):

الف) با فرض مقاومت امیتر صفر بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا را به روش ثابت زمانی مدار باز

POWEREN.IR

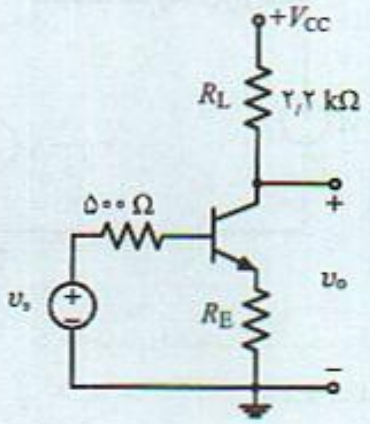
PowerEn.ir

تعیین کنید.

ب) با مقاومت $R_E = ۱۰۰\ \Omega$ فرض الف را تکرار کنید.

ج) به نظر شما چرا در فرض (ب) پهنای باند زیاد می‌شود.

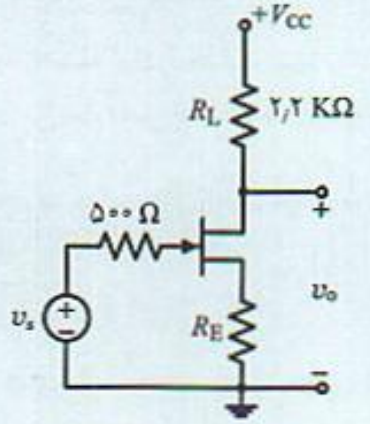
$I_{CQ} = ۲٫۵\ mA\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۵\ pF\ ,\ f_T = ۴۰۰\ MHz\ ,\ V_T = ۲۵\ mV$



شکل (م ۳-۱۶)

۳-۱۷) مسئله (۳-۱۶) را برای مدار شکل (م ۳-۱۷) با عنصر FET به مشخصات زیر تکرار کنید.

$g_m = ۵\ m\Omega^{-1}\ ,\ C_{gs} = ۵\ pF\ ,\ C_{gd} = ۳\ pF$



شکل (م ۳-۱۷)

۳-۱۸) در تقویت‌کننده شکل (م ۳-۱۸) با ترانزیستوری به مشخصات زیر:

$I_{CQ} = ۲٫۵\ mA\ ,\ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۵\ pF\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ f_T = ۴۵۰\ MHz\ ,\ V_T = ۲۵\ mV$

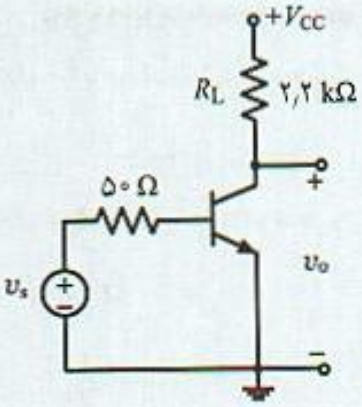
الف) بهره باند میانی و فرکانس قطع بالای مدار چقدر است؟

ب) ترانزیستور به صورت بیس مشترک بسته می‌شود. در این حالت بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا را نیز محاسبه کنید.

ج) به نظر شما چنانچه در تقویت‌کننده بیس مشترک اندوکتانس در کلکتور و به صورت سری با مقاومت بار اضافه شود پهنای باند مدار افزایش می‌یابد. چرا؟

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۳-۱۸)

۳-۱۹) در تقویت‌کننده Cascode شکل (م ۳-۱۹):

الف) عناصر بایاس را برای جریان و ولتاژ نقطه کار ۲٫۵ mA و $V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 4$ V طرح کنید.

ب) عناصر خازنی کوپلاژ و بای‌پس مدار را برای $\omega_L = 100$ rad/s محاسبه کنید.

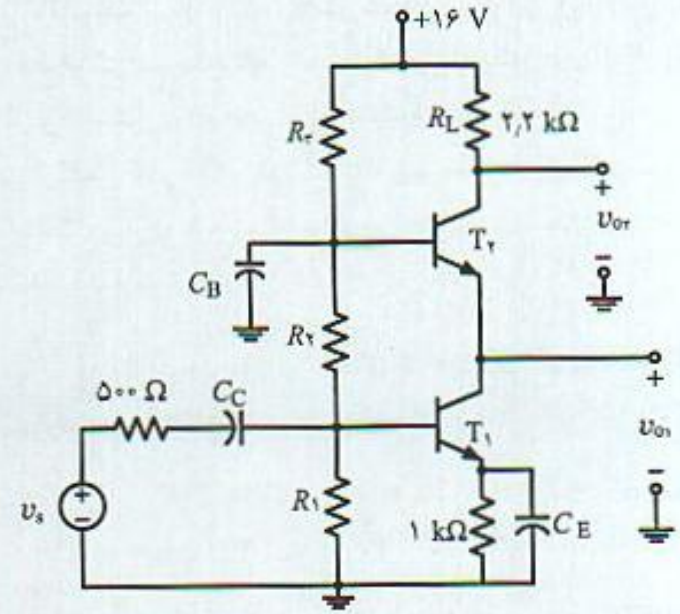
ج) بهره ولتاژ باند میانی هر یک از خروجی‌ها را به ورودی محاسبه کنید.

د) با ترانزیستوری به مشخصات زیر:

$$I_{CQ} = 2.5\ \text{mA},\ V_{BE} = 0.7\ \text{V},\ r_x = 50\ \Omega,\ \beta_0 = 100,\ C_\mu = 5\ \text{pF}$$
$$f_T = 600\ \text{MHz},\quad V_T = 25\ \text{mV}$$

فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ه) مدار را با عناصر بکار رفته با spice بررسی و مقادیر حاصل را با تئوری مقایسه کنید.



شکل (م ۳-۱۹)

۳-۲۰) در تقویت‌کننده کاسکود شکل (م ۳-۱۹) تنها بخشی از مقاومت امیتر بای‌پس می‌شود بطوریکه مقاومت ۰٫۱ kΩ از نظر سیگنال ورودی در امیتر باقی مانده است. در این حالت:

الف) بهره مدار چقدر است؟

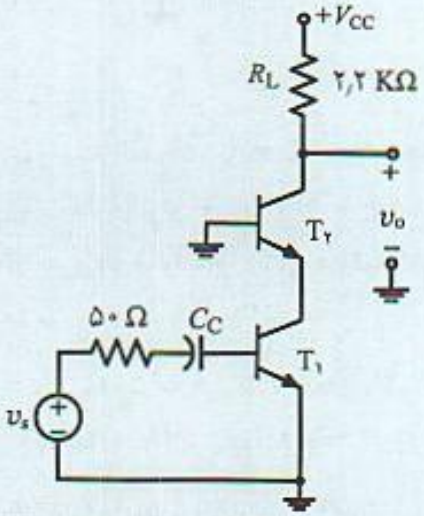
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) فرکانس قطع بالای مدار را محاسبه کنید.
ج) مدار را با spice بررسی و نتایج را با محاسبات مقایسه کنید.

۳-۲۱) در تقویت‌کننده کاسکود شکل (م ۳-۲۱) که از عناصر بایاس صرفنظر شده است نقطه کار دو ترانزیستور $I_{CQ} = ۵\ mA$، $V_{CEQ} = ۵\ V$ و ترانزیستور بکار رفته دارای پارمترهای زیر می‌باشد:

$$I_{CQ} = ۲٫۵\ mA\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۲\ pF\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega,\ f_T = ۶۰۰\ MHz\ ,\ V_T = ۲۵\ mV$$



شکل (م ۳-۲۱)

الف) بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا (به روش ثابت زمانی) با نقاط کار داده شده چقدر است؟
ب) ولتاژ نقطه کار ترانزیستور $T_۲$ را ثابت نگاه داشته و ولتاژ نقطه کار $T_۱$ بین ۱ تا ۱۰ ولت تغییر داده می‌شود. تغییرات فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را بر حسب ولتاژ نقطه $V_{CEQ۱}$ کار رسم کنید.
ج) در این حالت ولتاژ نقطه کار ترانزیستور $T_۱$ را ثابت نگاه داشته و ولتاژ نقطه کار $T_۲$ از ۱ تا ۱۰ ولت تغییر داده می‌شود. تغییرات فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را بر حسب $V_{CEQ۲}$ رسم کنید.
د) چه نتیجه مهمی از این محاسبات می‌توان بدست آورد.(فرض کنید ولتاژ نقطه کار بر خازن C_μ اثر قابل ملاحظه و بر سایر مشخصات تاثیر زیادی ندارد.)

۳-۲۲) در تقویت‌کننده کاسکود با استفاده از عناصر BJT و JFET که در شکل (م ۳-۲۲) نشان داده شده است مشخصات ترانزیستورها به صورت:

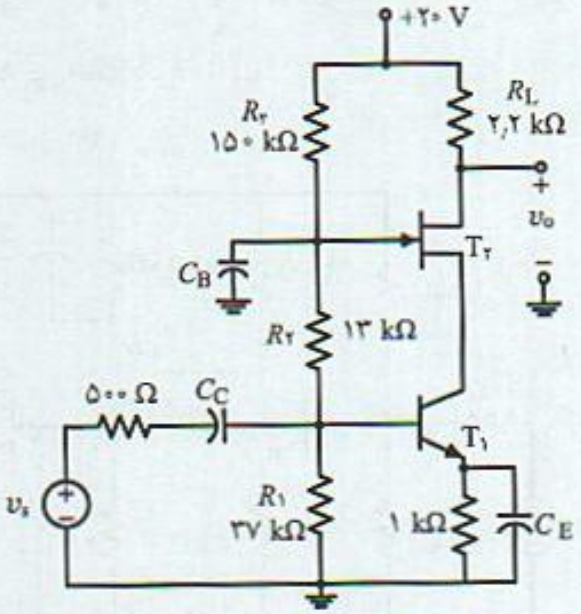
$$BJT: I_{CQ} = ۲٫۵\ mA\ ,\beta_o = ۱۰۰\ ,\ C_\mu = ۲\ pF\ ,\ r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ f_T = ۶۰۰\ MHz$$
$$V_T = ۲۵\ mV\ ,\ V_{CEQ} = ۵\ V\ ,\ V_{BE} = ۰٫۷\ V$$

$$JFET:\ I_{DSS} = ۱۲\ mA\ ,\ V_P = -۴\ V\ ,\ C_{gs} = ۵\ pF\ ,\ C_{gd} = ۳\ pF$$

الف) ولتاژ و جریان نقطه کارهر یک از ترانزیستورها را مشخص کنید.
ب) بهره باند میانی مدار چقدر است؟

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۳-۲۲)

ج) عناصر خازنی کوپلاژ و بای‌پس مدار را برای $\omega_L = ۵۰۰$ rad/s طراحی کنید.

د) فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را محاسبه کنید.

ه) مدار را با نرم‌افزار spice تحلیل و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

و) برای افزایش پهنای باند به اندازه ۲۰٪ (مقدار بدست آمده از محاسبات دقیق) چه طرحی بکار می‌برید. طرح خود را پس از طراحی با spice مورد بررسی قرار داده و تغییرات لازم را برای رسیدن به مقدار مورد نظر انجام دهید.

۳-۲۳) یک تقویت‌کننده کاسکود با مشخصات زیر طراحی کنید.

$$f_L \le ۱۰۰ \text{ Hz}, \quad f_H \ge ۱۲ \text{ MHz}, \quad A_o \ge ۱۰۰$$

فرض کنید ترانزیستورهایی با مشخصات زیر و مقاومت بار و منبع در اختیار است.

$$\beta_o = ۱۰۰, \quad C_\mu \ge ۱٫۵ \text{ pF}, \quad R_S = ۵۰ \ \Omega, \quad R_L = ۲٫۲ \text{ k}\Omega$$

الف) مدار کامل با عناصر بایاس را در نظر گرفته و محاسبات را بر اساس روش ثابت زمانی انجام دهید.

ب) طرح خود را با spice بررسی، مقادیر بهره باند میانی و فرکانسهای قطع را مشخص کنید.

ج) چنانچه مقادیر حاصل بیش از ۱۰٪ با مقادیر مورد نظر اختلاف دارند طرح را اصلاح تا مقادیر مورد نظر بدست آیند.

۳-۲۴) در تقویت‌کننده سه طبقه شکل (م ۳-۲۴) ترانزیستورها دارای مشخصات یکسان می‌باشند.

الف) کدام ترانزیستور پهنای باند تقویت‌کننده را مشخص می‌کند.

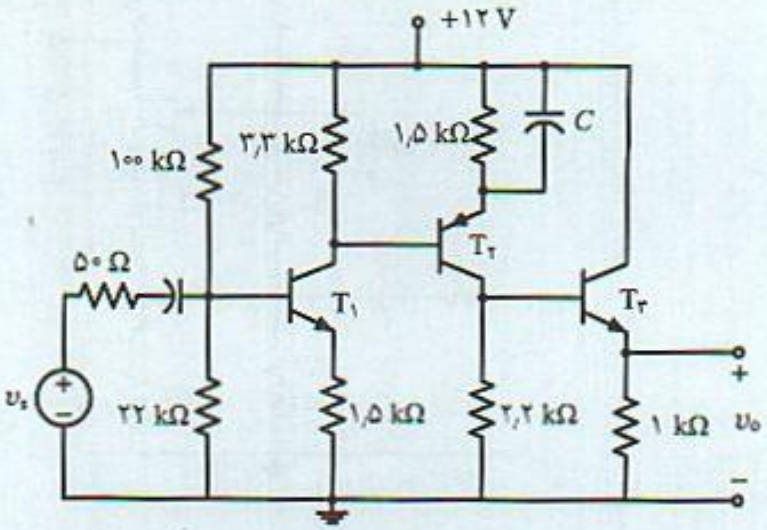
ب) بهره مدار و فرکانس قطع بالا را با تقریبات قابل قبول مشخص کنید. در نقطه کار محاسبه شده مشخصات ترانزیستورها بصورت:

POWEREN.IR

PowerEn.ir

$$\beta_o = ۱۰۰ , \quad r_x = ۵۰\ \Omega , \quad C_\mu = ۵\ pF , \quad C_\pi = ۷۵\ pF$$

است و خازن C در فرکانس کار اتصال کوتاه است.



شکل (م ۳-۲۴)

۳-۲۵) در تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده شکل (م ۳-۲۵) :

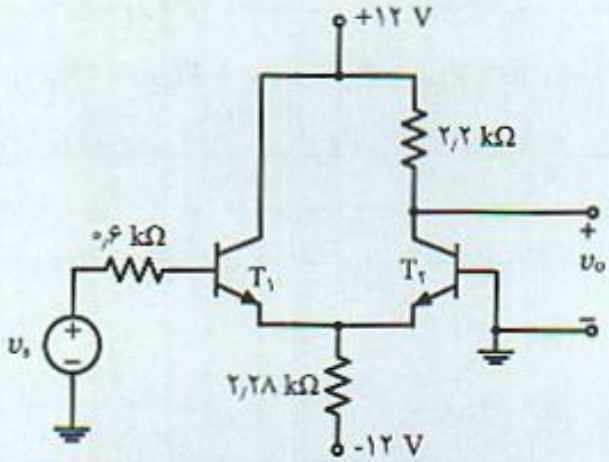
الف) ولتاژ و جریان نقطه کار دو ترانزیستور را مشخص کنید.

ب) بهره باند میانی را محاسبه کنید.

ج) با ترانزیستورهای به مشخصات داده شده زیر ، فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را محاسبه کنید.

د) چنانچه به جای مقاومت بایاس امیتر، منبع جریانی به همان مقدار با مقاومت خروجی ۱ MΩ موازی با خازن ۱۰ pF قرار داده شود. اثر آنرا بر بهره باند میانی و فرکانس قطع بالا ارزیابی کنید.

$$\beta_o = ۱۰۰ , \ C_\mu = ۵\ pF , \ C_\pi = ۷۵\ pF , r_x = ۵۰\ \Omega , V_T = ۲۵\ mV , V_{BE} = ۰٫۶\ V$$



شکل (م ۳-۲۵)

۳-۲۶) در مدار شکل (م ۳-۲۶) و با استفاده از روش ثابت زمانی :

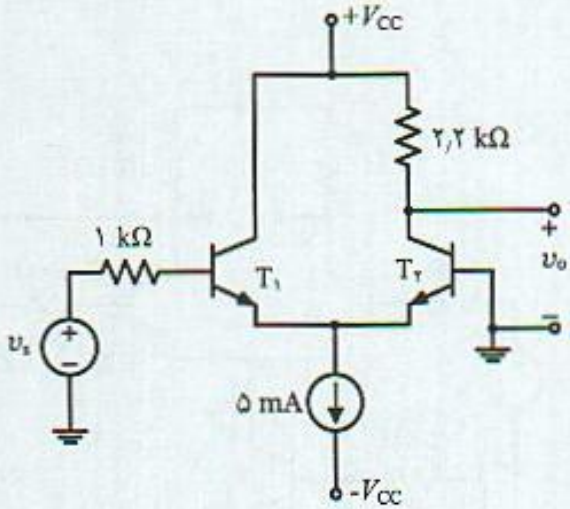
الف) برای چند مقدار مختلف مقاومت r_{x1} در ترانزیستور T_1 تغییرات فرکانس قطع بالا را محاسبه و

POWEREN.IR
PowerEh.ir

رسم کنید. r_{x2} ترانزیستور T_2 را ۵۰ Ω ثابت فرض کنید. (r_{x1} = ۰، ۱۰، ۲۰، ۳۰، ۴۰، ۵۰ Ω)

ب) در این فرض r_{x1} را ثابت و تغییرات فرکانس قطع را بر حسب r_{x2} رسم کنید.

ج) چه نتیجه‌ای از این محاسبات می‌توان گرفت.



شکل (م ۳-۲۶)

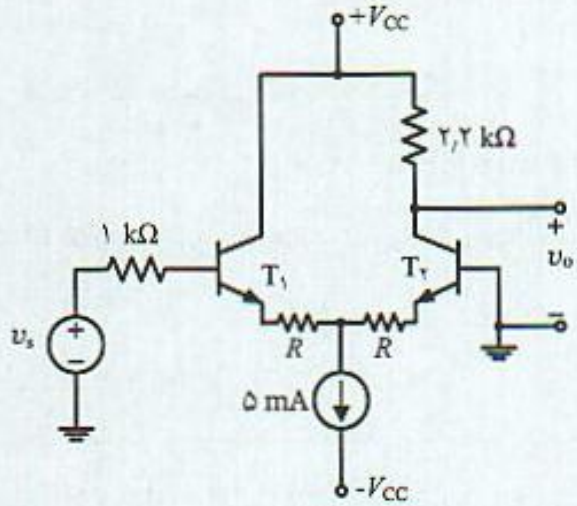
۳-۲۷) در تقویت‌کننده اصلاح شده تفاضلی شکل (م ۳-۲۷) و با ترانزیستورهایی به مشخصات:

$\beta_o = ۱۰۰$, $C_\mu = ۵$ pF , $C_\pi = ۷۵$ pF , $r_x = ۵۰$ Ω , $V_T = ۲۵$ mV , $V_{BE} = ۰٫۶$ V

الف) به ازاء $R = ۰$ بهره باند میانی و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ب) به ازاء $R = ۵۰$ Ω نیز مقادیر فوق را محاسبه کنید.

ج) چرا در حالت (ب) پهنای باند مدار افزایش داشته است.



شکل (م ۳-۲۷)

۳-۲۸) در مدار شکل (م ۳-۲۸) و برای خروجی v_{o2}:

الف) مقدار جریان منبع جریان و امپدانس خروجی آنرا مشخص کنید.

ب) جریان و ولتاژ نقطه کار ترانزیستورهای دیگر را محاسبه کنید.

ج) بهره تفاضلی و وجه مشترک باند میانی تقویت‌کننده را مشخص کنید.

POWEREN.IR

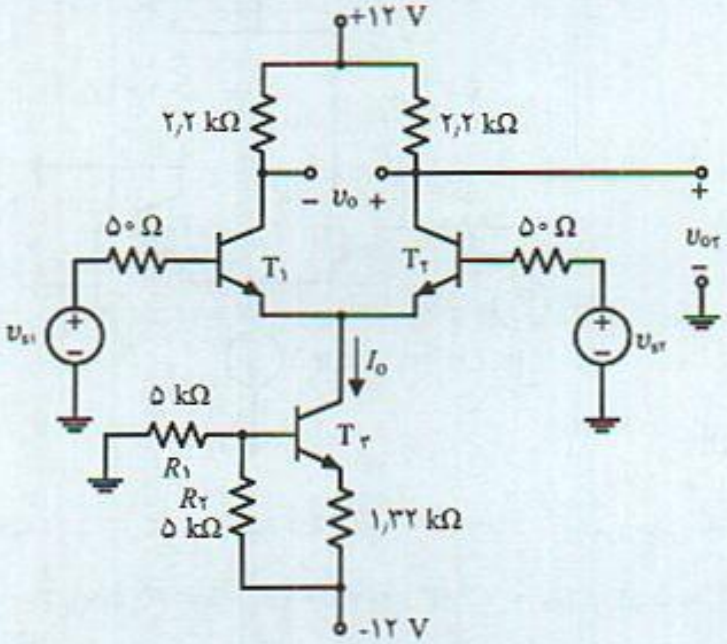
POWEREN.IR
PowerEn.ir

د) فرکانس قطع بالای بهره تفاضلی و وجه مشترک را تعیین کنید.

ه) با توجه به فرض (د) ضریب حذف سیگنال وجه مشترک (CMRR) را مشخص کنید.

و) مدار توسط برنامه spice بررسی و نتایج حاصل را با مقادیر بدست آمده مقایسه کنید.

ز) فرض (د) را برای خروجی v_o تکرار کنید.



شکل (م ۳-۲۸)

$I_{CQ} = ۲٫۵\ mA$, $\beta_o = ۱۰۰$, $r_x = ۵۰\ \Omega$, $r_o = ۵۰\ k\Omega$, $C_\mu = ۵\ pF$, $f_T = ۵۰۰\ MHz$

$V_T = ۲۵\ mV$, $V_{BE} = ۰٫۶\ V$

۳-۲۹) یک تقویت‌کننده تفاضلی اصلاح شده با عناصر BJT به مشخصات

$f_H \geq ۱۰\ MHz$, $A_o \approx ۱۲۰$

طراحی کنید. طرح خود را با spice بررسی و در صورت لزوم تغییرات مناسب را برای دست‌یابی به مشخصات مورد نظر اعمال کنید.

۳-۳۰) در تقویت‌کننده تفاضلی با عناصر JFET شکل (م ۳-۳۰):

الف) بهره تفاضلی و وجه مشترک باند میانی را محاسبه کنید. منبع جریان با مقاومت خروجی ۱ MΩ است.

ب) اگر منبع جریان شامل خازن موازی ۱۰ pF با مقاومت فوق نیز باشد، فرض (الف) را تکرار و ضریب CMRR را بر حسب فرکانس رسم کنید.

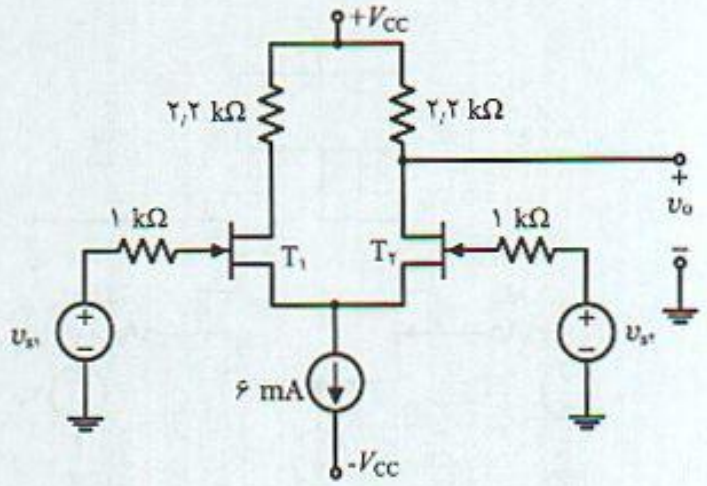
ج) مدار را با نرم‌افزار spice بررسی و نتایج را مقایسه کنید.

دو ترانزیستور JFET یکسان و با پارامترهای زیر می‌باشند.

$g_m = ۵\ m\Omega^{-1}$, $r_d = ۲۰\ k\Omega$, $C_{gs} = ۵\ pF$, $C_{gd} = ۳\ pF$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۳-۳۰)

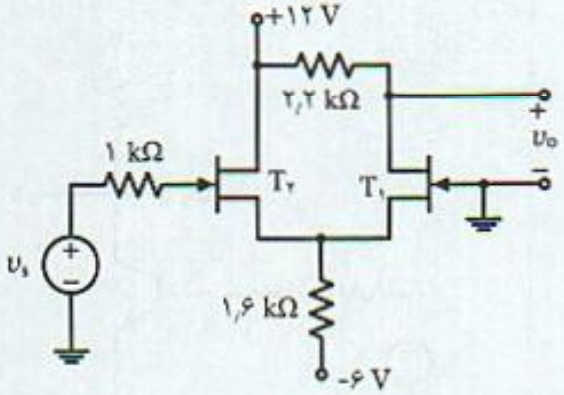
۳-۳۱) در تقویت‌کننده اصلاح شده تفاضلی شکل (م ۳-۳۱) با عناصر JFET

الف) نقطه کار و بهره باند میانی را محاسبه کنید

ب) فرکانس قطع بالای مدار را محاسبه کنید. عناصر بکار رفته دارای پارامترهای زیر می‌باشند

$T_1 : I_{DSS} = ۱۲ \text{ mA}, V_P = -۴ \text{ V}, C_{gs} = ۵ \text{ pF}, C_{gd} = ۳ \text{ pF}$

$T_2 : I_{DSS} = ۸ \text{ mA}, V_P = -۴ \text{ V}, C_{gs} = ۵ \text{ pF}, C_{gd} = ۳ \text{ pF}$



شکل (م ۳-۳۱)

۳-۳۲) در تقویت‌کننده تفاضلی با عناصر MOSFET شکل (م ۳-۳۲)

الف) عبارت ساده‌ای برای فرکانس قطع بالای مدار با فرضهای معقول بدست آورید.

ب) مدار را با spice بررسی و دقت رابطه بدست آمده در فرض (الف) را تحقیق کنید.

تمامی ترانزیستورها مشابه و دارای پارامترهای زیر می‌باشند. خازن خروجی تا زمین را ۱۰ pF فرض کنید.

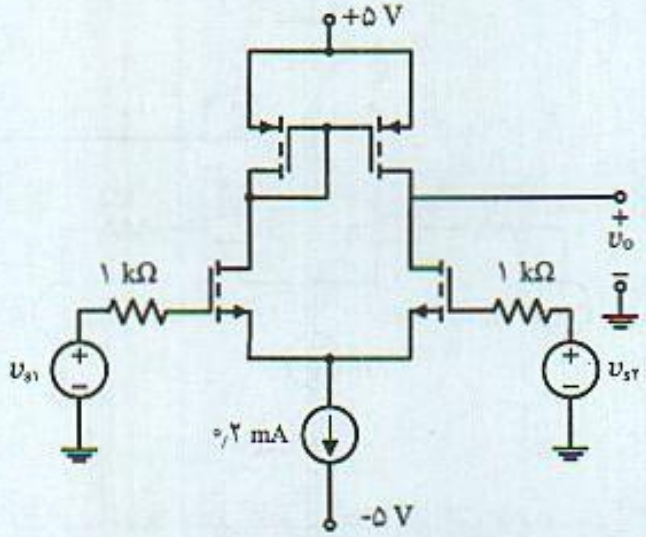
$k = ۰٫۱ \text{ mA/V}^2, r_o = ۱۲۰ \text{ k}\Omega, C_{gs} = ۵ \text{ pF}, C_{gd} = ۳ \text{ pF}$

۳-۳۳) در تقویت‌کننده امیتر مشترک شکل (م ۳-۳۳) که در آن ترانزیستوری به مشخصات زیر بکار رفته است.

$\beta_o = ۱۰۰, C_\mu = ۲٫۵ \text{ pF}, r_x = ۵۰ \ \Omega, I_{CQ} = ۵ \text{ mA}, f_T = ۶۰۰ \text{ MHz}$

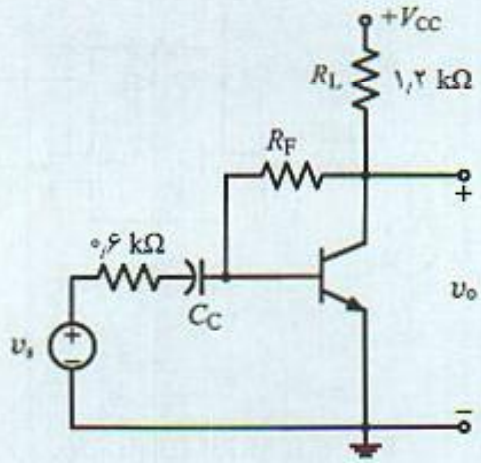
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۳-۳۲)

الف) با استفاده از روش ثابت زمانی فرکانس قطع بالای مدار را برای مقادیر مختلف R_F محاسبه کنید.
ب) نتایج حاصل از این بررسی را با نتایج دقیق از محاسبات تابع انتقال در مسئله (۳-۳۲) مقایسه کنید.
ج) چرا با کاهش R_F فرکانس قطع بالا افزایش می‌یابد. مقاومت را مقادیر ۱۰ kΩ , ۲۵ kΩ , R_F = ۵۰ kΩ در نظر بگیرید.



شکل (م ۳-۳۳)

۳-۳۴) در تقویت‌کننده ۳ طبقه در متن این فصل که مدار کامل آن در شکل (۳-۶۱) نشان داده شده است.
الف) مقاومت‌های بایاس $R_۳$ و $R_۴$ را برای بایاس مناسب مدار تعیین کنید.
ب) خازنهای بای‌پس لازم در مدار را برای f_L = ۱۰۰ Hz تعیین کنید.
ج) مدار کامل طرح شده را با spice تحلیل و پاسخ فرکانس بدست آمده را با مقادیر موردنظر مقایسه کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۴

تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی

مقدمه

کاربرد فیدبک اولین بار توسط یک مهندس الکترونیک بنام **هارولد بلاک** (Harold Black) در سال ۱۹۲۸ در ساخت تکرارکننده‌های تلفنی مطرح شد و از آن پس استفاده از آن گسترش یافت بطوریکه امروزه مدار الکترونیکی که در آن از فیدبک استفاده نشده باشد قابل تصور نیست. علاوه‌بر آن کاربرد فیدبک در سایر رشته‌های مهندسی و غیر مهندسی نیز تعمیم یافته است.

مدارهای فیدبک را می‌توان به روش معمول و با نوشتن معادلات ولتاژ KVL و جریان KCL حل نمود. این روش در مدارهایی با تعداد عناصر زیاد به وقت زیاد و استفاده از کامپیوتر نیاز دارد. اما در بعضی از وضعیت‌های خاص می‌توان مسئله را ساده نمود و با استفاده از روش فیدبک مدار را حل کرد. علاوه‌بر آنکه در این روش بررسی مدار ساده و به وقت کمتری احتیاج است نکات مهمی نیز بدست می‌دهد که در طراحی تقویت‌کننده‌ها مفید می‌باشد.

فیدبک عموماً به دو نوع منفی و مثبت تقسیم می‌شود. در فیدبک منفی بخشی ازسیگنال خروجی به ورودی فیدبک شده و از سیگنال ورودی کم می‌شود. عدم حساسیت به مشخصات عناصر فعال، کاهش آثار غیر خطی، افزایش پهنای باند، کاهش نویز در شرایط خاص و تغییر در امپدانس ورودی و خروجی مهمترین مزایایی است که استفاده از فیدبک منفی بهمراه دارد. کاهش بهره و ناپایداری در تقویت‌کننده‌ها از مهمترین معایب فیدبک منفی می‌باشد. در فیدبک مثبت سیگنال برگشت داده شده با ورودی جمع می‌شود. از فیدبک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

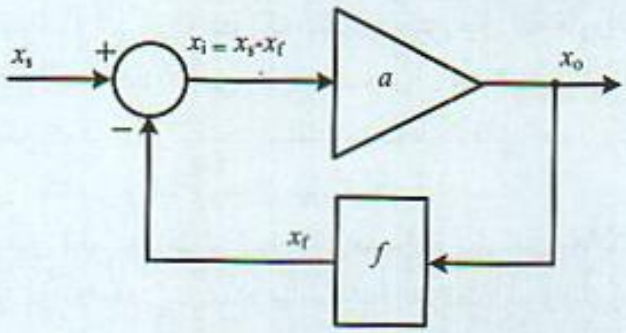
مثبت غالباً در طراحی و ساخت نوسان‌سازها استفاده می‌شود.

در این فصل ابتدا مفاهیم اساسی فیدبک منفی و مزایا و معایب آن بررسی می‌شود. سپس انواع تقویت‌کننده‌هایی که در عمل مورد استفاده قرار می‌گیرند معرفی و فیدبک‌های مختلفی راکه می‌توان در آنها بکار برد ارائه می‌شوند. هم‌چنین روشهای کلی برای بررسی اینگونه تقویت‌کننده‌ها و محاسبات بهره، مقاومت ورودی و خروجی در شرایطی که مدار فیدبک ایده‌ال است معرفی می‌شوند. برای بررسی دقیق مدارهای فیدبک و در نظر گرفتن تقریبات بکار رفته در حل اینگونه مدارها، انواع مختلف فیدبک را در نظر گرفته و محاسبات دقیق آنها با استفاده از معادلات ولتاژ و جریان انجام و نتایج بررسی با روش تقریبی فیدبک مقایسه می‌شوند.

۴-۱ ساختمان تقویت‌کننده‌های فیدبک

شکل (۴-۱) شمای کلی تقویت‌کننده با فیدبک را نشان می‌دهد که در آن برای معرفی سیگنالها بجای مقادیر معمول ولتاژ و جریان از **نمودار جریان سیگنال** (signal flow graph) استفاده شده است. x_s منبع ورودی، x_i سیگنال ورودی تقویت‌کننده و x_o خروجی آن است. این مدار شامل یک تقویت‌کننده بنام **تقویت‌کننده اصلی** و **مدار فیدبک** است که از سیگنال خروجی نمونه برداری می‌کند. سیگنال فیدبک شده x_f در مقایسه کننده از سیگنال منبع کم شده و **سیگنال خطا** که تفاضل سیگنال منبع ورودی و فیدبک است در ورودی تقویت‌کننده اصلی واقع می‌شود. فیدبک منفی اساسا سیگنال ورودی در تقویت‌کننده اصلی را نسبت به سیگنال منبع ورودی کاهش می‌دهد. در شکل (۴-۱) روابط زیر را می‌توان نوشت:

$$x_i = x_s - x_f\,, \quad x_f = f\,x_o\,, \quad x_o = a\,x_i \tag{۴-۱}$$



شکل ۴-۱ شمای کلی تقویت‌کننده با فیدبک

a بهره تقویت‌کننده اصلی و f ضریب مدار فیدبک است که نشان می‌دهد چه مقدار از سیگنال خروجی به ورودی فیدبک می‌شود. بهره **تقویت‌کننده مدار بسته** و یا **مدار با فیدبک** A است:

$$A = \frac{x_o}{x_i} = \frac{a}{1 + a\,f} \tag{۴-۲}$$

چنانچه بهره تقویت‌کننده اصلی بزرگ باشد در این صورت برای مقادیر معمولی فیدبک حاصلضرب a و f بزرگ است و با صرفنظر از "۱" در مقابل af در رابطه (۴-۲) بهره تقویت‌کننده با فیدبک:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$A \approx \frac{1}{f} \qquad (۴-۳)$$

است. رابطه (۴-۳) نتیجه مهمی در مدارهای با فیدبک است که نشان می‌دهد بهره تقویت‌کننده مدار بسته در شرایط خاص مستقل از a، بهره تقویت‌کننده اصلی است و تنها به مدار فیدبک بستگی دارد. از آنجایی که مدار فیدبک از عناصر غیر فعال نظیر مقاومت، سلف و خازن تشکیل می‌شود که اولا می‌توان آنها را دقیق انتخاب نمود و ثانیا این عناصر تغییرات قابل ملاحظه‌ای با عواملی ناخواسته مانند درجه حرارت ندارند، بنابراین بهره تقویت‌کننده با فیدبک تقریبا ثابت است. این خصوصیت در شرایطی است که مشخصات عناصر فعال بکار رفته در تقویت‌کننده اصلی با عوامل مختلف و ناخواسته تغییر می‌یابند. لذا گرچه بهره تقویت‌کننده اصلی با این عوامل تغییر می‌یابند، اما بهره تقویت‌کننده مدار بسته فقط به مدار فیدبک بستگی دارد و در اثر عوامل ناخواسته تغییر زیادی پیدا نمی‌کند. به عبارت دیگر بهره تقریبا ثابت مانده و به مشخصات تقویت‌کننده اصلی حساس نمی‌باشد.

۴-۲ خواص فیدبک

۴-۲-۱ عدم حساسیت

در بخش (۴-۲) مفهوم عدم حساسیت تقویت‌کننده مدار بسته به مشخصات تقویت‌کننده اصلی مطرح شد. برای اینکه معیاری برای بیان عدم حساسیت نسبت به تغییرات بدست آید **ضریب عدم حساسیت** D که نسبت تغییرات بهره تقویت‌کننده به تغییرات تقویت‌کننده اصلی تعریف می‌شود:

$$D = \frac{\Delta A}{\Delta a} \qquad (۴-۳)$$

برای تغییرات کوچک مشخصات تقویت‌کننده این نسبت به مشتق میل می‌کند و می‌توان نشان داد:

$$D = \frac{dA}{da} = \frac{1}{(1 + af)^2} \qquad (۴-۵)$$

با در نظر گرفتن نسبت $\frac{da}{a}$ بعنوان تغییرات نسبی بهره تقویت‌کننده اصلی، تغییرات نسبی بهره تقویت‌کننده با فیدبک:

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{(1 + af)^2} \frac{da}{a} \qquad (۴-۶)$$

خواهد بود. رابطه (۴-۶) نشان می‌دهد که میزان مشخصی از تغییرات a بر $1 + af$ تقسیم و تغییرات بهره مدار بسته A بدست می‌آید. به این علت به $D = 1 + af$ **ضریب عدم حساسیت** گفته می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مثال ۴-۱

به یک تقویت‌کننده با بهره ۵۰۰ سیگنال فیدبکی با ضریب فیدبک ۰/۰۵ اعمال می‌شود.

الف) بهره تقویت‌کننده مدار بسته چقدر است.

ب) چنانچه بهره تقویت‌کننده اصلی به اندازه ٪۲۰ + تغییر یابد، بهره A چقدر تغییر می‌کند.

ج) چنانچه ضریب فیدبک ٪۲۰ کاهش یابد، بهره تقویت‌کننده مدار بسته A چقدر تغییر می‌نماید.

حل

$$a = ۵۰۰\,, \quad f = ۰{,}۰۵\,, \quad D = ۱ + af = ۲۶$$

$$A = \frac{a}{۱ + af} = ۱۹{,}۲۳$$

$$\frac{dA}{A} = \frac{۱}{(۱ + af)^۲} \times \frac{da}{a} = \frac{٪۲۰}{۲۶^۲} = ٪۲{,}۹۶$$

پس اگر بهره تقویت‌کننده اصلی ٪۲۰ تغییر کند بهره تقویت‌کننده مدار بسته فقط ٪۲٫۹۶ تغییر خواهد نمود. برای محاسبه حساسیت A نسبت به تغییرات ضریب فیدبک، لازم است ابتدا S_f حساسیت بهره تقویت‌کننده مدار بسته نسبت به f را بدست آورد که در رابطه (۴-۷) نشان داده شده است.

$$S_f = \frac{(dA/A)}{(df/f)} = \frac{dA}{df} \times \frac{f}{A} = -\frac{fA}{۱ + fA} \qquad (۴-۷)$$

بنابراین با کاهش ٪۲۰ در مقدار ضریب فیدبک بهره تقویت‌کننده اصلی به اندازه :

$$\frac{dA}{A} = -\frac{fA}{۱ + fA} \times \frac{df}{f} = -\frac{۱۹{,}۲۳ \times ۰{,}۰۵}{۱ + ۱۹{,}۲۳ \times ۰{,}۰۵}(-٪۲۰) = ٪۱۹{,}۲$$

٪۱۹٫۲+ تغییر خواهد نمود. این مثال نشان می‌دهد که بهره تقویت‌کننده به مدار فیدبک وابستگی زیادی دارد و لازم است از عناصر غیر فعال ساخته شود.

۴-۲-۲ کاهش بهره

رابطه (۴-۲) نشان می‌دهد بهره تقویت‌کننده مدار بسته در مقایسه با تقویت‌کننده اصلی با ضریب $۱ + af$ کاهش می‌یابد. به عبارت دیگر به همان میزانی که حساسیت به تغییرات کم می‌شود به همان میزان بهره تقویت‌کننده با فیدبک نیز کاهش می‌یابد. در حقیقت کاهش بهره بهایی است که در مقابل عدم حساسیت و سایر مزایای فیدبک داده می‌شود.

۴-۲-۳ افزایش پهنای باند

چنانچه تقویت‌کننده با بهره باند میانی a_0 و دارای یک قطب فرکانس بالا بعنوان تقویت‌کننده اصلی در شکل (۴-۱) بکار رود، تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$a(s) = \frac{a_0}{1 + \frac{s}{s_a}} \qquad (۴-۸\text{الف})$$

است. تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته در حالت کلی به صورت:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{s_1}} \qquad (۴-۸\text{ب})$$

است که در آن

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 f}, \quad s_1 = (1 + a_0 f)\, s_a \qquad (۴-۸\text{ج})$$

می‌باشند. رابطه (۴-۸ج) نشان می‌دهد که مدار با فیدبک دارای فرکانس قطع ۳ dB بالای:

$$\omega_{Hf} = |s_1| = |s_a|\,(1 + a_0 f) \qquad (۴-۸\text{د})$$

است. این رابطه نشان می‌دهد متناسب با ضریب عدم حساسیت، پهنای باند تقویت‌کننده مدار بسته افزایش می‌یابد. علاوه‌بر آن می‌توان نشان داد چنانچه تقویت‌کننده دارای فرکانس قطع پایین ω_L و شامل یک قطب فرکانس پایین باشد، با اعمال فیدبک ω_L کاهش خواهد یافت. بررسی این مسئله بعنوان تمرین انتهای فصل به عهده دانشجویان واگذار می‌شود.

۴-۲-۴ تغییرات امپدانس ورودی و خروجی

از مهمترین مزایای فیدبک کنترل امپدانس ورودی و خروجی تقویت‌کننده است. بسته به نوع فیدبک انتخاب شده می‌توان امپدانس ورودی یا خروجی تقویت‌کننده را افزایش و یا کاهش داد و تقویت‌کننده را به سمت یک تقویت‌کننده ایده‌ال نزدیک نمود. در بخش‌های بعد روابط مربوط به امپدانس ورودی و خروجی برای هر یک از انواع فیدبک تعیین و تاثیر فیدبک بر این مشخصات مدار بدقت بررسی می‌شود.

۴-۲-۵ کاهش نویز و سیگنالهای اضافی

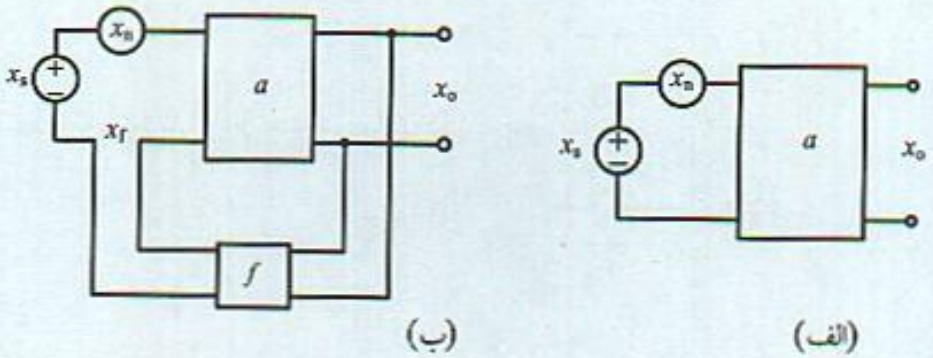
از مزایای مهم فیدبک کاهش نویز و سیگنالهای اضافی در بعضی از مدارهای فیدبک است. شکل (۴-۲ الف) تقویت‌کننده‌ای را نشان می‌دهد که در ورودی آن علاوه بر سیگنال ورودی، سیگنال اضافی نیز وجود دارد. واضح است که در این حالت سیگنال ورودی و نویز به یک میزان تقویت شده و در صورتی که تقویت‌کننده نویزی به مجموعه اضافه نکند نسبت سیگنال به نویز ورودی در ورودی و خروجی یکسان است.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \left(\frac{S}{N}\right)_i = \left(\frac{x_i}{x_a}\right)^2 \qquad (۴-۹)$$

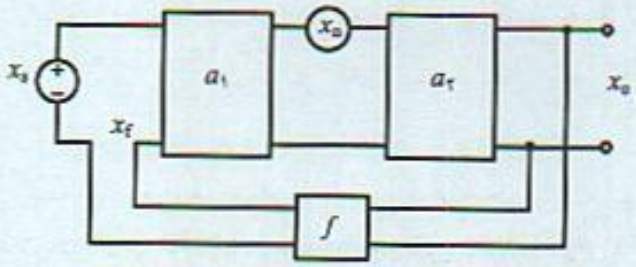
در وضعیت شکل (۴-۲ ب) نیز از تقویت‌کننده با بهره a در مدار فیدبک استفاده شده است، واضح است که سیگنال و نویز بطور یکسان در ورودی تقویت‌کننده با فیدبک واقع شده‌اند. در این حالت نیز نسبت سیگنال به نویز در ورودی و خروجی یکسان و رابطه (۴-۹) برقرار است.

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل ۴-۲ نویز در ورودی تقویت‌کننده : الف) بدون فیدبک ، ب) با فیدبک



شکل ۴-۳ نویز در تقویت کننده‌های فیدبک با ۲ طبقه و نویز در ورودی طبقه دوم

اما در وضعیت شکل (۴-۳) تقویت‌کننده اصلی شامل دو بخش با بهره‌های a_1 و a_2 است و نویز در ورودی تقویت‌کننده دوم واقع شده است. در این حالت می‌توان نشان داد سیگنال خروجی شامل دو بخش سیگنال اصلی و نویز با رابطه (۴-۱۰) است.

$$x_o = \frac{a_1 \times a_2}{1 + a_1 \times a_2} x_i + \frac{a_2}{1 + a_1 \times a_2} x_n \qquad (۴-۱۰)$$

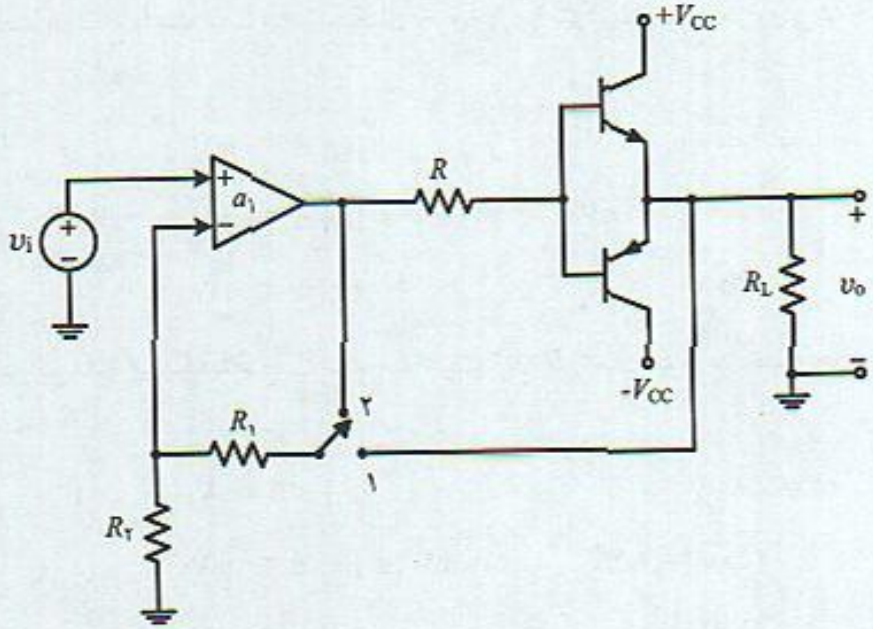
و نسبت سیگنال به نویز در خروجی:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = a_1 \frac{x_i}{x_o} = a_1 \left(\frac{S}{N}\right)_i \qquad (۴-۱۱)$$

خواهد بود که نشان می‌دهد در این شرایط نسبت سیگنال به نویز در خروجی به اندازه بهره تقویت‌کننده اول در مقایسه با حالتهای قبلی بهبود یافته است.

به عنوان مثال از کاربرد بحث فوق، در تقویت‌کننده‌های قدرت صوتی و در طبقه آخر آن مسئله نویز منبع تغذیه اهمیت خاصی دارد. در این موارد یک منبع تغذیه تثبیت شده با جریان بالا مورد نیاز است که مدار نسبتاً پیچیده و با توجه به توان بالا هزینه زیادی دارد. برای اینکه از مدار تثبیت‌کننده ولتاژ ساده‌تری استفاده شود، کاری که در عمل انجام می‌شود استفاده از یک منبع تغذیه ساده با هزینه کم (با استفاده از یکسوساز دیودی و خازن صافی) است که خروجی آن دارای مقداری تضاریس (ripple) می‌باشد. از آنجایی که تقویت‌کننده قدرت دارای یک پیش تقویت‌کننده هست با مدار مناسبی می‌توان بخشی از سیگنال خروجی تقویت‌کننده را به ورودی پیش تقویت‌کننده فیدبک نمود. در این صورت تضاریس موجود در منبع ولتاژ را می‌توان بعنوان نویزی در نظر گرفت که در بین دو مدار و مشابه شکل (۴-۳) به مدار اضافه می‌شود. استفاده

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۴ تقویت‌کننده قدرت کلاس B بدون بایاس و حذف اعوجاج عبور از صفر در خروجی با فیدبک

از فیدبک سبب می‌شود تاثیر این نویز در خروجی به اندازه قابل ملاحظه‌ای کم شود.

مثال مهم دیگری که در این رابطه می‌توان در نظر گرفت، یک تقویت‌کننده کلاس B بدون بایاس است که در شکل (۴-۴) نشان داده شده است. در شرایط معمول و بدون فیدبک ، سیگنال خروجی دارای **اعوجاج عبور از صفر** (cross over distotion) است. با استفاده از فیدبک در این مدار می‌توان به نحو موثری مقدار آنرا در خروجی کاهش داد. در شکل (۴-۴) اگر کلید S در وضعیت ۲ قرار داشته باشد فیدبکی از خروجی به ورودی در مدار وجود ندارد و خروجی دارای اعوجاج است. اما اگر کلید در وضعیت ۱ قرار گیرد، بخشی از سیگنال خروجی که همراه با اعوجاج است به ورودی بازگردانده می‌شود. این اعوجاج را می‌توان به عنوان نویزی در نظر گرفت که همانند شکل (۴-۳) بین دو جزء مدار اضافه شده است. در نتیجه با توجه به رابطه (۴-۱۱) استفاده از فیدبک اثر اعوجاج در خروجی راکاهش می‌دهد. واضح است که هر چه بهره طبقه تغذیه کننده، طبقه اول ، بیشتر باشد، میزان اعوجاج خروجی کمتر خواهد بود. در مدار شکل (۴-۴) می‌توان با تنظیم مقاومتهای R_1 و R_2 ، مقدار فیدبک خروجی به ورودی راکنترل و مدار را برای کمترین اعوجاج خروجی تنظیم نمود.

۴-۲-۶ کاهش اعوجاج غیر خطی

نکاتی که تا این بخش در خصوصیات فیدبک در تقویت‌کننده‌ها مطرح شد بر مبنای این فرض است که مشخصه خروجی به ورودی تقویت‌کننده اصلی خطی است. اما عناصر فعال دارای مشخصه غیر خطی هستند. در دامنه‌های کم رابطه ورودی و خروجی یک مشخصه خطی است و با افزایش دامنه مقدار بهره کاهش می‌یابد. با استفاده از فیدبک می‌توان تا حدودی آثار غیر خطی راکم نمود.

بعنوان مثال شکل (۴-۵) مشخصه غیر خطی تقویت‌کننده‌ای را نشان می‌دهد که در سیگنالهای کوچک (تا دامنه ۱۰ mV) دارای بهره ۱۰۰۰ و در دامنه‌های بزرگتر دارای بهره ۵۰۰است. هم‌چنین در دامنه‌های خیلی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بزرگ شرایط قطع و اشباع باعث ثابت شدن سیگنال خروجی می‌شود. مشخصه خروجی بر حسب ورودی بصورت:

$$v_o = ۱۰۰۰\, v_i \qquad |v_i| \le ۱۰\ \text{mV}$$

$$۵۰۰\, v_i + ۱۰\ \text{V} \qquad ۱۰\ \text{mV} \le |v_i| \le ۳۰\ \text{mV}$$

$$۲۵\ \text{V} \qquad |v_i| \ge ۳۰\ \text{mV}$$

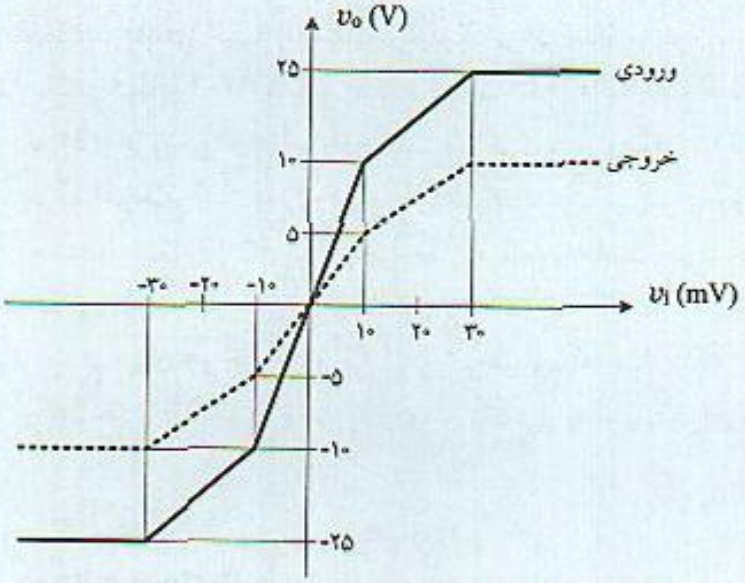
است. چنانچه به این مدار فیدبک با ضریب عدم حساسیت $D = ۲$ اعمال شود، مشخصه خروجی بر حسب ورودی بصورت:

$$v_o = ۵۰۰ v_i \qquad |v_i| \le ۱۰\ \text{mV}$$

$$۲۵۰\, v_i + ۲٫۵\ \text{V} \qquad ۱۰\ \text{mV} \le |v_i| \le ۳۰\ \text{mV}$$

$$۱۰\ \text{V} \qquad |v_i| \ge ۳۰\ \text{mV}$$

ملاحظه می‌شود با اضافه شدن فیدبک، شیب مشخصه انتقال دو ناحیه بهم نزدیک شده شرایط غیر خطی تقویت‌کننده کمتر می‌شود. مشخصه انتقال در شکل (۴-۵) ترسیم شده است. البته این امر به قیمت کاهش بهره انجام پذیرفته است. باید در نظر داشت استفاده از فیدبک در شرایط قطع و اشباع مدار تاثیری ندارد.



شکل ۴-۵ کاهش آثار غیر خطی تقویت‌کننده‌ها با استفاده از فیدبک

۴-۳ انواع تقویت‌کننده‌ها و فیدبک

تقویت‌کننده‌ها از جهات مختلف، به انواع متفاوتی دسته بندی می‌شوند. یک نوع از این تقسیم بندی بر اساس نوع کمیت ورودی (ولتاژ یا جریان) و نوع سیگنال خروجی (ولتاژ و یا جریان) است. بر این اساس تقویت‌کننده‌ها به چهار دسته تقسیم می‌شوند که در هر یک فیدبک خاصی را می‌توان بکار برد.

POWEREN.IR

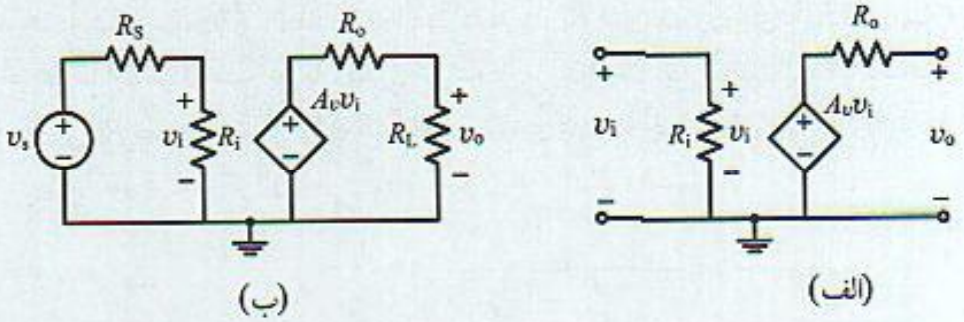
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۳-۱ تقویت‌کننده ولتاژ

در تقویت‌کننده‌های ولتاژ سیگنال ورودی و خروجی ولتاژ است. شکل (۴-۶) مدار معادل این نوع تقویت‌کننده‌ها را نشان می‌دهد که در آن مدار معادل تونن (Thevenin) در خروجی بکار رفته است. در مدار معادل، R_i مقاومت ورودی ، R_o مقاومت خروجی و منبع وابسته منبع کنترل شونده با ولتاژ است. چنانچه منبعی با مقاومت R_S این تقویت‌کننده را تغذیه کند و در خروجی مقاومت بار R_L قرار داشته باشد، بهره ولتاژ کل مدار با در نظر گرفتن اثر بارگذاری بار و منبع رابطه (۴-۱۲) خواهد بود.

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_L}{R_L + R_o}\frac{R_i}{R_i + R_S}A_v \qquad (۴-۱۲)$$

در رابطه (۴-۱۲) A_v بهره ولتاژ داخلی تقویت‌کننده است. در یک تقویت‌کننده ولتاژ ایده‌ال مقاومت ورودی بسیار بزرگ (بینهایت) و مقاومت خروجی بسیار کم (تقریبا صفر) است. در این شرایط بهره کل با بهره داخلی مساوی و اثر بارگذاری مقاومت‌های بار و منبع قابل صرفنظر می‌باشد. علاوه‌بر آن چنانچه در مداری بتوان تقریبهای $R_L \gg R_o$ و $R_S \ll R_i$ را بکار برد در این صورت می‌توان تقریب $A_V \approx A_v$ را با خطای کم و قابل قبولی بکار برد.



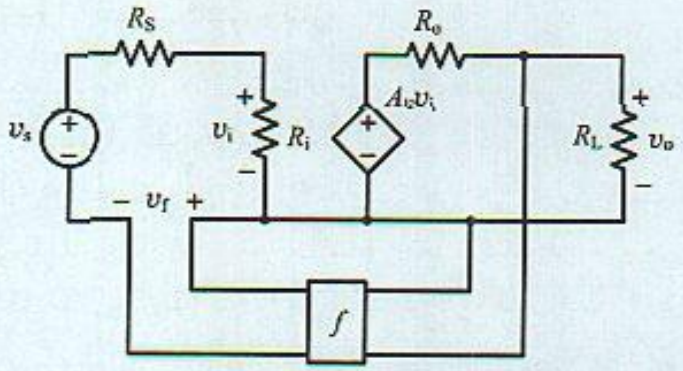
شکل ۴-۶ الف) مدار معادل تقویت‌کننده ولتاژ، ب) تقویت‌کننده ولتاژ با منبعی با مقاومت R_S و مقاومت بار R_L

از آنجایی که در این نوع تقویت‌کننده خروجی ولتاژ است، مدار فیدبکی که به این تقویت‌کننده وصل می‌شود لازم است از ولتاژ خروجی نمونه برداری کند. هم‌چنین چون منبع ورودی بصورت ولتاژ است لازم است سیگنال فیدبک شده در ورودی بصورت ولتاژ باشد تا بصورت سری از منبع ورودی کم شود. به این علت فیدبکی که به این تقویت‌کننده می‌توان اعمال کرد **فیدبک ولتاژ- سری** نامیده می‌شود. شکل (۴-۷) این نوع فیدبک را در تقویت‌کننده ولتاژ نشان می‌دهد. از جهت نوع اتصال لازم در ورودی و خروجی باید گفت برای بدست آوردن بخشی از خروجی بعنوان فیدبک، لازم است اتصال خروجی بصورت **موازی** باشد. علاوه‌بر آن برای کم شدن سیگنال فیدبک از سیگنال ورودی اتصال مورد نیاز در ورودی بصورت **سری** است. از این جهت این نوع فیدبک به نام **فیدبک موازی- سری** نامیده می‌شود.

این نوع فیدبک باعث تثبیت بهره ولتاژ مدار شده، امپدانس ورودی را افزایش و امپدانس خروجی را کاهش می‌دهد و مدار را به تقویت‌کننده ولتاژ ایده‌ال نزدیک می‌کند. توجه شود فرض کم شدن سیگنال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



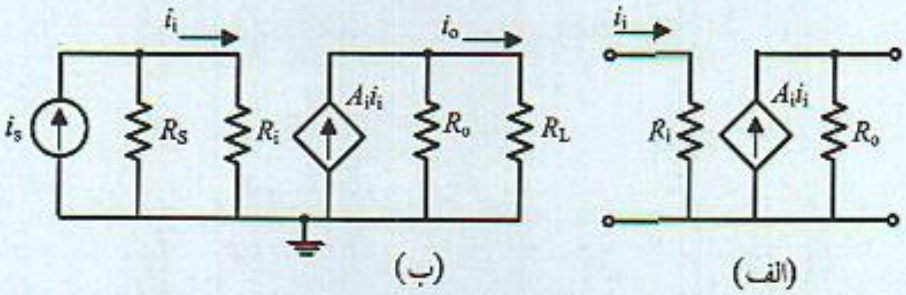
شکل ۴-۷ تقویت‌کننده ولتاژ با فیدبک ولتاژ سری

فیدبک از سیگنال ورودی به علت افت ولتاژ دو سر مقاومت منبع دقیق نیست. از این جهت در بررسی تقریبی مدارهای فیدبک، عموماً در ابتدا $R_S = 0$ در نظر گرفته شده و با در نظر گرفتن مدار معادل تقویت‌کننده، اثر بارگذاری مقاومت منبع منظور می‌شود.

۴-۳-۲ تقویت‌کننده جریان

در این نوع تقویت‌کننده‌ها سیگنالهای ورودی و خروجی، هر دو جریان هستند. مدار معادل این تقویت‌کننده‌ها در شکل (۴-۸) نشان داده شده است که در آن R_i مقاومت ورودی، R_o مقاومت خروجی و منبع خروجی در مدار معادل، منبع جریان کنترل شونده با جریان است. این تقویت‌کننده با یک منبع جریان با مقاومت خروجی R_s بصورت شکل (۴-۸ب) تغذیه شده و در خروجی به مقاومت بار R_L وصل می‌شود. بهره کل مدار با در نظر گرفتن اثر بارگذاری بار و منبع رابطه (۴-۱۳) است.

$$A_I = \frac{i_o}{i_s} = \frac{R_o}{R_L + R_o}\,\frac{R_s}{R_i + R_s}\,A_i \qquad (۴-۱۳)$$



شکل ۴-۸ الف) مدار معادل تقویت‌کننده جریان ، ب)تقویت‌کننده جریان با منبعی با مقاومت R_S و مقاومت بار R_L

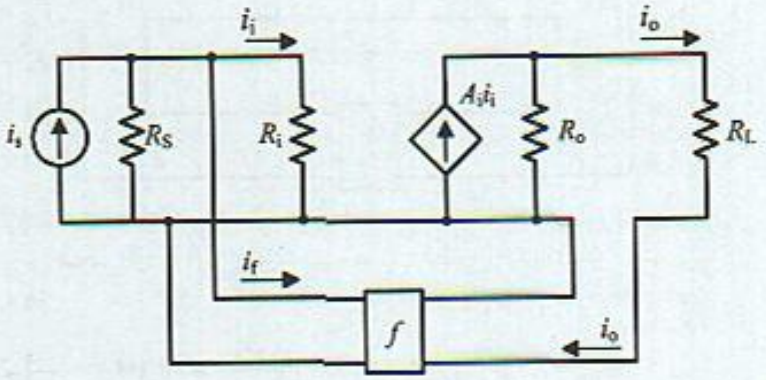
در رابطه (۴-۱۳) A_i بهره جریان داخلی تقویت‌کننده است. در تقویت‌کننده جریان ایده‌ال مقاومت ورودی بسیار کم (تقریبا صفر) و مقاومت خروجی بسیار زیاد (بی‌نهایت) است. چنانچه در این تقویت‌کننده‌ها بتوان تقریبهای $R_L \ll R_o$ و $R_S \gg R_i$ را در نظر گرفت در این صورت با تقریب قابل قبول می‌توان از اثر بارگذاری مقاومت بار و منبع صرفنظر و تقریب $A_I \approx A_i$ را بکار برد. این رابطه نشان می‌دهد بهره جریان کل

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تقویت‌کننده مساوی بهره جریان داخلی است.

مدار فیدبکی که به خروجی وصل می‌شود دارای اتصال **سری** است چون سیگنال خروجی مدار از نوع جریان است. هم‌چنین سیگنال فیدبک شده در ورودی باید بصورت جریان باشد تا از منبع ورودی با اتصال **موازی** کم شود. بر این اساس به این نوع فیدبک، **فیدبک جریان- موازی** و از جهت نوع اتصال خروجی و ورودی بنام **سری- موازی** نامیده می‌شود. این نوع فیدبک در شکل (۴-۹) نشان داده شده است.

فیدبک جریان موازی باعث تثبیت جریان شده، کاهش امپدانس ورودی و افزایش امپدانس خروجی را بهمراه دارد و تقویت‌کننده را به تقویت‌کننده جریان ایده‌ال نزدیک می‌نماید. توجه شود فرض کم شدن سیگنال فیدبک از سیگنال ورودی به علت جریان موجود در مقاومت منبع دقیق نمی‌باشد. از این جهت در بررسی این نوع مدارهای فیدبک عموماً $R_S = \infty$ در نظر گرفته می‌شود.

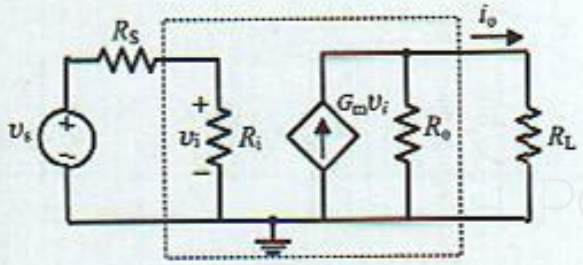


شکل ۴-۹ تقویت‌کننده جریان با فیدبک جریان - موازی

۴-۳-۳ تقویت‌کننده هدایت انتقالی

در این نوع تقویت‌کننده‌ها سیگنال خروجی از نوع جریان و ورودی ولتاژ است. ضریب بهره داخلی تقویت‌کننده بهره هدایت انتقالی و با G_m نشان داده می‌شود. شکل (۴-۱۰) مدار معادل این نوع تقویت‌کننده‌ها را نشان می‌دهد. بهره قابل تعریف در این مدار جریان خروجی به ولتاژ ورودی است که با در نظر گرفتن اثر بارگذاری بار و منبع بصورت رابطه (۴-۱۴) است. در یک تقویت‌کننده ایده‌ال هدایت انتقالی مقاومت ورودی و خروجی بسیار زیاد (بی‌نهایت) می‌باشد.

$$G_M = \frac{R_L}{R_L + R_o} \frac{R_i}{R_i + R_S} G_m \qquad (۱۴-۴)$$

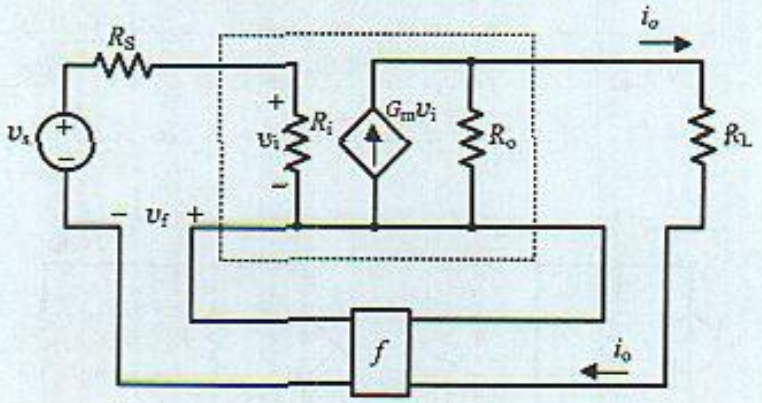


شکل ۴-۱۰ تقویت‌کننده هدایت انتقالی با مقاومت بار و منبع

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فیدبکی که در این نوع تقویت‌کننده‌ها می‌توان بکار برد **فیدبک جریان- سری** است که در آن مدار فیدبک از جریان خروجی نمونه برداری می‌کند و سیگنالی در ورودی بصورت ولتاژ بدست می‌آید که از منبع ولتاژ ورودی کم می‌شود. در نتیجه مدار فیدبک مبدل جریان به ولتاژ با واحد اهم (از جنس مقاومت) است. شکل (۴-۱۱) شمای کلی این نوع فیدبک را نشان می‌دهد. این نوع فیدبک باعث تثبیت بهره هدایت انتقالی، افزایش مقاومت ورودی و خروجی می‌شود. از جهت نوع اتصال **فیدبک سری- سری** نامیده می‌شود.



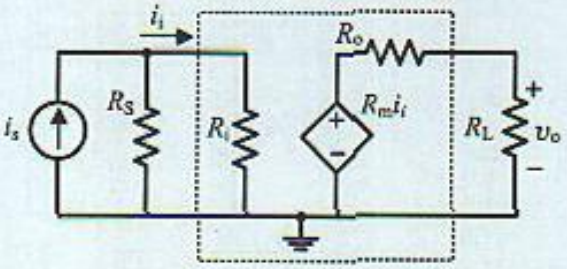
شکل ۴-۱۱ تقویت‌کننده هدایت انتقالی با فیدبک جریان سری

۴-۳-۴ تقویت‌کننده مقاومت انتقالی

شکل (۴-۱۲) یک تقویت‌کننده مقاومت انتقالی با بهره داخلی R_m را نشان می‌دهد که در آن سیگنال خروجی ولتاژ، ورودی جریان و مدار معادل منبع ورودی مدار معادل نورتن (Norton) است. بهره کل این تقویت‌کننده:

$$R_M = \frac{v_o}{i_s} = \frac{R_L}{R_L + R_o}\frac{R_S}{R_i + R_S}R_m \qquad (۴-۱۵)$$

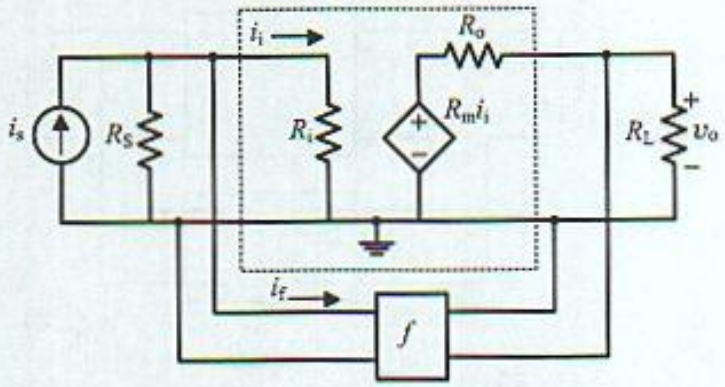
است. تقویت‌کننده‌ای از این نوع ایده‌ال است که دارای مقاومت ورودی و خروجی صفر باشد. در این حالت اثر بارگذاری قابل صرفنظر و بهره کل مدار مساوی بهره داخلی تقویت‌کننده می‌باشد. فیدبکی که در این نوع تقویت‌کننده‌ها می‌توان اعمال نمود **فیدبک ولتاژ- موازی** است که در شکل (۴-۱۳) نشان داده شده است. مدار فیدبک از ولتاژ خروجی نمونه برداری می‌کند و در ورودی سیگنالی فراهم می‌آورد که از منبع جریان ورودی کم می‌شود. بر اساس نوع اتصال ورودی و خروجی به این نوع **فیدبک موازی- موازی** نیز گفته می‌شود.



شکل ۴-۱۲ تقویت‌کننده مقاومت انتقالی با مقاومت انتقالی با مقاومت بار و منبع

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۱۳ تقویت‌کننده مقاومت انتقالی و فیدبک ولتاژ موازی

۴-۴ بررسی تقویت‌کننده‌های فیدبک ایده‌ال

در بخش‌های قبل مفهوم فیدبک منفی، محاسن فیدبک و هم‌چنین انواع مختلف آن مورد بحث و بررسی قرار گرفت. در این بخش تقویت‌کننده‌های فیدبک با فرض ایده‌ال بودن مدار فیدبک تحلیل، روابط مربوط به انواع مختلف فیدبک و هم‌چنین تاثیر آن بر امپدانس ورودی و خروجی مدار بررسی می‌شود.

۴-۴-۱ فیدبک ولتاژ سری

برای طرح یک تقویت‌کننده که در آن بهره ولتاژ مقدار تثبیت شده و مستقل از پارامترهای تقویت‌کننده اصلی باشد لازم است بخشی از ولتاژ خروجی را از طریق مدار فیدبک از منبع ولتاژ ورودی کم نمود. این تقویت‌کننده با در نظر گرفتن مدار ایده‌ال برای شبکه فیدبک، در شکل (۴-۱۴ الف) نشان داده شده است که در آن منبعی با $R_S = 0$ تقویت‌کننده را تغذیه می‌کند. در این مدار رابطه (۴-۱۶) را می‌توان نوشت.

$$v_o = a\,(v_s - v_f)\,, \quad v_f = f\,v_o \quad \Rightarrow \quad A = \frac{v_o}{v_s} = \frac{a}{1 + a\,f} \qquad (۴-۱۶)$$

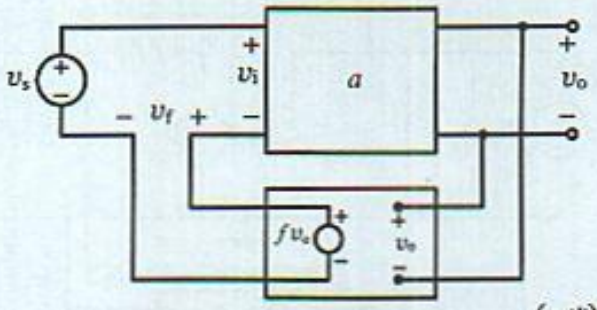
a بهره تقویت‌کننده اصلی و A بهره تقویت‌کننده مدار بسته است. چنانچه این تقویت‌کننده توسط منبعی با مقاومت R_S در شکل (۴-۱۴ ب) تغذیه شود، در این صورت بهره ولتاژ خروجی به ولتاژ v'_s تثبیت می‌شود. در این شرایط:

$$v'_s = \frac{R_i}{R_S + R_i}\,v_s \qquad (۴-۱۷)$$

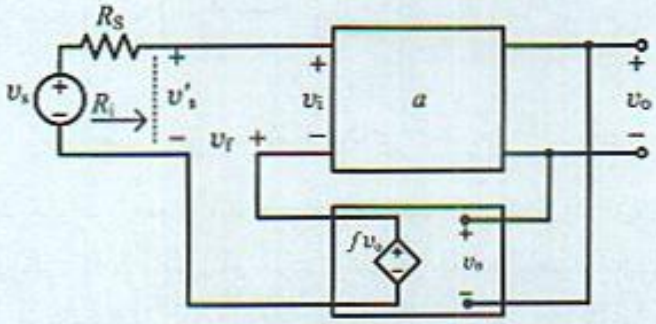
است. R_i مقاومت ورودی مدار در شکل (۴-۱۲ ب) است. رابطه (۴-۱۷) نشان می‌دهد ولتاژ v'_s به مقاومت منبع و مقاومت R_i بستگی دارد. بنابراین بهره ولتاژ کل مدار $\frac{v_o}{v_s}$ تثبیت نخواهد شد. باید در نظر داشت برای استفاده از مزیت فیدبک ولتاژ سری و برای تثبیت بهره ولتاژ، لازم است منبعی که تقویت‌کننده را تغذیه می‌کند دارای مقاومت بسیار کمتری در مقایسه با مقاومت ورودی تقویت‌کننده مدار بسته (بافیدبک) باشد. به این جهت عموماً در بررسی این نوع فیدبک شرایط ایده‌ال با فرض $R_S = 0$ در نظر گرفته شده و سپس اثر بارگذاری مقاومت منبع منظور می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



(الف)



(ب)

شکل ۴-۱۴ تقویت‌کننده با فیدبک ولتاژ سری و مدار ایده‌ال فیدبک: الف) مقاومت منبع صفر، ب) مقاومت منبع غیر صفر

شکل (۴-۱۵) تقویت‌کننده با فیدبک ولتاژ سری را نشان می‌دهد که در آن مدار معادل تقویت‌کننده اصلی با مشخصات مقاومت ورودی، مقاومت خروجی و بهره ولتاژ داخلی مشخص شده و به منبعی با مقاومت صفر متصل شده است. مدار فیدبک ایده‌ال با مقاومت سری صفر (در ورودی) و مقاومت موازی بی‌نهایت (در خروجی) می‌باشد. با توجه به رابطه (۴-۱۲) بهره ولتاژ کل تقویت‌کننده اصلی در این شرایط به علت بارگذاری مقاومت بار:

$$a = A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_v \qquad (۴-۱۸)$$

می‌باشد. و با استفاده از روابط موجود در مدار:

$$v_o = A_V\,(v_s - v_f)\,, \quad v_f = f\,v_o$$

به آسانی می‌توان نشان داد که بهره ولتاژ تقویت‌کننده مدار بسته A_{Vf} (با فیدبک) بر حسب بهره ولتاژ تقویت‌کننده اصلی A_V از رابطه (۴-۱۹) بدست می‌آید.

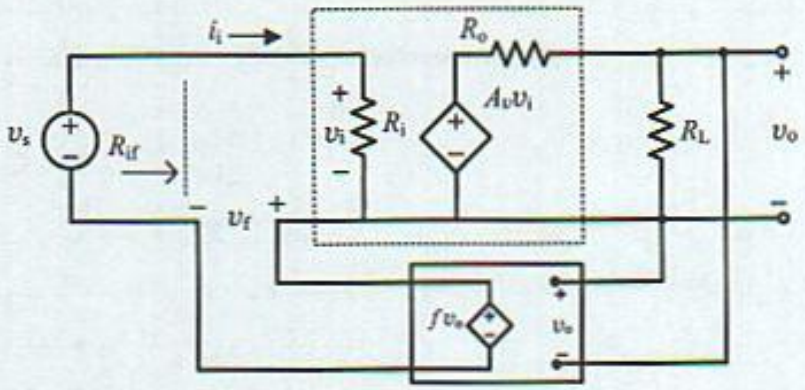
$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A_V}{1 + f A_V} \qquad (۴-۱۹)$$

برای بررسی اثر فیدبک منفی بر مقاومت ورودی تقویت‌کننده، مقاومت R_{if} که مقاومت ورودی تقویت‌کننده با فیدبک است و در شکل (۴-۱۵) نشان داد شده محاسبه می‌شود. این مقاومت نسبت ولتاژ منبع ورودی به جریان ورودی است. بنابراین:

$$R_{if} = \frac{v_s}{i_i} = \frac{v_i + f v_o}{i_i} = \frac{v_i + f A_V v_i}{i_i} = (1 + f A_V)\frac{v_i}{i_i} = R_i\,(1 + f A_V) \qquad (۴-۲۰)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۱۵ تقویت‌کننده ولتاژ با فیدبک ولتاژ سری تغذیه شده با منبعی با مقاومت صفر

است. رابطه (۴-۲۰) نشان می‌دهد فیدبک ولتاژ سری باعث افزایش مقاومت ورودی می‌شود. برای محاسبه مقاومت خروجی تقویت‌کننده پس از مقاومت بار R_L، ابتدا منبع ورودی را صفر نموده و منبع آزمایشی V_T را در خروجی قرار داده و نسبت ولتاژ V_T به جریان I_T در مدار شکل (۴-۱۶) محاسبه می‌شود. با توجه به روابط:

$$v_i + f v_o = 0 , \quad I_T = \frac{V_T A_V v_i}{R_o}$$

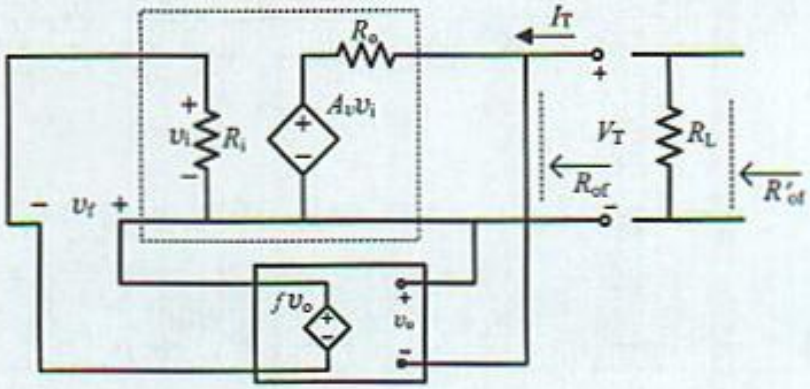
و مقاومت خروجی R_{of}:

$$R_{of} = \frac{V_T}{I_T} = \frac{R_o}{1 + f A_V} \qquad \text{(۴-۲۱ الف)}$$

رابطه (۴-۲۱ الف) نشان می‌دهد استفاده از این نوع فیدبک باعث کاهش مقاومت خروجی می‌شود. واضح است بعد از مقاومت بار، مقاومت خروجی کل:

$$R'_{of} = R_{of} \| R_L \qquad \text{(۴-۲۱ ب)}$$

است.



شکل ۴-۱۶ تقویت‌کننده ولتاژ با فیدبک ولتاژ سری و محاسبه مقاومت خروجی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

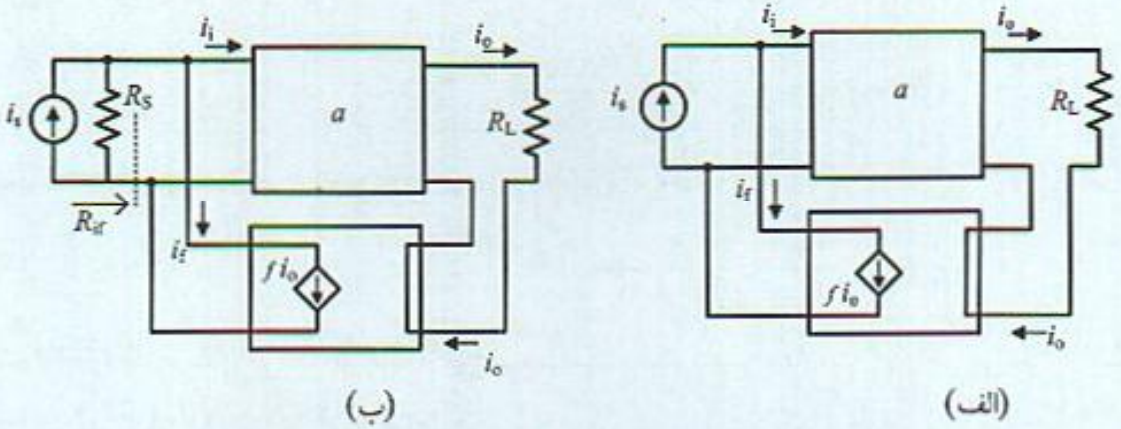
بطور خلاصه استفاده از فیدبک ولتاژ سری در تقویت‌کننده‌های ولتاژ باعث تثبیت بهره ولتاژ، افزایش مقاومت ورودی و کاهش مقاومت خروجی می‌شود.

۴-۴-۲ فیدبک جریان موازی

در این نوع فیدبک که بهره جریان تقویت‌کننده تثبیت می‌شود از جریان خروجی نمونه برداری شده و در ورودی نیز بصورت یک سیگنال جریان از منبع ورودی کم می‌شود. شکل (۴-۱۷) این نوع فیدبک را نشان می‌دهد. مشابه با فیدبک نوع قبل می‌توان گفت بهره جریان $\frac{i}{i'_s}$ در شکل (۴-۱۷ ب) تثبیت می‌شود اما با توجه به رابطه :

$$i'_s = \frac{R_s}{R_s + R_i} i_s \qquad (۴-۲۲)$$

بهره جریان کل تقویت‌کننده به علت وابستگی به مقاومت ورودی تثبیت نخواهد شد. اما چنانچه مقاومت منبع خیلی بزرگتر از مقاومت ورودی مدار باشد تقریب $i'_s \approx i_s$ مناسب و می‌توان گفت که بهره جریان کل تثبیت می‌شود. از این جهت از اثر بارگذاری مقاومت منبع در حالت ایده‌ال صرفنظر می‌شود.



شکل ۴-۱۷ تقویت‌کننده فیدبک جریان سری و شبکه‌ایده‌ال فیدبک: الف) مقاومت منبع بی‌نهایت، ب) مقاومت R_S

برای در نظر گرفتن اثر فیدبک بر مشخصات تقویت‌کننده مدار معادل کامل این نوع فیدبک را بصورت شکل (۴-۱۸) در نظر گرفت و روابط (۴-۲۳) را در مورد آن نوشت :

$$i_o = A_I \left(i_s - i_f\right), \qquad i_f = f\, i_o \qquad (۴-۲۳)$$

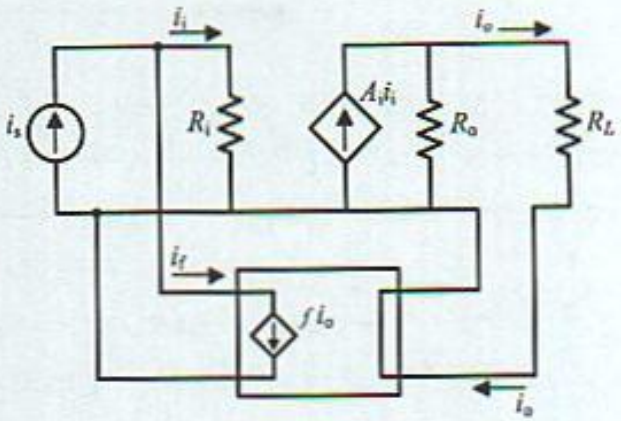
در رابطه (۴-۲۳) A_I از رابطه (۴-۱۳) و با فرض مقاومت منبع صفر تعریف شده است. با تعریف بهره جریان و مقاومت ورودی تقویت‌کننده مدار بسته، می‌توان نشان داد:

$$A = A_{If} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{i_o}{i_i + i_f} = \frac{A_I\, i_i}{i_i + f\, i_o} = \frac{A_I\, i_i}{i_i + f A_I\, i_i} = \frac{A_I}{1 + f A_I}$$

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_s} = \frac{v_i}{i_i + i_f} = \frac{v_i}{i_i + i_f} = \frac{v_i}{i_i + f\, i_o} = \frac{v_i}{(1 + f A_I)\, i_i} = \frac{R_i}{1 + f A_I} \qquad (۴-۲۴)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۱۸ تقویت‌کننده با فیدبک جریان موازی تغذیه شده با منبع جریانی با مقاومت بی‌نهایت

هم‌چنین به روش مشابه با فیدبک قبل، با صفر کردن منبع ورودی و قرار دادن یک منبع آزمایشی در خروجی می‌توان مقاومت خروجی تقویت‌کننده مدار بسته را بدست آورد. می‌توان نشان داد استفاده از فیدبک جریان موازی باعث افزایش مقاومت شده مقدار آن از رابطه (۴-۲۵) بدست می‌آید.

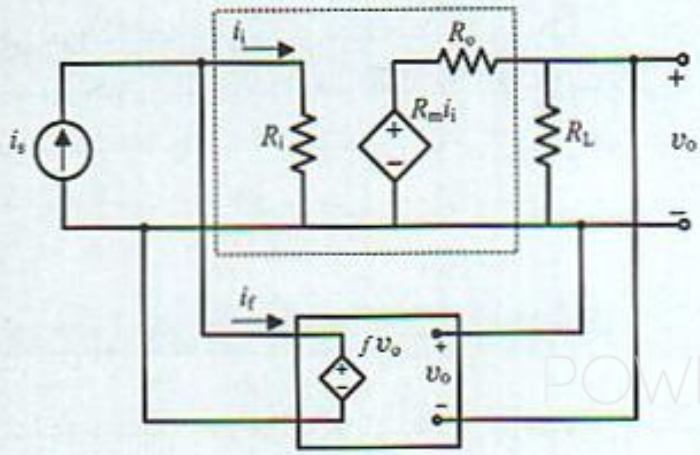
$$R_{of} = R_o\left(1 + f A_I\right) \qquad (۴-۲۵)$$

۴-۴-۳ فیدبک ولتاژ موازی

در فیدبک ولتاژ موازی بهره مقاومت انتقالی تقویت‌کننده تثبیت می‌شود. شکل (۴-۱۹) شمای کلی این تقویت‌کننده با فیدبک ایده‌ال که از طریق منبعی با مقاومت بی‌نهایت تغذیه می‌شود را نشان می‌دهد. تقویت‌کننده اصلی با بهره R_M با واحد اهم مشخص می‌شود. ضریب فیدبک با واحد هدایت (عکس اهم) می‌باشد. به روش مشابه فیدبکهای قبل می‌توان نشان داد مشخصات این تقویت‌کننده‌ها از روابط (۴-۲۶) بدست می‌آیند.

$$R_{Mf} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{R_M}{1 + f R_M}, \quad R_{if} = \frac{v_i}{i_s} = \frac{R_i}{1 + f R_M}, \quad R_{of} = \frac{R_o}{1 + f R_M} \qquad (۴-۲۶)$$

ملاحظه می‌شود استفاده از فیدبک ولتاژ در این نوع فیدبک مشابه ولتاژ سری باعث کاهش مقاومت خروجی می‌شود. هم‌چنین در این نوع فیدبک مشابه فیدبک جریان موازی مقاومت ورودی کاهش می‌یابد.



شکل ۴-۱۹ تقویت‌کننده با فیدبک ولتاژ موازی و مدار فیدبک ایده‌ال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۴-۴ فیدبک جریان سری

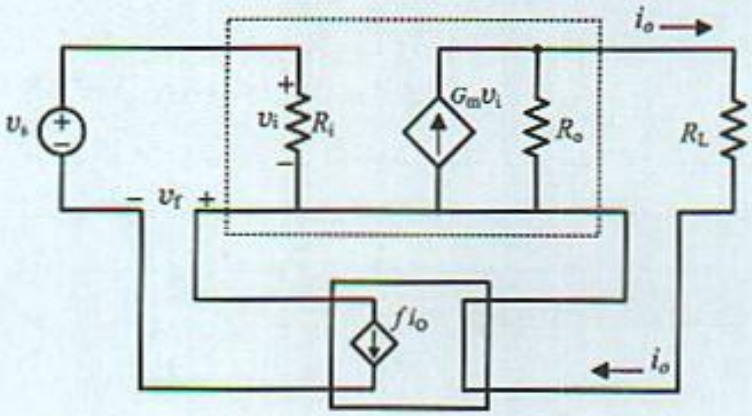
شکل (۴-۲۰) تقویت‌کننده با فیدبک جریان سری را نشان می‌دهد. در این نوع مدارها از جریان خروجی نمونه‌برداری شده و در مدار فیدبک ولتاژی بدست می‌آید که از منبع ورودی کم می‌شود. مدار معادلی که برای تقویت‌کننده اصلی بکار می‌رود تقویت‌کننده هدایت انتقالی با واحد مهو mho (عکس مقاومت) است. هم‌چنین ضریب مدار فیدبک با واحد اهم می‌باشد.

بهره کل تقویت‌کننده مدار بسته، جریان خروجی به ولتاژ ورودی است که مشابه سایر انواع فیدبک با ضریب عدم حساسیت کاهش می‌یابد. در این نوع فیدبک بهره مدار و سایر مشخصات:

$$G_{Mf} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{G_M}{1 + f G_M}$$

$$R_{if} = R_i \left(1 + f G_M\right), \quad R_{of} = R_o \left(1 + f G_M\right) \tag{۴-۲۷}$$

می‌باشد.



شکل ۴-۲۰ تقویت‌کننده با فیدبک جریان سری و شبکه فیدبک ایده‌ال

۴-۵ بررسی دقیق تقویت‌کننده‌های فیدبک و اثر بارگذاری مدار فیدبک

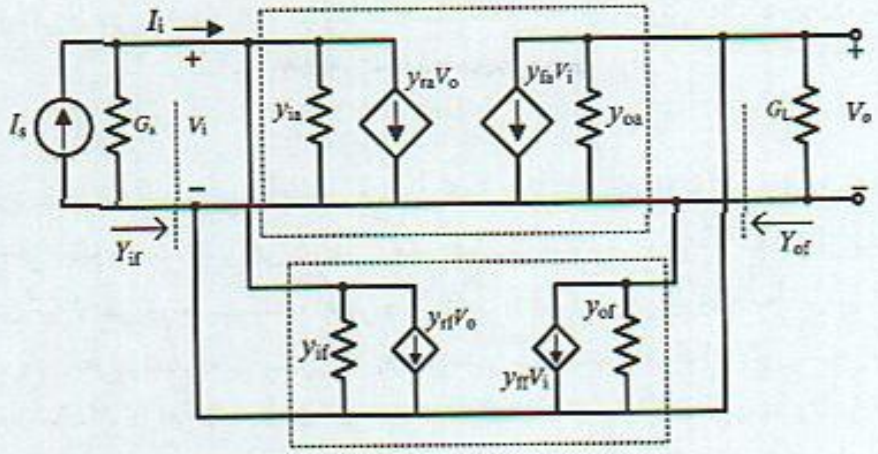
در بحث‌های انجام شده تاکنون مدار فیدبک ایده‌ال و اثر بارگذاری آن بر تقویت‌کننده اصلی صرفنظر شده است. اما در عمل مدار فیدبک از عناصر غیر فعال ساخته می‌شود و ممکن است امپدانس قابل ملاحظه‌ای بطور سری یا موازی در ورودی و خروجی تقویت‌کننده اصلی داشته باشد. برای بررسی دقیق مدارهای با فیدبک و در نظر گرفتن اثر بارگذاری شبکه فیدبک، این تقویت‌کننده‌ها را بصورت کلی در نظر گرفته و روابط دقیق مداری در مورد آنها نوشته می‌شود. بر اساس چند تقریب قابل قبول می‌توان این معادلات را ساده و روش تقریبی برای حل شبکه‌های فیدبک بدست آورد. این بررسی ابتدا برای ساده‌ترین نوع فیدبک، فیدبک ولتاژ موازی ارائه می‌شود.

۴-۵-۱ بررسی دقیق فیدبک ولتاژ-موازی

شکل (۴-۲۱) مدار معادل کامل تقویت‌کننده‌ای با فیدبک ولتاژ موازی و با استفاده از پارامترهای ادمیتانس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۱ مدار معادل تقویت‌کننده با فیدبک ولتاژ موازی با استفاده از پارامترهای y

اتصال کوتاه را نشان می‌دهد. در این مدار مشخصات تقویت‌کننده y_{ia} ، y_{ra} ، y_{fa} و y_{oa} و پارامترهای شبکه فیدبک نیز y_{if} ، y_{rf} ، y_{ff} ، y_{of} پارامترهای ادمیتانس y در نظر گرفته می‌شوند. باید در نظر داشت که در خروجی مدار تمام عناصر در یک گره مشترک هستند. علاوه‌بر آن سیگنال ورودی جریان و کلیه عناصر ورودی نیز در یک گره مشترک می‌باشند. در این شرایط پارامترهای ادمیتانس ساده‌ترین معادلات برای بیان روابط دقیق مدار را معرفی می‌کنند.

در تقویت‌کننده شکل (۴-۲۱) معادلات جریان گره (KCL)، در گره‌های ورودی و خروجی بصورت :

$$(G_S + y_{ia} + y_{if})\, V_i + (y_{ra} + y_{rf})\, V_o = I_s$$

$$(y_{fa} + y_{ff})\, V_i + (G_L + y_{oa} + y_{of})\, V_o = 0$$

می‌باشند. با حل دستگاه معادلات و محاسبه بهره مقاومت انتقالی کل، این بهره از رابطه (۴-۲۸ الف) بدست می‌آید.

$$\frac{V_o}{I_s} = -\frac{y_{fa} + y_{ff}}{Y_i\, Y_o\, (y_{fa} + y_{ff})\, (y_{ra} + y_{rf})} \qquad \text{(۴-۲۸ الف)}$$

که در آن:

$$Y_i = G_S + y_{ia} + y_{if}\,, \quad Y_o = G_L + y_{oa} + y_{of} \qquad \text{(۴-۲۸ ب)}$$

رابطه (۴-۲۸ الف) را می‌توان بصورت رابطه (۴-۲۹) مرتب کرد.

$$\frac{V_o}{I_s} = -\frac{-\dfrac{y_{fa} + y_{ff}}{Y_i\, Y_o}}{1 + (y_{ra} + y_{rf})\left(-\dfrac{y_{fa} + y_{ff}}{Y_i\, Y_o}\right)} \qquad \text{(۴-۲۹)}$$

مقایسه رابطه (۴-۲۹) با رابطه کلی فیدبک در (۴-۲) نشان می‌دهد با فرض روابط (۴-۳۰) برای

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تقویت‌کننده اصلی و ضریب مدار فیدبک، تقویت‌کننده شکل (۴-۲۱) دارای فیدبک جریان موازی است.

$$a = -\frac{y_{fa} + y_{ff}}{Y_i\, Y_o}, \qquad f = y_{ra} + y_{rf} \tag{۳۰-۴}$$

در عبارت بهره تقویت‌کننده اصلی a پارامترهای شبکه فیدبک دخالت دارند. به عبارت دیگر بخشی از سیگنال خروجی ، تقویت شده ورودی از طریق مدار فیدبک است. علاوه‌بر آن بخشی از سیگنال فیدبک شده به ورودی نیز از طریق تقویت‌کننده اصلی و پارامتر y_{ra} صورت می‌گیرد. با سه تقریب اساسی و قابل قبول می‌توان به روابطی رسید که بر مبنای آنها بررسی مدار ساده شده و می‌توان از روابط مربوطه به فیدبک در حالت ایده‌ال استفاده کرد و مشخصات تقویت‌کننده را بدست آورد. این فرضها عبارتند از :

- تقویت سیگنال از ورودی به خروجی تنها از طریق تقویت‌کننده اصلی انجام می‌شود. مدار فیدبک در مسیر مستقیم نقشی در تقویت سیگنال ورودی ندارد. این فرض به معنی آن است که پارامتر بهره تقویت‌کننده اصلی خیلی بزرگتر از بهره مدار فیدبک در جهت مستقیم است. به عبارت دیگر:

$$|y_{fa}| \gg |y_{ff}| \quad \Rightarrow \quad a \approx -\frac{y_{fa}}{(G_S + y_{ia} + y_{if})\,(G_L + y_{oa} + y_{of})} \tag{۳۱-۴}$$

- فیدبک موجود در تقویت‌کننده فقط از طریق مدار فیدبک اعمال می‌شود و فیدبک داخلی تقویت‌کننده در مقایسه با شبکه فیدبک کم و قابل صرفنظر است. به عبارت دیگر :

$$|y_{rf}| \gg |y_{ra}| \quad \Rightarrow \quad f \approx y_{rf} \tag{۳۲-۴}$$

- با توجه به فرض دوم که مقدار سیگنال فیدبک شده در ورودی از طریق تقویت‌کننده در مقایسه با مدار فیدبک خیلی کمتر می‌باشد، بنابراین اثر سیگنال خروجی در محل ورودی (از مسیر تقویت‌کننده) کمتر از سیگنال ورودی می‌باشد. بنابراین :

$$|y_{fa} y_{ra} Y_o V_i| \ll |Y_i\, V_i| \ll Y_i\, Y_o \tag{۳۳-۴}$$

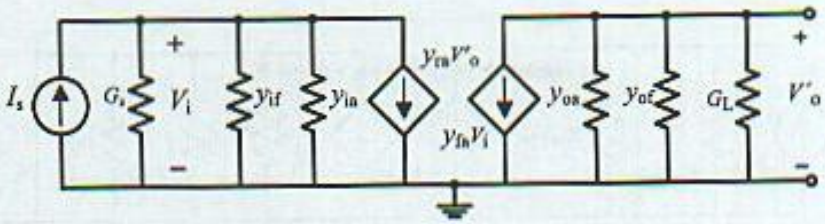
به عبارت دیگر می‌توان گفت با تقریب نسبتاً خوب تقویت‌کننده **یک طرفه** (unilateral) است به این معنی که تغییرات امپدانس بار (منبع) تاثیری بر امپدانس ورودی (خروجی) ندارد. با توجه به این فرض‌ها از روابط (۴-۳۱) و (۴-۳۲) می‌توان دید که در عبارت a فقط پارامترهای ادمیتانس ورودی و خروجی شبکه فیدبک y_{if} و y_{of} (اثر بارگذاری شبکه فیدبک) دخالت می‌کنند. هم‌چنین ضریب مدار فیدبک f فقط به مدار فیدبک بستگی داشته و مستقل از تقویت‌کننده اصلی است.

برای اینکه روش ساده و عملی برای محاسبات تقویت‌کننده به روش فیدبک بدست آید مداری را که از صفر قرار دادن y_{ff} و y_{rf} در شکل (۴-۲۱) بدست می‌آید و در شکل (۴-۲۲) نشان داده شده است در نظر بگیرید. خروجی این مدار با v'_o نشان داده شده است. این مدار دارای انتقال با رابطه (۴-۳۴) است.

$$\frac{V'_o}{I_s} = -\frac{y_{fa}}{(G_S + y_{ia} + y_{if})\,(G_L + y_{oa} + y_{of})} \tag{۳۴-۴}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



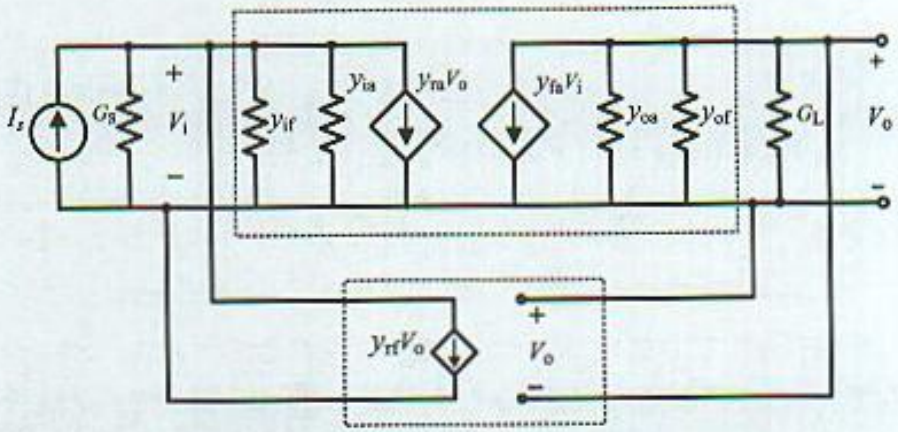
شکل ۴-۲۲ مدار معادل تقویت‌کننده شکل ۴-۲۱ با حذف مدار فیدبک و اضافه شدن اثر بارگذاری آن در ورودی و خروجی

رابطه (۴-۳۵) نشان می‌دهد مدار معادل **تقویت‌کننده اصلی** و یا **تقویت‌کننده بدون فیدبک** (تقویت‌کننده با فیدبک صفر) با قرار دادن ادمیتانس ورودی مدار فیدبک y_{if} در ورودی تقویت‌کننده و قرار دادن ادمیتانس خروجی مدار فیدبک y_{of} در خروجی تقویت‌کننده بدست می‌آید. به این ترتیب اثر بارگذاری شبکه فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی اضافه می‌شود.

با اضافه شدن اثر مدار فیدبک در شکل (۴-۲۲) مدار شکل (۴-۲۳) بدست می‌آید که مشابه تقویت‌کننده شکل (۴-۱۹) است که در آن شبکه فیدبک ایده‌ال است. بنابراین از روابط بخش (۴-۳) می‌توان استفاده کرد و مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته (با فیدبک) را با استفاده از مشخصات تقویت‌کننده اصلی (مدار بدون فیدبک) بدست آورد.

از پارامترهای مهم تقویت‌کننده‌های فیدبک ضریب عدم حساسیت $1 + af$ است که می‌توان برای مقادیر بزرگ af ، تقریب $D \approx af$ را بکار برد. توجه شود که در فیدبک منفی برای تثبیت مشخصات تقویت‌کننده لازم است $D \gg 1$ باشد. بنابراین با توجه به اینکه D کمیتی بدون واحد است، لازم است اولا واحدهای بکار رفته برای a و f عکس هم بوده و ثانیا هر دو مثبت و یا هر دو منفی باشند. ضریب عدم حساسیت را می‌توان با استفاده از رابطه (۴-۳۵) محاسبه نمود.

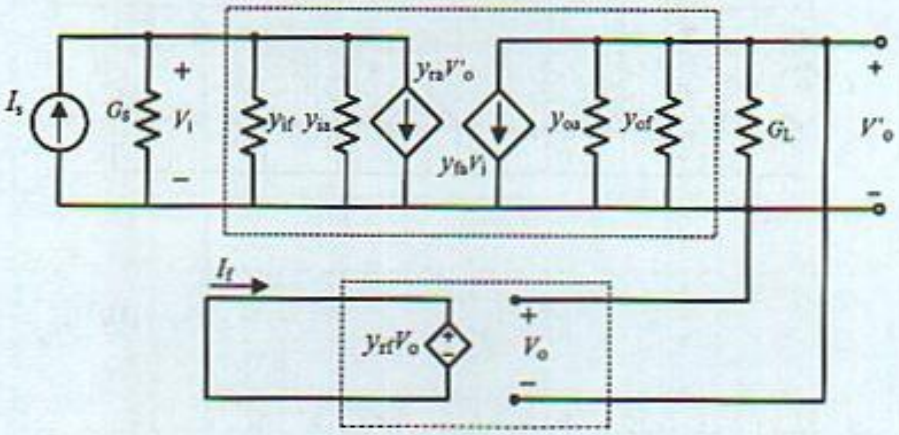
$$D = af = \frac{V'_o}{I_s}\frac{I_f}{V'_o} \Rightarrow D = \frac{I_f}{I_s} = \frac{y_{ra}\,y_{fa}}{(G_S + y_{ia} + y_{if})\,(G_L + y_{oa} + y_{of})} \qquad (۴-۳۵)$$



شکل ۴-۲۳ مدار معادل تقویت‌کننده شکل (۴-۲۱) با در نظر گرفتن اثر بارگذاری مدار فیدبک در ورودی و خروجی و شبکه فیدبک ایده‌ال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۴ مدار معادل تقویت‌کننده شکل ۴-۲۱ با در نظر گرفتن اثر بارگذاری مدار فیدبک در ورودی و خروجی تقویت‌کننده اصلی و شبکه فیدبک ایده‌ال

مفید است مدار معادلی ساده برای بدست آوردن تابع انتقال فوق مشخص کرد. شکل (۴-۲۴) مداری را نشان می‌دهد که دارای تابع انتقال با رابطه (۴-۳۵) است که در آن اثر بارگذاری شبکه فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی در نظر گرفته شده و مدار فیدبک ایده‌ال است. در این مدار تقویت‌کننده اصلی و شبکه فیدبک به صورت سری قرار گرفته‌اند و تابع انتقال آن حاصل‌ضرب بهره تقویت‌کننده اصلی a و ضریب مدار فیدبک f است. از این جهت **بهره حلقه** نامیده شده و از مشخصات مهم تقویت‌کننده‌های فیدبک است.

برای در نظر گرفتن اثر فیدبک بر ادمیتانس ورودی و بعد از مقاومت منبع، از شکل (۴-۲۱) نسبت جریان به ولتاژ ورودی تقویت‌کننده را می‌توان محاسبه کرد:

$$I_i = (y_{ia} + y_{if})\, V_i + y_{rf}\, V_o\,, \qquad V_o = \frac{y_{fa}}{G_L + y_{oa} + y_{of}}\, V_i$$

با توجه به روابط فوق عبارت ادمیتانس ورودی:

$$Y_{in} = \frac{I_i}{V_i} = (y_{ia} + y_{if})\, \frac{y_{ra}\, y_{fa}}{G_L + y_{oa} + y_{of}} \qquad (۴-۳۶)$$

با توجه به رابطه بهره حلقه از (۴-۳۵):

$$Y_{in} = (y_{ia} + y_{if})\, (۱ + af) \qquad (۴-۳۷)$$

بنابراین ادمیتانس ورودی تقویت‌کننده با فیدبک $۱ + af$ برابر حالتی است که مدار دارای فیدبک نباشد. در نوشتن رابطه (۴-۳۷) و استفاده از (۴-۳۵) مقدار $G_S = ۰$ منظور شده است و این به علت آن است که ادمیتانس ورودی پس از مقاومت منبع مورد نیاز بوده است. برای محاسبه ادمیتانس خروجی از یک منبع آزمایشی در خروجی استفاده می‌شود. به روش مشابه می‌توان نشان داد که ادمیتانس خروجی پس از مقاومت بار G_L که در شکل (۴-۲۴) نشان داده شده است:

$$Y_o = (y_{oa} + y_{of})\, (۱ + af) \qquad (۴-۳۸)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

که نشان می‌دهد ادمیتانس خروجی نیز با ضریب عدم حساسیت افزایش یافته است. با توجه به بحث فوق، در مورد حل مدارها با فیدبک ولتاژ موازی لازم است مراحل زیر را بکار برد:

الف) تعیین تقویت‌کننده اصلی (بدون فیدبک) برای این کار لازم است ابتدا ولتاژ خروجی را صفر، **خروجی اتصال کوتاه**، و به ورودی مدار نگاه کرد. تمام عناصری از شبکه فیدبک که در مدار باقی می‌مانند را در ورودی تقویت‌کننده قرار داد. در این صورت فیدبک خروجی به ورودی از طریق فیدبک ($y_{rf} V_o$) صفر شده و اثر بارگذاری مدار فیدبک در ورودی اضافه می‌شود. در مرحله دوم ورودی تقویت‌کننده را **اتصال کوتاه** نموده تا ارتباط بین ورودی و خروجی از طریق شبکه فیدبک حذف شود. عناصر باقی مانده در مدار (از مدار فیدبک) بعنوان اثر بارگذاری شبکه فیدبک در خروجی تقویت‌کننده اصلی قرار داده می‌شود.

ب) مشخص کردن ضریب مدار فیدبک و مدار معادل شبکه فیدبک در مرحله دوم از بخش (الف) که ورودی تقویت‌کننده اتصال کوتاه شده است، مدار معادل شبکه فیدبک بدست می‌آید که ولتاژ خروجی در یک سمت آن قرار دارد. از این مدار ضریب فیدبک تعیین می‌شود.

ساده‌ترین مداری که این نوع فیدبک را می‌توان بکار برد تقویت‌کننده یک طبقه امیتر مشترکی است که بین کلکتور و بیس مقاومتی قرار داده شود. بررسی کامل این تقویت‌کننده در مثال (۴-۲) انجام می‌شود.

مثال ۴-۲

در تقویت‌کننده شکل (۴-۲۵) که از مدار بایاس صرفنظر شده است و با مشخصات داده شده:

الف) به روش فیدبک مدار را حل بهره مقاومت انتقالی، مقاومت خروجی و ورودی آنرا محاسبه کنید.

ب) مدار را با استفاده از معادلات دقیق حل نموده و مشخصات آنرا با فرض (الف) مقایسه کنید

ج) مدار را با نرم‌افزار spice بررسی و نتایج آنرا با فرض (الف) مقایسه کنید.

د) مدار معادل مناسبی برای تقویت‌کننده مشخص نمایید.

$$r_x = ۵۰\ \Omega, \beta_o = ۱۰۰, I_{CQ} = ۲٫۵\ \text{mA}, V_T = ۲۵\ \text{mV}, R_F = ۲۰\ \text{k}\Omega, R_L = ۲٫۲\ \text{k}\Omega$$

سایر مشخصات مورد نیاز در محاسبات:

$$g_{mQ} = \frac{I_{CQ}}{V_T} = ۰٫۱\ \Omega^{-۱} = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱}, r_\pi = ۱\ \text{k}\Omega$$

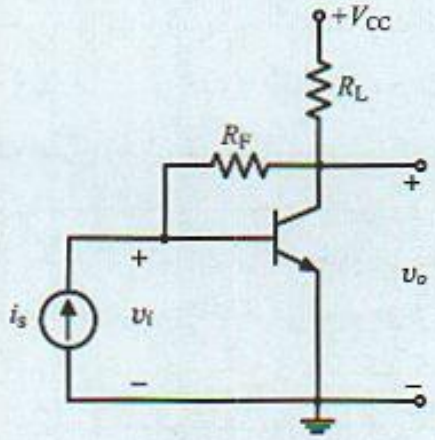
می‌باشند.

الف) حل به روش فیدبک با توجه به اینکه بهره تقویت‌کننده منفی است بنابراین ولتاژ خروجی با ورودی °۱۸۰ اختلاف فاز دارد. بنابراین در مقاومت R_F، که ارتباطی بین ورودی و خروجی برقرار نموده است، جریانی متناسب با ولتاژ خروجی از آن می‌گذرد. این جریان از منبع ورودی کم شده و تفاضل این دو جریان به بیس ترانزیستور اعمال می‌شود. لذا اولا مدار دارای فیدبک است و ثانیا فیدبک آن از نوع ولتاژ موازی است.

مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک در شکل (۴-۲۶) نشان داده است که با اتصال کوتاه در ورودی و خروجی بدست می‌آید. اثر بارگذاری شبکه فیدبک مقاومت R_F در خروجی و ورودی اضافه شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۵ تقویت‌کننده یک طبقه امیتر مشترک با فیدبک ولتاژ موازی

است. توابع انتقال مورد نظر در این مدار بهره مقاومت انتقالی برای تقویت‌کننده اصلی و ضریب مدار فیدبک با واحد مهو می‌باشد. مقدار ضریب فیدبک با استفاده از مدار معادل :

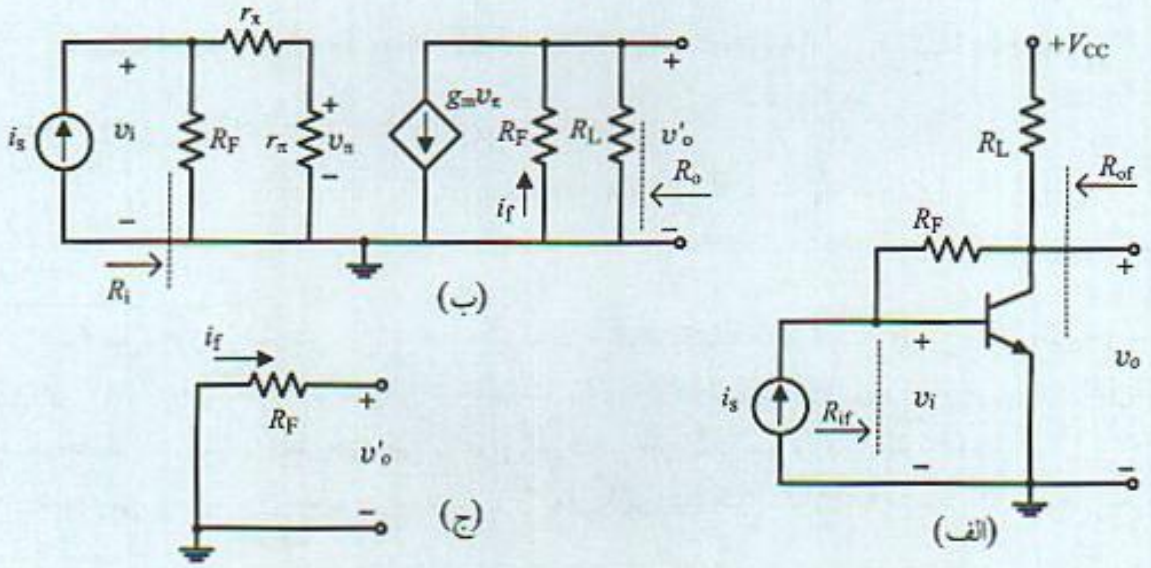
$$f = \frac{i_f}{v'_o} = -\frac{1}{R_F} = -G_F = -0{,}05\ \mathrm{m\Omega^{-1}}$$

بهره مقاومت انتقالی تقویت‌کننده با استفاده از مدار معادل تقویت‌کننده اصلی :

$$R_M = \frac{v'_o}{i_s} = -\frac{g_m v_\pi (R_F \| R_L)}{i_s}, \quad v_\pi = r_\pi i_b = r_\pi \frac{R_F}{R_F + r_x + r_\pi} i_s$$

و بنابراین مقدار بهره مقاومت انتقالی :

$$R_M = -\beta (R_F \| R_L) \frac{R_F}{R_F + r_x + r_\pi} = -188{,}31\ \mathrm{k\Omega}$$



شکل ۴-۲۶ الف) تقویت‌کننده امیتر مشترک با فیدبک ولتاژ موازی، ب) تقویت‌کننده اصلی، ج) مدار فیدبک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مقاومت ورودی و خروجی تقویت‌کننده اصلی:

$$R_i = R_F \| (r_x + r_\pi) = ۰٫۹۹۷\ k\Omega$$

$$R_o = r_o \| R_F \| R_L = \infty \| ۲۰ \| ۲٫۲ = ۱٫۹۸۱\ k\Omega$$

و با استفاده از روابط تقویت‌کننده‌های فیدبک:

$$D = ۱ + af = ۱ + (۰٫۰۰۵)(۱۸۴٫۳۷) = ۱۰٫۲۱$$

$$R_{Mf} = \frac{a}{D} = \frac{۱۸۸٫۳۱}{۱۰٫۲۱} = -۱۸٫۴۳\ k\Omega$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{D} = \frac{۰٫۹۹۷\ k\Omega}{۱۰٫۲۱} = ۹۷٫۶۳\ \Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{۱٫۹۸۱\ k\Omega}{۱۰٫۲۱} = ۱۹۳٫۸۷\Omega$$

و بهره ولتاژ تقویت‌کننده با فیدبک:

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{i_s R_{if}} = \frac{A}{R_{if}} = -۱۸۸٫۷۶$$

ب) حل به روش مستقیم مدار معادل شکل (۴-۲۷ الف) را در نظر گرفته دو معادله KCL در گره ورودی و خروجی نوشته مجهولات لازم محاسبه می‌شوند. این معادلات:

$$\frac{v_i}{r_x + r_\pi} + \frac{v_i - v_o}{R_F} = i_s$$

$$\frac{v_i - v_o}{R_F} - \frac{v_o}{R_L} - g_m v_\pi = ۰ \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} ۱٫۰۰۲ v_i - ۰٫۰۰۵ v_o &= i_s \\ ۹۵٫۱۸ v_i - ۰٫۰۵ v_o &= ۰ \end{aligned}$$

$$v_\pi = r_\pi i_b = \frac{R_F v_i}{R_F + r_x + r_\pi}$$

از حل دستگاه معادلات فوق بهره ولتاژ و مقاومت ورودی:

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = -۱۸۸٫۶۷, \quad R_i = \frac{v_i}{i_s} = ۹۵٫۸۳\ \Omega$$

بدست می‌آیند. برای محاسبه مقاومت خروجی مدار، از شکل (۴-۲۷ ب) یک عبارت KCL در خروجی نوشته و نسبت ولتاژ آزمایشی V_T به جریان I_T و مقاومت خروجی دقیق مدار حاصل می‌شود.

$$I_T = \frac{V_T}{R_L} + \frac{V_T}{R_L + r_x + r_\pi} + g_m v_\pi$$

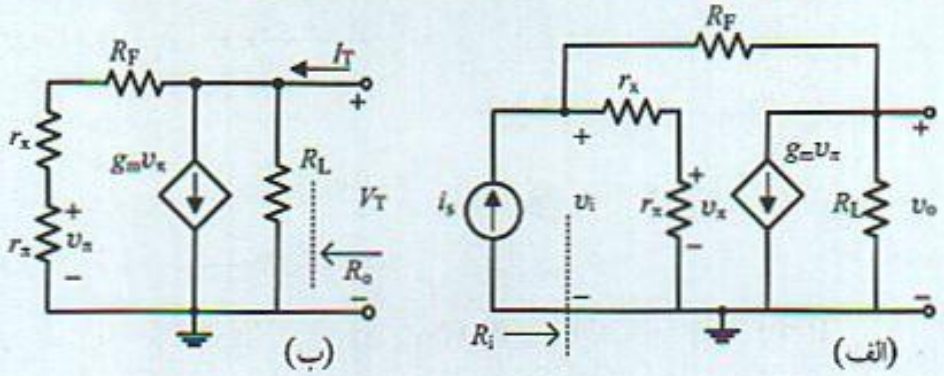
$$v_\pi = \frac{r_\pi}{R_F + r_x + r_\pi r_x} V_T$$

$$\Rightarrow \quad G_o = \frac{I_T}{V_T} = G_L + \frac{۱ + \beta_o}{R_F + r_x + r_\pi} = ۵٫۲۵\ m\Omega^{-1}$$

و مقاومت خروجی $R_o = ۱۹۰٫۴\ \Omega$ بدست می‌آید.

POWERENIR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۷ الف) مدار معادل تقویت‌کننده شکل (۴-۲۵)، ب) مدار معادل برای محاسبه مقاومت خروجی

ج) حل مدار با نرم‌افزار spice مدار شکل (۴-۲۵) از طریق spice بررسی و نتایج حاصل از آن و هم‌چنین نتایج سایر روشها در جدول (۴-۱) خلاصه شده‌اند. ملاحظه می‌شود نتایج حاصل به روش فیدبک به مقادیر دقیق نزدیک هستند. گرچه این تقویت‌کننده یک طبقه و مدار ساده‌ای است که می‌توان به روش مستقیم نیز آنرا حل کرد اما در تقویت‌کننده‌های چند طبقه روش فیدبک بسیار ساده‌تر و عملی‌تر است.

جدول ۴-۱ خلاصه نتایج حل مسئله (۴-۳) به روشهای مختلف

	روش فیدبک	روش مستقیم	نرم‌افزار spice
a (kΩ)	−۱۸۸٫۳۳	-	−۱۷۷٫۶۵
A (kΩ)	−۱۸٫۴۳	-	−۱۷٫۶۴۷
A_V	−۱۷٫۷۶	−۱۸۸٫۶۷	−۱۷۶٫۶۴۷
R_{in} (Ω)	۹۷٫۳۶	۹۵٫۸۳	۱۷۶٫۲۶۷
R_{out} (Ω)	۱۹۳٫۸۷	۱۹۰٫۴	۱۹۸٫۲

مثال ۴-۳

در مثال (۴-۲) تقویت‌کننده امیتر مشترک با منبع جریان تغذیه شده است. در این مثال تقویت‌کننده به یک منبع ولتاژ با مقاومت خروجی R_S، شکل (۴-۲۸ الف)، متصل شده است. بهره ولتاژ خروجی به ولتاژ منبع را برای مقادیر مختلف مقاومت منبع محاسبه و نتیجه گیری کنید.

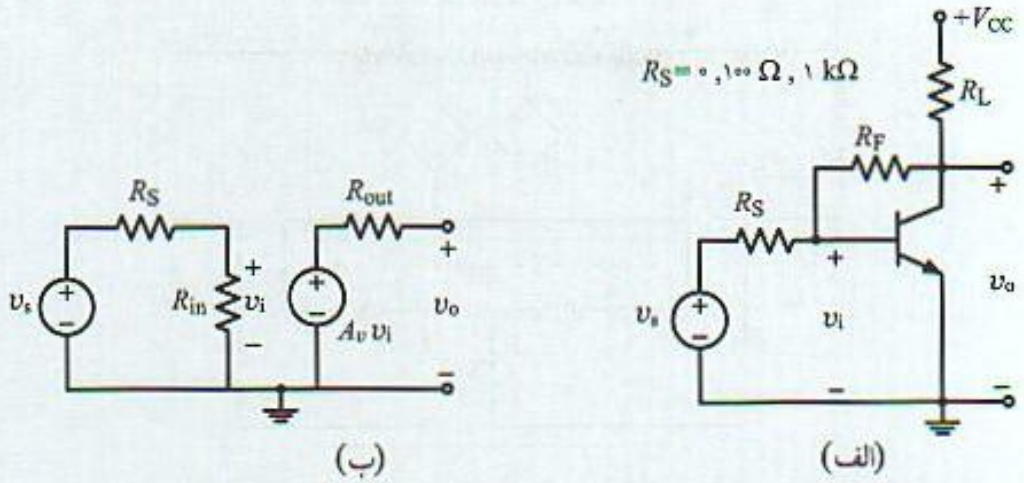
شکل (۴-۲۸ ب) مدار معادل تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که مشخصات آن بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی در مثال (۴-۲) تعیین شده است. در حالت $R_S = 0$ مدار دارای فیدبک نیست چون در این حالت منبع ولتاژ ورودی مستقیماً به ترانزیستور اعمال می‌شود. اما در حالتی که $R_S \neq 0$ است مدار دارای فیدبک است. بنابراین به ازاء هر یک از مقادیر مقاومت منبع، بهره ولتاژ کل تقویت‌کننده:

$$A_{Vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i}\frac{v_i}{v_s} = \frac{v_o}{v_i}\frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} A_{Vf}, \quad R_{in} = ۹۷٫۳۶\ \Omega$$

با توجه به نتایج مثال (۴-۲) برای مقادیر مختلف مقاومت منبع:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۸ الف) تقویت‌کننده امیتر مشترک تغذیه شده با منبعی با مقاومت خروجی R_S،
ب) مدار معادل شکل (الف)

$$R_S = ۰\ \Omega: \quad A_{Vs} = -۱۸۸,۷۶$$
$$R_S = ۱۰۰\ \Omega: \quad A_{Vs} = -۹۳,۱۱$$
$$R_S = ۱\ k\Omega: \quad A_{Vs} = -۰,۱۷$$

ملاحظه می‌شود بهره ولتاژ تقویت‌کننده بستگی به مقاومت منبع دارد. با افزایش مقاومت منبع از مقدار R_{in} بهره ولتاژ کل به شدت افت می‌کند. در نتیجه این نوع تقویت‌کننده‌ها در مواردی بکار می‌روند که منبع ورودی یک منبع جریان با مقاومت خروجی بزرگ در مقایسه با R_{in} است.

مثال (۴-۲) مهمترین کاربرد فیدبک ولتاژ موازی را در تقویت‌کننده یک طبقه امیتر مشترک نشان می‌دهد. برای اینکه از این نوع فیدبک بتوان در تقویت‌کننده‌هایی با تعداد طبقات بیشتر استفاده کرد، باید در نظر داشت لازم است سیگنال فیدبک شده به پیس اولین طبقه اعمال شده تا بصورت سیگنال جریان از منبع ورودی کم شود. بر این اساس لازم است ولتاژ خروجی تقویت‌کننده با ورودی ۱۸۰° اختلاف فاز داشته باشد. در نتیجه این نوع فیدبک در تقویت‌کننده‌های سری امیتر مشترک با **تعداد طبقات فرد** کاربرد دارد.

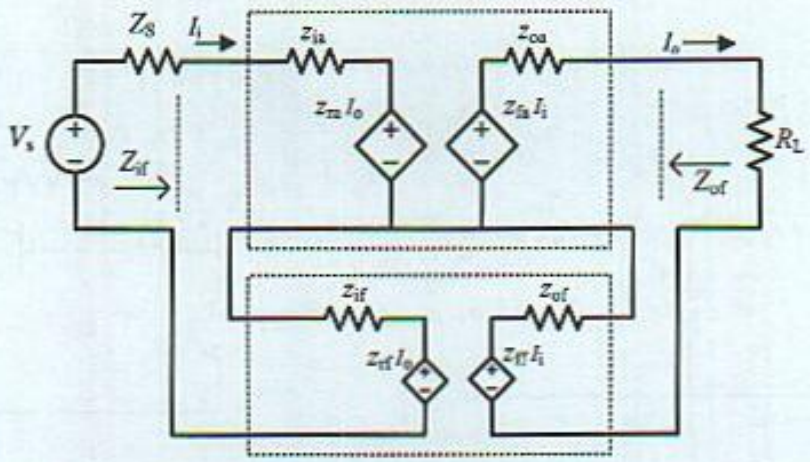
۴-۵-۲ بررسی دقیق فیدبک جریان - سری

برای بررسی دقیق این نوع فیدبک که در واقع دوگان فیدبک ولتاژ موازی است، می‌توان از نتایج فیدبک ولتاژ موازی استفاده کرد. شکل (۴-۲۹) مدار معادل این نوع فیدبک را نشان می‌دهد که در آن از پارامترهای امپدانس اتصال باز z برای مشخص شدن هر یک از مدارهای تقویت‌کننده اصلی و شبکه فیدبک استفاده شده است. با توجه به اینکه از جریان خروجی بصورت سری نمونه‌برداری شده و کم شدن سیگنال فیدبک در ورودی نیز بصورت سری است، این پارامترها ساده‌ترین نوع برای بیان روابط مدار می‌باشند. با نوشتن دو رابطه KVL در حلقه ورودی و خروجی بصورت (۴-۳۹ الف):

$$(Z_S + z_{ia} + z_{if})\, I_i + (z_{ra} + z_{rf})\, I_o = V_S \qquad (۴-۳۹\ \text{الف})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۲۹ الف) مدار معادل تقویت‌کننده با فیدبک جریان سری با استفاده از پارامترهای امپیدانس اتصال باز

$$(z_{fa} + z_{ff})\, I_i + (Z_L + z_{oa} + z_{of})\, V_o = 0$$

می‌توان نسبت بهره هدایت انتقالی مدار را بصورت رابطه (۴-۳۹ ب) بدست آورد.

$$\frac{I_o}{V_S} = -\frac{-\dfrac{z_{fa} + z_{ff}}{Z_i Z_o}}{1 + (z_{ra} + z_{rf})\left(-\dfrac{z_{fa} + z_{ff}}{Z_i Z_o}\right)} \qquad (۴-۳۹ب)$$

که در آن روابط $Z_o = Z_L + z_{oa} + z_{of}$ و $Z_i = Z_S + z_{ia} + z_{if}$ برقرار است.

مشابه با فیدبک ولتاژ موازی، فرضهای زیر را می‌توان به‌کار برد و حل مدار را به نحو موثری ساده نمود:

- تقویت‌کننده در مسیر مستقیم تقویت می‌کند.
- فیدبک مدار توسط شبکه فیدبک انجام می‌شود.
- تقویت‌کننده اصلی یک طرفه است.

فرضهای فوق معادل روابط (۴-۴۰) است.

$$|z_{fa}| \gg |z_{ff}|\,, \qquad |z_{ra}| \ll |z_{rf}|\,, \qquad |z_{fa}\, z_{ra}| \ll |Z_i Z_o| \qquad (۴-۴۰)$$

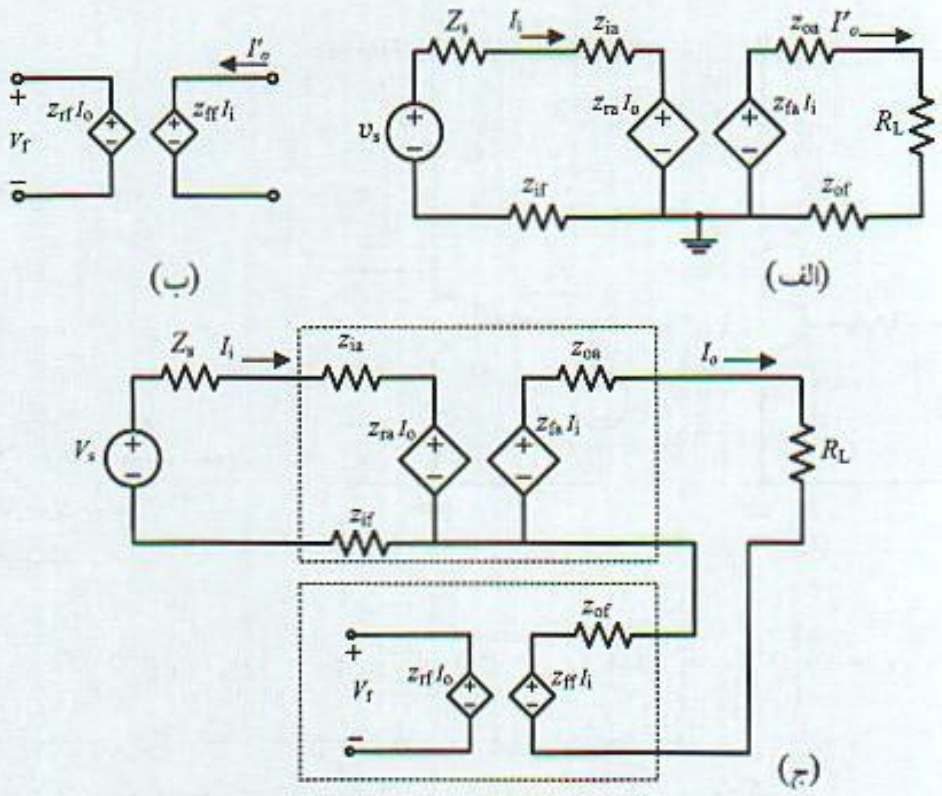
بنابراین با تقریبات قابل قبول فوق می‌توان شبکه معادل فیدبکی بصورت شکل (۴-۳۰) با پارامترهای a و f از رابطه (۴-۴۱) در نظر گرفت که در آن a با تابع انتقال هدایت انتقالی با واحد مهو (mho) و f با واحد اهم می‌باشند.

$$G_M = \frac{I'_o}{V_s} \approx -\frac{z_{fa}}{Z_i Z_o}\,, \qquad f \approx z_{rf} \qquad (۴-۴۱)$$

به این منظور و برای تشکیل مدار تقویت‌کننده اصلی، کافی است اثر بار گذاری شبکه فیدبک را به

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۳۰ الف) تقویت‌کننده اصلی ، ب) مدار فیدبک ، ج) مدار معادل محاسبه بهره حلقه

تقویت‌کننده اضافه کرد. برای این کار z_{if} در ورودی و z_{of} در خروجی تقویت‌کننده اصلی اضافه می‌شوند. با توجه به تعریف پارامترهای امپدانس این‌کار با اتصال باز شدن ورودی و خروجی تقویت‌کننده قابل انجام است. بنابراین :

- خروجی اتصال باز مدار ورودی مشخص می‌شود.
- ورودی اتصال باز و مدار خروجی به دست می‌آید.

برای مشخص نمودن مدار فیدبک و تعیین ضریب f از مدار شکل (۴-۳۰ ب) می‌توان استفاده کرد. شبکه فیدبک مداری منبع ولتاژ ایده‌ال وابسته و فاقد عنصر مقاومتی است. مدار لازم برای محاسبه بهره حلقه با قطع نمودن سیگنال فیدبک در محل ورودی تقویت‌کننده بدست می‌آید که در شکل (۴-۳۰ ج) نشان داده شده است.

هم چنین می‌توان نشان داد اثر فیدبک بر امپدانس ورودی و خروجی با ضریب عدم حساسیت در مقایسه با امپدانس تقویت‌کننده اصلی افزایش می‌یابد که در رابطه (۴-۴۲) مشخص شده است. این مطلب به عنوان تمرین در انتهای فصل به عهده دانشجویان واگذار می‌شود.

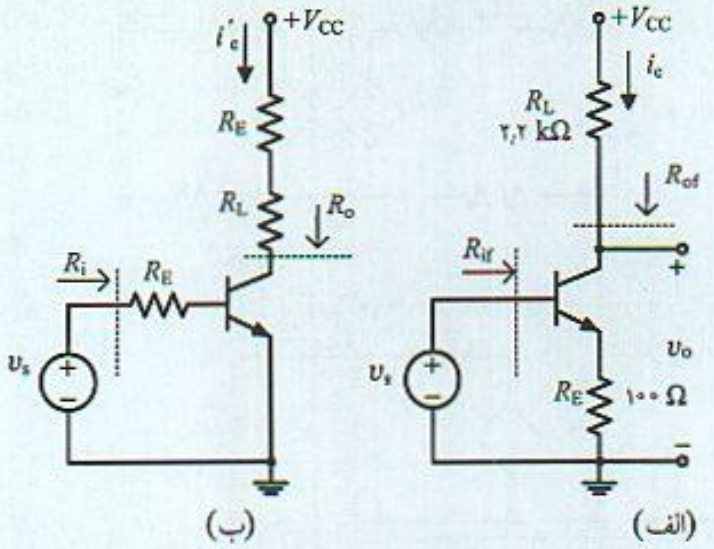
$$Z_{if} = (z_{ia} + z_{if})\,(1 + af)\,, \qquad Z_{of} = (z_{oa} + z_{of})\,(1 + fa) \qquad (۴-۴۲)$$

مثال ۴-۴

در تقویت‌کننده شکل (۴-۳۱ الف) که ترانزیستوری با مشخصات زیر به کار رفته است :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۳۱ الف) تقویت‌کننده با فیدبک جریان سری مثال (۴-۴)، ب) مدار معادل تقویت‌کننده اصلی

$$r_x = ۵۰\ \Omega\ ,\ \ r_\pi = ۱\ \text{k}\Omega\ ,\ \ g_m = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱}\ ,\ \ \beta_o = ۱۰۰\ ,\ \ r_o = ۵۰\text{k}\Omega$$

الف) با تشخیص نوع فیدبک مشخصات تقویت‌کننده را محاسبه کنید.

ب) مدار را به روش معمول حل و نتایج حاصل را به روش فیدبک مقایسه کنید.

ج) چنانچه این مدار با منبعی به مقاومت $R_S = ۲\ \text{k}\Omega$ تغذیه شود بهره ولتاژ تقویت‌کننده حاصل را مشخص کنید.

حل

الف) برای سیگنال منبع ورودی و در نیم سیکل‌های مثبت آن ولتاژ کلکتور با ورودی در فاز مخالف است بنابراین جریانی در کلکتور ترانزیستور با جهت نشان داده شده به وجود می‌آید. از آنجایی که جریان امیتر با کلکتور تقریبا مساوی است این جریان بعنوان خروجی، ولتاژی دو سر مقاومت R_E بوجود می‌آورد که با ولتاژ منبع ورودی هم فاز است. پس دو سر مقاومت امیتر ولتاژی متناسب با جریان خروجی وجود دارد که از منبع ورودی کم می‌شود، لذا مدار دارای فیدبک جریان سری است.

مدار تقویت‌کننده اصلی با قطع کردن خروجی (کلکتور) و ورودی (بیس) بدست می‌آید. در هر حالت مقاومت R_E در مدار باقی می‌ماند (دو سر آن اتصال کوتاه نمی‌شود) و از آنجایی که این مقاومت به جهت حذف فیدبک باید از امیتر خارج شود، لذا مدار معادل تقویت‌کننده اصلی به صورت شکل (۴-۳۱ ب) خواهد بود. ولتاژ فیدبک شده در ورودی مدار متناسب با جریان خروجی است و ضریب فیدبک:

$$v_f = f\, i_o = R_E\, i_o\ ,\qquad f = R_E$$

است. بنابراین پارامترهای تقویت‌کننده اصلی:

$$G_M = \frac{I'_o}{V_s} = g_m \frac{v_\pi}{v_s}$$

$$v_\pi = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi + R_E} v_s$$

$$\Rightarrow\ G_M = \frac{\beta_o}{r_x + r_\pi + R_E} = \frac{۱۰۰}{۱٫۱۵\ \text{k}\Omega} = ۸۶٫۹۶\ \Omega^{-۱}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مشخصات تقویت‌کننده اصلی، مقاومت ورودی و خروجی آن :

$$R_o = r_o = ۵۰\ k\Omega\ ,\qquad R_i = r_x + r_\pi + R_E = ۱٫۱۵\ k\Omega$$

ضریب فیدبک تقویت‌کننده $f = R_E = ۰٫۱\ k\Omega$ و مقدار ضریب عدم حساسیت مدار :

$$D = ۱ + a\,f = ۱ + \left(۸۶٫۹۵\,\Omega^{-۱}\right)\left(۰٫۱\ k\Omega\right) = ۹٫۶۹$$

بنابراین با استفاده از روابط فیدبک مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته :

$$A = G_{Mf} = \frac{i_o}{v_s} = \frac{a}{۱ + af} = \frac{۸۶٫۹۶}{۹٫۶۹} = ۸٫۹۷$$

$$R_{if} = R_i\left(۱ + a\,f\right) = ۱۱٫۱۵\ k\Omega$$

$$R_{of} = R_o\left(۱ + af\right) = ۵۰ \times ۹٫۶۹ = ۴۸۴٫۷۸\ k\Omega \quad \Rightarrow R_o = R_{of} \parallel R_L = ۲٫۲\ k\Omega$$

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_L\,i_o}{v_s} = -R_L \times A = -۱۹٫۷۳$$

ب) محاسبات این تقویت‌کننده را می‌توان مستقیما از روابط ولتاژ و جریان در مدار انجام داد. با توجه به اینکه تقویت‌کننده امیتر مشترک با مقاومت امیتر است :

$$A_V = -\frac{\beta_o R_L}{r_x + r_\pi + \left(۱ + \beta_o\right) R_E} = -\frac{۲۲۰}{۱۱٫۱۵} = -۱۹٫۷۳$$

$$R_i = r_x + r_\pi + \left(۱ + \beta_o\right)R_E = ۱٫۰۵ + ۱۰۱ \times ۰٫۱ = ۱۱٫۱۵\ k\Omega$$

که نشان می‌دهد نتایج با روش فیدبک کاملا یکسان می‌باشند. برای محاسبه مقاومت خروجی می‌توان از مدار معادل شکل (۴-۳۲) استفاده کرد. منبع ولتاژ آزمایشی را در خروجی قرار داده و جریان مدار محاسبه می‌شود. با نوشتن معادلات ولتاژ در حلقه ورودی و خروجی :

$$V_T = -r_o\left(I_T - g_m\,v_\pi\right) + \left(I_T + i_b\right)R_E$$

$$i_b = \frac{-R_E\,I_T}{r_x + r_\pi + \left(۱ + \beta_o\right)R_E}$$

$$\Rightarrow\ R_o = r_o\left(۱ + \frac{\beta_o R_E}{r_x + r_\pi + R_E}\right) - \frac{R_E^{۲}}{r_x + r_\pi + R_E}$$

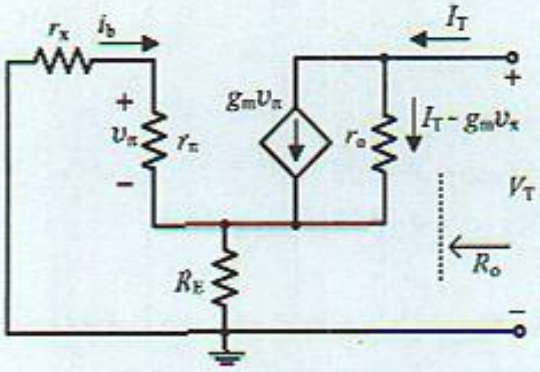
در رابطه بدست آمده با تقریب خوب می‌توان از عبارت دوم صرفنظر نمود و مقاومت خروجی مدار را از رابطه :

$$R_o = \frac{V_T}{I_T} = r_o\left(۱ + \frac{\beta_o R_E}{r_x + r_\pi + R_E}\right)$$

بدست آورد. در این مثال با توجه به مقادیر عددی، $R_o = ۴۸۷٫۷۲۸\ k\Omega$ بدست می‌آید که با مقدار حاصل به روش فیدبک اختلاف چندانی ندارد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۳۲ مدار معادل برای مقاومت خروجی به روش مستقیم

ج) چنانچه این تقویت‌کننده با منبعی به مقاومت ۲ kΩ تغذیه شود، در اینصورت بهره ولتاژ کل:

$$A_{Vs} = A_{Vf} \times \frac{R_{if}}{R_S + R_{if}} = -۱۹,۷۳ \frac{۱۱,۱۵}{۱۱,۱۵ + ۲} = -۱۶,۷۳$$

بدست می‌آید.

۴-۵-۳ بررسی دقیق فیدبک ولتاژ - سری

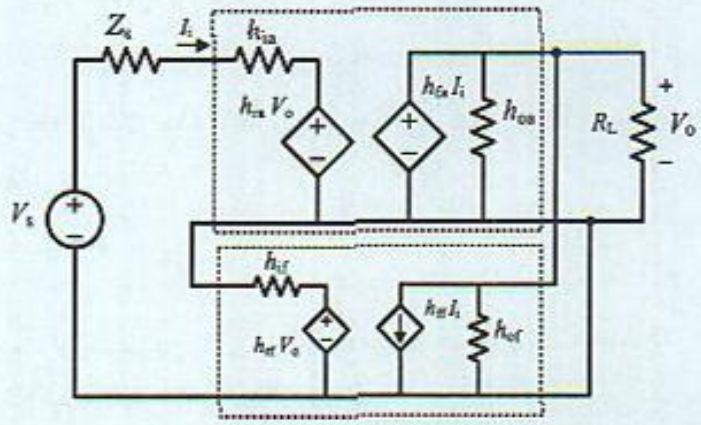
برای بررسی دقیق این نوع فیدبک لازم است برای تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک، مدار معادل پارامترهای هایبرید h را در نظر گرفت. شکل (۴-۳۳) شمای کلی این نوع فیدبک را نشان می‌دهد. در مورد این شبکه رابطه KVL در حلقه ورودی و KCL در گره خروجی به صورت:

$$(Z_S + h_{ia} + h_{if})\, I_i + (h_{ra} + h_{rf})\, V_o = V_S \qquad \text{(۴-۴۳ الف)}$$

$$(h_{fa} + h_{ff})\, I_i + (Y_L + h_{oa} + h_{of})\, V_o = ۰$$

h_{ia}، h_{ra}، h_{fa} و h_{oa} پارامترهای h تقویت‌کننده و h_{if}، h_{rf}، h_{ff}، h_{of} پارامترهای h شبکه فیدبک هستند. با فرضهای مشابه با فیدبک‌های قبل $|h_{ra}| \ll |h_{rf}|$ و $|h_{fa}| \gg |h_{ff}|$ و می‌توان بهره ولتاژ مدار را از رابطه (۴-۳۴ ب) بدست آورد:

$$\frac{V_o}{V_S} = -\frac{-\dfrac{h_{fa}}{Z_i\, Y_o}}{۱ + h_{rf}\dfrac{-h_{fa}}{Z_i\, Y_o}} \qquad \text{(۴-۴۳ ب)}$$



شکل ۴-۳۳ تقویت‌کننده فیدبک ولتاژ سری با مدار معادل پارامترهای h

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

که در آن روابط (۴-۴۳ ج) تعریف شده‌اند.

$$Z_i = Z_S + h_{ia} + h_{if}\,, \quad Y_o = Y_L + h_{oa} + h_{of} \qquad (۴۳\text{-}۴\ ج)$$

رابطه (۴-۴۳ الف) را می‌توان مشابه یک شبکه کلی فیدبک، رابطه (۴-۲)، در نظر گرفت که در آن بهره تقویت‌کننده اصلی و ضریب مدار فیدبک:

$$a = -\frac{h_{fa}}{Z_i Y_o}\,, \qquad f = h_{ff} \qquad (۴۴\text{-}۴)$$

می‌باشند. برای بدست آوردن تقویت‌کننده اصلی:

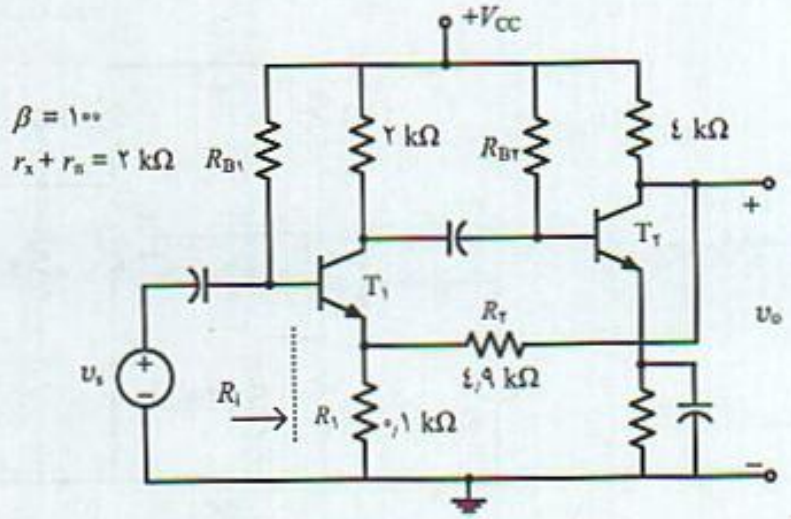
- خروجی تقویت‌کننده اتصال کوتاه، مدار معادل ورودی تقویت‌کننده اصلی مشخص می‌شود.
- ورودی تقویت‌کننده اتصال باز، مدار خروجی تعیین می‌شود.

به این ترتیب اثر بارگذاری شبکه فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی اضافه شده و تقویت‌کننده اصلی بدست می‌آید. با محاسبه مشخصات این تقویت‌کننده (بهره ولتاژ، امپدانس ورودی و خروجی) مشخصات تقویت‌کننده فیدبک را از روابط مربوط به این نوع فیدبک بدست می‌آیند. این نوع فیدبک امپدانس ورودی افزایش و امپدانس خروجی کاهش می‌یابد. فیدبک ولتاژ سری را در تقویت‌کننده‌های یک طبقه نمی‌توان بکار برد. ساده‌ترین مثال این نوع فیدبک تقویت‌کننده دو طبقه امیتر مشترک است که در مثال (۴-۵) بررسی می‌شود.

مثال ۴-۵

در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (۴-۳۴) بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی را محاسبه کنید. از مدار بایاس تقویت‌کننده صرفنظر و $r_x = r_\pi = ۲\,k\Omega$ فرض می‌شود.

حل در این مدار ولتاژ خروجی با سیگنال منبع ورودی هم فاز است. از طریق مقسم مقاومتی $R_۱$ و $R_۲$ بخشی از سیگنال ولتاژ خروجی به امیتر ترانزیستور $T_۱$ فیدبک شده از منبع ورودی کم می‌شود. بنابراین مدار



شکل ۴-۳۴ تقویت‌کننده دو طبقه امیتر مشترک با فیدبک ولتاژ سری

POWEREN.IR

PowerEn.ir

دارای فیدبک ولتاژ سری است. ضریب فیدبک مدار با توجه به مقسم مقاومتی در مدار فیدبک :

$$f = \frac{v_f}{v'_o} = \frac{R_۱}{R_۱ + R_۲} = \frac{۰٫۱}{۴٫۹ + ۰٫۱} = ۰٫۰۲$$

پارامترهای تقویت‌کننده بدون فیدبک شامل :

$$A_V = \frac{v'_o}{v_s} = \beta_o \frac{۴\,k\Omega \parallel ۵\,k\Omega}{r_x + r_\pi} \quad \beta_o \frac{۲\,k\Omega \parallel (r_x + r_\pi)}{R_i} = ۹۱۸٫۲۷$$

$$R_i = r_x + r_\pi + (۱ + \beta_o)(R_۱ \parallel R_۲) = ۲ + ۱۰۱(۰٫۱) = ۱۲٫۱\,k\Omega$$

$$R_o = ۴\,k\Omega \parallel ۵\,k\Omega = ۲٫۲۲\,k\Omega$$

بنابراین ضریب عدم حساسیت مدار:

$$D = ۱ + f A_V + ۱ + ۰٫۰۲ \times ۹۱۸٫۲۷۳ = ۱۹٫۳۶۵$$

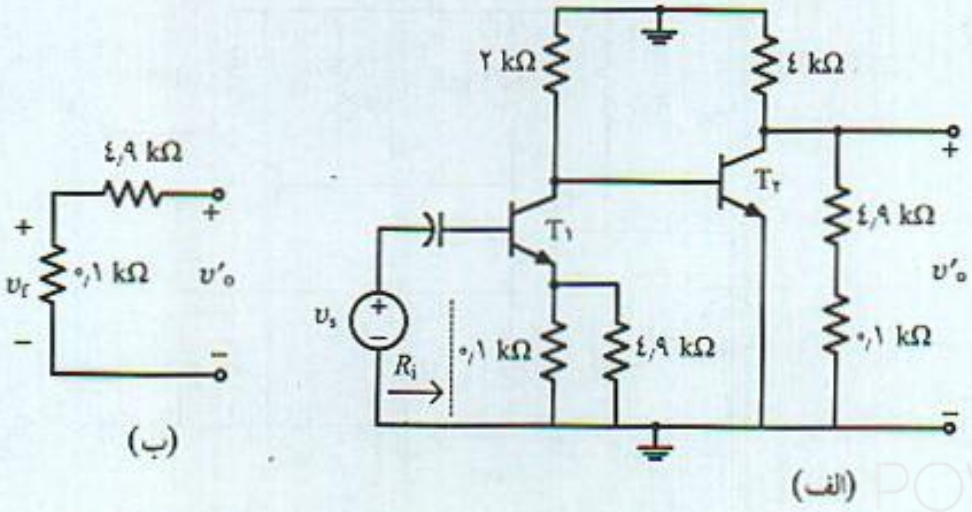
و مشخصات تقویت‌کننده با فیدبک با استفاده از روابط مربوط به فیدبک ولتاژ سری :

$$A = A_{Vf} = \frac{a}{۱ + af} = \frac{a}{D} = \beta_o \frac{۲ \parallel (r_x + r_\pi)}{R_i} = ۴۷٫۴۲$$

$$R_{if} = R_i \times D = ۱۲٫۱ \times ۱۹٫۲۶۵ = ۲۳۳٫۱\,k\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{D} = \frac{۲٫۲۲}{۱۹٫۳۶۵} = ۱۱۴٫۶\,\Omega$$

ملاحظه می‌شود بهره ولتاژ به میزان زیادی کاهش یافته و تثبیت می‌شود. هم‌چنین مقاومت ورودی تقویت‌کننده کننده نیز افزایش زیادی دارد. لازم است توجه نمود مدار بایاس اضافه شده تا حدودی مقاومت ورودی را کاهش خواهد داد.



شکل ۴-۳۵ مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک تقویت‌کننده شکل (۴-۳۴)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۵-۴ بررسی دقیق فیدبک جریان - موازی

برای بررسی دقیق این نوع فیدبک که سیگنال ورودی و خروجی جریان می‌باشند، ساده‌ترین نوع پارامترها، پارامترهای g شبکه‌های دو قطبی است. شکل (۴-۳۶) مدار معادل این نوع تقویت‌کننده‌های فیدبک را نشان می‌دهد. با نوشتن یک رابطه KCL در گره و یک رابطه KVL در حلقه ورودی:

$$(Y_S + g_{ia} + g_{if})\, V_i + (g_{ra} + g_{rf})\, V_o = I_S$$

$$(g_{fa} + g_{ff})\, V_i + (Z_L + g_{oa} + g_{of})\, I_o = 0$$

با فرضهای مشابه با فیدبک‌های قبل $|g_{ra}| \ll |g_{rf}|$ و $|g_{fa}| \gg |g_{ff}|$ و بهره جریان مدار از رابطه (۴-۴۵):

$$\frac{I_o}{I_S} = -\frac{-\dfrac{g_{fa}}{Y_i Z_o}}{1 + g_{rf}\dfrac{-g_{fa}}{Y_i Z_o}} \qquad (۴۵-۴)$$

$$Z_i = Z_S + h_{ia} + h_{if}\,, \quad Y_o = Y_L + h_{oa} + h_{of}$$

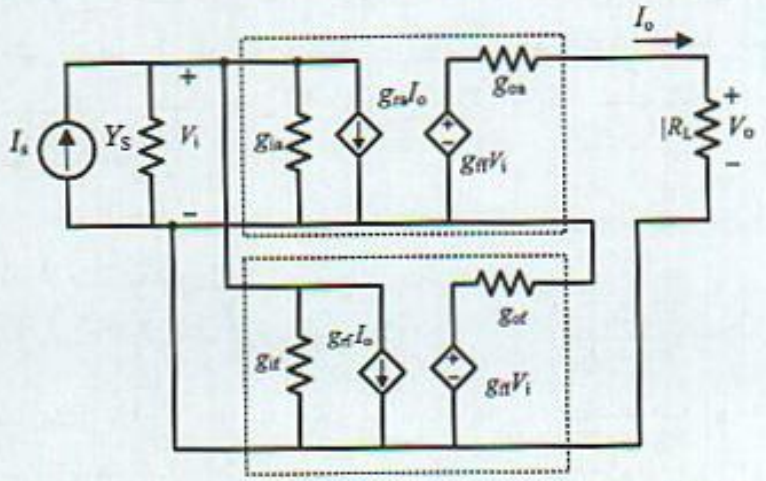
بدست می‌آید. با تقریبات قابل قبول و مشابه سایر تقویت‌کننده‌های فیدبک می‌توان نشان داد بهره تقویت‌کننده اصلی و ضریب مدار فیدبک:

$$a = \frac{I_o}{I_S} = -\frac{g_{fa}}{Y_i Z_o}\,, \qquad f = g_{rf} \qquad (۴۶-۴)$$

می‌باشند. در این نوع فیدبک برای بدست آوردن تقویت‌کننده اصلی:

- خروجی تقویت‌کننده اتصال باز، مدار معادل ورودی تقویت‌کننده اصلی مشخص می‌شود.
- ورودی تقویت‌کننده اتصال کوتاه، مدار معادل خروجی بدست می‌آید.

به این ترتیب اثر ابرگذاری شبکه فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی اضافه شده و تقویت‌کننده اصلی بدست می‌آید. با محاسبه مشخصات تقویت‌کننده اصلی و استفاده از روابط فیدبک پارامترهای تقویت‌کننده بدست



شکل ۴-۳۶ مدار معادل تقویت‌کننده با فیدبک جریان موازی با استفاده از پارامترهای g

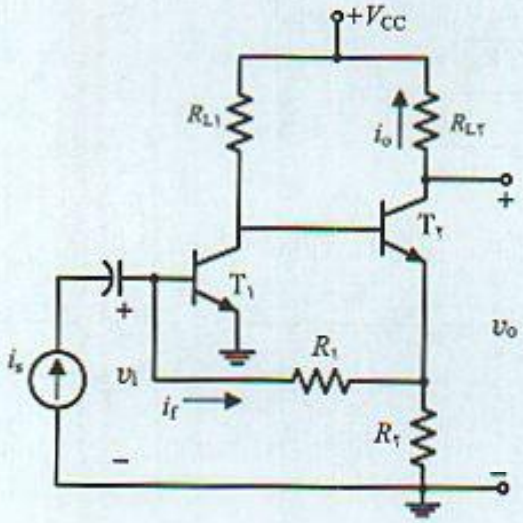
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

می‌آید. این نوع فیدبک امپدانس ورودی را کاهش و امپدانس خروجی را افزایش می‌دهد. ساده‌ترین نوع مدار برای این نوع فیدبک، تقویت‌کننده دو طبقه بااعمال فیدبک از امیتر طبقه دوم به بیس طبقه اول می‌باشد. با توجه به وضعیت فاز ولتاژهای خروجی و ورودی در تقویت‌کننده‌های چند طبقه سری امیتر مشترک، می‌توان گفت این نوع فیدبک در تقویت‌کننده هایی با **تعداد طبقات زوج** بکار می‌رود.

مثال ۴-۶

در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (۴-۳۷) با تشخیص نوع فیدبک، مدار معادل تقویت‌کننده بدون فیدبک، مدار معادل فیدبک و مدار مناسب برای محاسبه بهره حلقه را مشخص نمایید.



شکل ۴-۳۷ تقویت‌کننده دو طبقه امیتر مشترک با فیدبک جریان موازی

در این مدار ولتاژ خروجی (ولتاژ کلکتور) با ولتاژ ورودی هم فاز است. بنابراین در نیم سیکل مثبت سیگنال ورودی، جریان خروجی (کلکتور T_2) با جهت نشان داده شده در شکل (۴-۳۷) است. با توجه به اینکه جریان کلکتور با امیتر مساوی و هم جهت است در اینصورت در مدار مقسم جریان R_1 و R_2 بخشی از جریان خروجی به بیس ترانزیستور T_1 فیدبک شده و از منبع جریان ورودی کم می‌شود. در نتیجه مدار دارای فیدبک جریان - موازی است. مدار معادل ورودی تقویت‌کننده اصلی از اتصال باز شدن خروجی بدست می‌آید. هم‌چنین با اتصال کوتاه ورودی مدار خروجی مشخص می‌شود. مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک بترتیب در شکل‌های (۴-۳۸ الف) و (۴-۳۸ ب) نشان داده شده‌اند. مشخصات تقویت‌کننده بدون فیدبک شامل:

$$a = \frac{i'_o}{i_s}, \quad R_i, \quad R_o$$

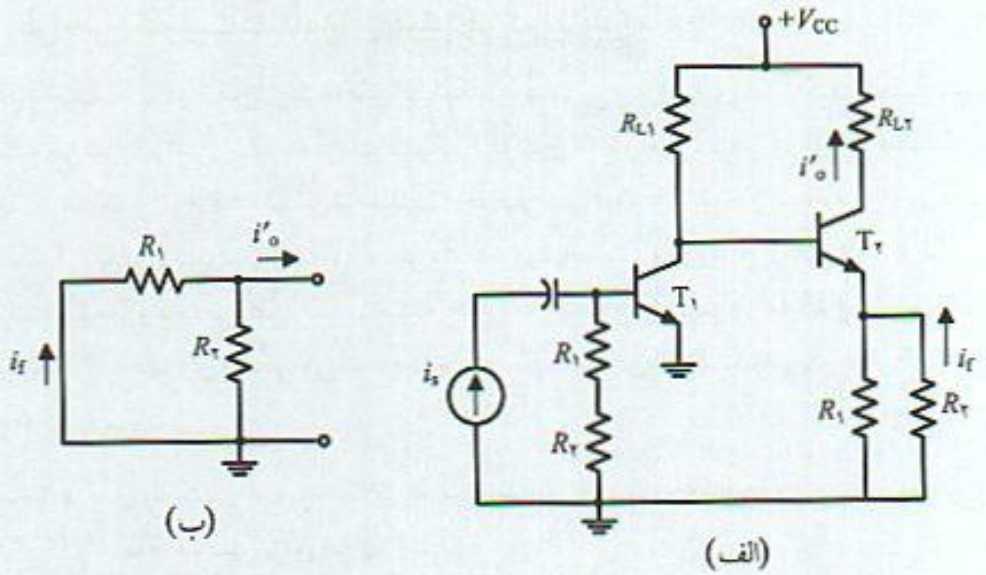
و ضریب فیدبک مدار از مدار مقسم جریان:

$$f = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

است. مشخصات مدار شکل (۴-۳۷) با استفاده از مشخصات مدار بدون فیدبک و روابط فیدبک بدست می‌آید. بهره حلقه مدار از مدار شکل (۴-۳۸ ب) با محاسبه نسبت جریان فیدبک به جریان منبع ورودی بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۳۸ الف) مدار معادل تقویت‌کننده اصلی، ب) مدار معادل فیدبک

مشخصات انواع تقویت‌کننده‌ای فیدبک در جدول (۴-۲) خلاصه شده است. در این جدول روابط کلی زیر بر قرار است.

$$A = \frac{a}{1 + af}, \quad D = 1 + af$$

جدول ۴-۲ خلاصه مشخصات تقویت‌کننده‌های فیدبک

	ولتاژ-سری	جریان-سری	ولتاژ-موازی	جریان-موازی
پارامترهای شبکه دوقطبی	h	z	y	g
سیگنال خروجی	ولتاژ	جریان	ولتاژ	جریان
سیگنال ورودی	ولتاژ	ولتاژ	جریان	جریان
تابع انتقال تقویت‌کننده	$a = \frac{v_o}{v_s}$	$a = \frac{i_o}{v_s}$	$a = \frac{v_o}{i_o}$	$a = \frac{i_o}{i_s}$
تابع انتقال فیدبک	$f = \frac{v_f}{v_o}$	$f = \frac{v_f}{i_o}$	$f = \frac{i_f}{v_o}$	$f = \frac{i_s}{i_o}$
تابع انتقال تقویت‌کننده با فیدبک	$A = \frac{v_o}{v_s}$	$A = \frac{i_o}{v_s}$	$A = \frac{v_o}{i_s}$	$A = \frac{i_o}{i_s}$
مقاومت ورودی R_{if}	$R_i \times D$	$R_i \times D$	$\frac{R_i}{D}$	$\frac{R_i}{D}$
مقاومت خروجی R_{of}	$\frac{R_o}{D}$	$R_o \times D$	$\frac{R_o}{D}$	$R_o \times D$
تعیین ورودی تقویت‌کننده اصلی	خروجی اتصال کوتاه	خروجی اتصال باز	خروجی اتصال کوتاه	خروجی اتصال باز
تعیین خروجی تقویت‌کننده اصلی	ورودی اتصال باز	ورودی اتصال باز	ورودی اتصال کوتاه	ورودی اتصال کوتاه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۶ طراحی تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی

ضریب عدم حساسیت در تقویت‌کننده‌های فیدبک، مهمترین پارامتری است که باعث تثبیت بهره تقویت‌کننده می‌شود. بر این اساس ضریب فیدبک f فاکتور مهم و مورد نظر در طرح یک تقویت‌کننده فیدبک است. هم‌چنین نوع فیدبک نیز از اهمیت خاصی برخوردار است و انتخاب آن در یک کاربرد مشخص بستگی به نوع تثبیت کمیت مورد نظر و مقدار امپدانس ورودی و خروجی دارد. از نکات مهم در طرح تقویت‌کننده‌ها وابستگی بهره تقویت‌کننده اصلی به شبکه فیدبک در اثر بارگذاری است که طراحی مدار با فیدبک را تا حدودی مشکل می‌کند. یک روش مناسب برای تقویت‌کننده‌های فیدبک را می‌توان به شرح زیر خلاصه نمود.

۱- انتخاب مدار مناسب و نوع فیدبک بر اساس امپدانس ورودی و خروجی مورد نیاز در طرح، جدول (۴-۲) راهنمای مناسبی برای این‌کار است.

۲- حذف فیدبک در مدار و بدست آوردن تقویت‌کننده اصلی

۳- تعیین مشخصات تقویت‌کننده اصلی، بهره مدار باز، امپدانس ورودی و خروجی با صرفنظر از اثر بارگذاری شبکه فیدبک

۴- تعیین مقدار فیدبک برای دست‌یابی به بهره مدار بسته، ضریب عدم حساسیت، امپدانس ورودی و خروجی موردنظر

۵- مشخص نمودن عناصر لازم برای شبکه فیدبک

۶- محاسبه مجدد مشخصات تقویت‌کننده اصلی با در نظر گرفتن اثر بارگذاری مدار فیدبک

۷- تعیین ضریب فیدبک جدید و اصلاح مدار فیدبک

۸- بازگشت به مرحله ۴ و تکرار مراحل ۴ به بعد تا دست‌یابی به مشخصات موردنظر

برای آشنایی با این روش مثالهای (۴-۷) و (۴-۸) در این بخش مطرح می‌شوند.

مثال ۴-۷

در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (۴-۳۹) با مقادیر داده شده برای ترانزیستورها، عناصر مدار فیدبک را برای ضریب عدم حساسیت ۲۱ طرح نمایید. مدار طراحی شده را با استفاده از نرم‌افزار spice بررسی و نتایج بدست آمده را مقایسه کنید. از مدار بایاس صرفنظر شده است.

نوع فیدبک این مدار در مثال (۴-۶) مطرح شد. با توجه به اینکه مدار فیدبک مجهول است، ابتدا با صرفنظر از اثر بارگذاری شبکه فیدبک و با فرض $R_۲ \gg r_\pi$ ، در اینصورت اولین تقریب مشخصات تقویت‌کننده اصلی با مدار معادل شکل (۴-۳۸ الف):

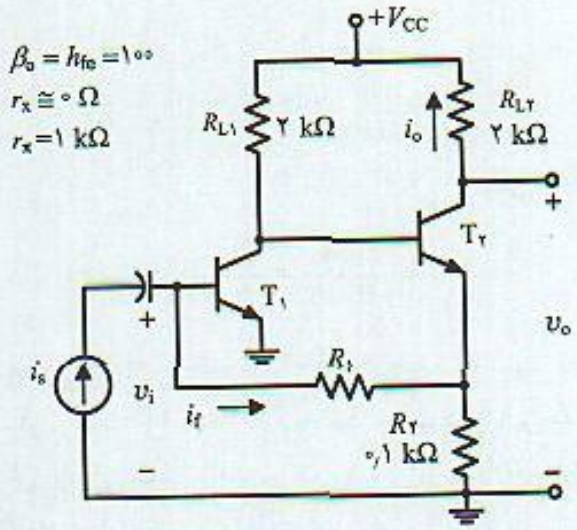
$$A_I = \frac{i'_o}{i_s} = \beta_o \frac{i_{b۲}}{i_s} = \beta^۲_o \frac{R_{L۱}}{R_{L۱} + R_{in۲}} \quad \Rightarrow \quad A_I = ۱۵۲۶٫۷۱$$

$$R_{in۲} = r_\pi + (۱ + \beta_o) R_۱ = ۱۱٫۱ \text{ k}\Omega$$

$$R_i = ۱ \text{ k}\Omega \,, \quad R_o = \infty$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۳۹ تقویت‌کننده مثال (۴-۷)

برای ضریب عدم حساسیت ۲۱ لازم است:

$$D = ۱ + af \approx ۲۱ \quad \Rightarrow \quad f = ۰٫۰۱۳۱$$

و بنابراین مقاومت مدار فیدبک:

$$f = \frac{R_۲}{R_۱ + R_۲} \quad \Rightarrow \quad R_۱ = ۷٫۵۳۳\ k\Omega$$

با مشخص شدن مدار فیدبک می‌توان اثر بارگذاری را در محاسبات منظور نمود، بهره جریان مدار باز تقویت‌کننده در این شرایط:

$$A_I = \frac{i'_o}{i_s} = \beta^۲_o \frac{R_{L۱}}{R_{L۱} + R_{in۲}} \frac{R_۱ + R_۲}{R_۱ + R_۲ + r_\pi} = ۱۳۴۹٫۸۷$$

$$R_i = ۱ \parallel ۷٫۵۳۳\ k\Omega = ۰٫۸۲۲\ k\Omega\ , \quad R_o = \infty$$

در محاسبات فوق با توجه به بزرگ بودن مقاومت $R_۲$ در مقایسه با $R_۱$، کل مقاومت امیتر ترانزیستور $T_۲$ برابر ۰٫۱ kΩ فرض شده است. حال برای ضریب عدم حساسیت مورد نظر و اصلاح محاسبات:

$$D = ۱ + A_I f = ۲۱ \quad \Rightarrow \quad f = ۰٫۰۱۴۸ \quad \Rightarrow \quad R_۱ = ۶٫۶۶\ k\Omega$$

و به این ترتیب تقریب دقیق‌تری از عناصر مدار فیدبک بدست می‌آید. چنانچه با مقدار جدید بدست آمده برای مقاومت مدار فیدبک بار دیگر محاسبات تکرار شود:

$$A_I = ۱۳۲۹٫۸۶ \quad \Rightarrow \quad D = ۱ + A_I f = ۲۱ \quad \Rightarrow \quad f = ۰٫۰۱۵۰۴ \quad \Rightarrow \quad R_۱ = ۶٫۵۴۸\ k\Omega$$

و با تکرار یک مرحله دیگر محاسبات فوق نتایج زیر حاصل می‌شوند:

$$A_I = ۱۳۲۷٫۵۵ \quad \Rightarrow \quad D = ۱ + A_I f = ۲۱ \quad \Rightarrow \quad f \approx ۰٫۰۱۵۰۶ \quad \Rightarrow \quad R_۱ = ۶٫۵۴\ k\Omega$$

بنابراین عناصر مدار فیدبک به اعداد ثابتی همگرا شده‌اند و مشخصات تقویت‌کننده اصلی:

$$A_I = ۱۳۲۷٫۵۵۶\ , \quad R_i = ۰٫۷۶۷\ k\Omega\ , \quad R_o = \infty$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با این مقادیر مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته :

$$A_{If} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{A_I}{D} = ۶۳٫۲۱۷ \ , \ R_{if} = \frac{R_i}{D} = ۳۶٫۵۲۳\ \Omega \ , \ R_{of} = \infty$$

و بهره ولتاژ تقویت‌کننده :

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_{L۲}\, i_o}{R_{if}\, i_i} = \frac{R_{L۲}}{R_{if}} A_I = ۳۴۶۱٫۱$$

نتایج بررسی این مدار با استفاده از نرم‌افزار spice در جدول (۴-۳) خلاصه شده است. ملاحظه می‌شود که نتایج حاصل با استفاده از دو روش بسیار نزدیک می‌باشند. لازم به تذکر است که در این مدار بهره جریان تقویت‌کننده تثبیت شده و مقاومت خروجی بزرگی بدست آمده است. بهره ولتاژ مدار مقدار زیادی است که با توجه به مقاومت بینهایت منبع جریان حاصل شده است. مقاومتهای محدود منبع باعث کاهش قابل ملاحظه‌ای در بهره ولتاژ می‌شود.

جدول ۴-۳ نتایج بررسی تقویت‌کننده فیدبک مثال ۲-۷ به روش تقریبی و نرم‌افزار spice

پارامتر	روش محاسباتی	spice
بهره جریان	۶۳٫۲۱	۶۱٫۶۵
بهره ولتاژ	۳۲۶۱٫۱	۳۲۶۹٫۷
مقاومت ورودی	۳۶٫۵۲۳ kΩ	۴۶٫۸۹ kΩ
مقاومت خروجی	∞	۱٫۱۳ MΩ

مثال ۴-۸

به تقویت‌کننده سه طبقه مثال (۳-۱۱) فصل سوم که با بهره ولتاژ باند میانی ۷۰۰۰ - و پهنای باند ۳ MHz طرح و محاسبات آن انجام شد، فیدبک ولتاژ موازی بصورت مدار شکل (۴-۴۰ الف) اعمال می‌شود. مدار فیدبک لازم برای ضریب عدم حساسیت ۷۱ تعیین و اثر آنرا بر تقویت‌کننده اصلی ارزیابی کنید. مشخصات ترانزیستورها و نقاط کار آنها در جدول (۳-۳) خلاصه شده است.

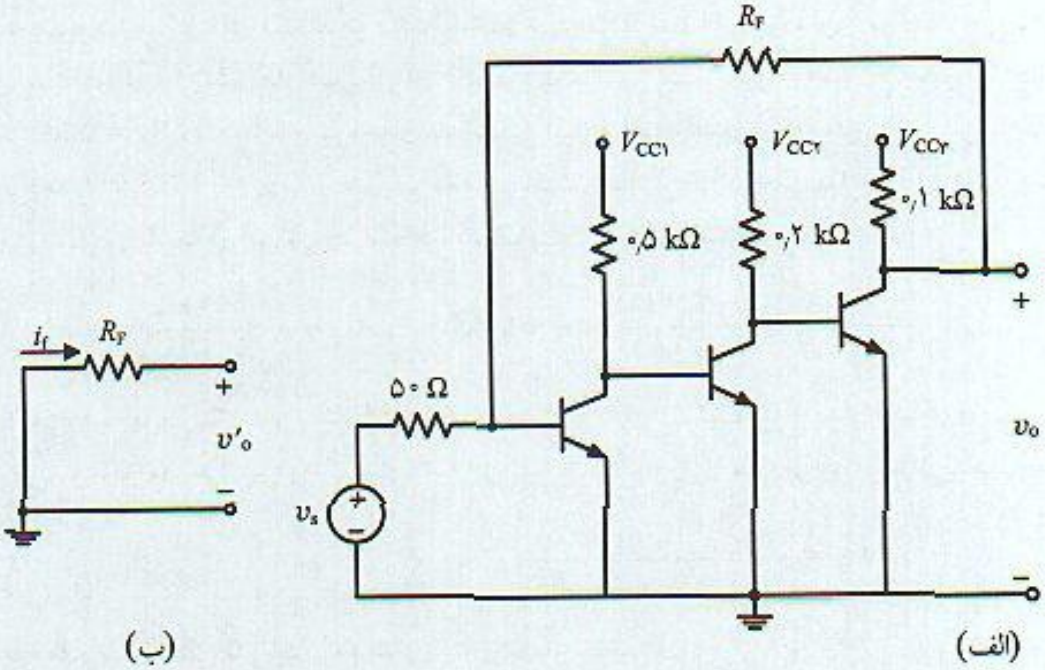
حل مدار معادل تقویت‌کننده اصلی با اتصال کوتاه ورودی و خروجی بدست می‌آید. بنابراین مقاومت فیدبک R_F در ورودی و خروجی ظاهر شده و در حالت کلی بر مدار تقویت‌کننده اصلی اثر بارگذاری دارد. در اولین مرحله با فرض :

$$R_F \gg r_{x۱} + r_{\pi۱} = ۲٫۷\ k\Omega$$

اثر بارگذاری قابل اغماض است. در این مدار ضریب فیدبک $f = -G_F$ و تابع انتقال تقویت‌کننده از نوع مقاومت انتقالی است. با توجه به مدار معادل تقویت‌کننده اصلی در شکل (۴-۴۱) و بهره ولتاژ ۷۲۰۰- برای تقویت‌کننده اصلی :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۴-۴۰ الف) تقویت‌کننده سه طبقه فیدبک ولتاژ موازی مثال (۴-۸، ب) مدار معادل فیدبک

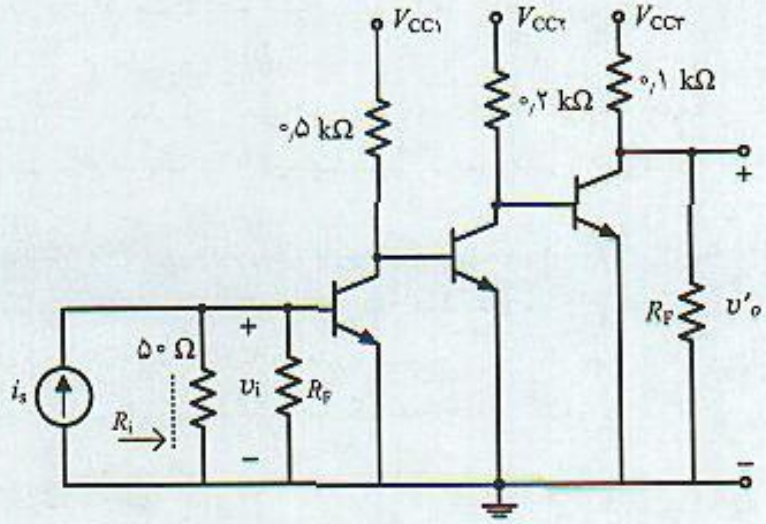
$$G_M = \frac{v'_o}{i_i} = \frac{v'_o}{v_i}\,\frac{v_i}{i_i} = -\,۷۲۰۰\,R_i$$

$$\Rightarrow\ G_M = -\,۳۶۰\ \text{k}\Omega$$

$$R_i = R_S \parallel (r_{x1} + r_{\pi1}) \parallel R_F \approx R_S = ۵۰\ \Omega$$

بنابراین در گام اول و با صرفنظر از اثر بارگذاری، برای ضریب عدم حساسیت ۷۱ لازم است مقاومت شبکه فیدبک :

$$D = ۱ + G_M f = ۷۱ \quad \Rightarrow\ f = -\,۰٫۱۹۴\ \text{m}\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow\ R_F = ۵٫۱۵\ \text{k}\Omega$$



شکل ۴-۴۱ مدار معادل تقویت‌کننده اصلی با اثر شبکه فیدبک و مدار معادل نورتن منبع ورودی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مقدار محاسبه شده برای مقاومت شبکه فیدبک نشان می‌دهد تقریب عدم بارگذاری در خروجی تقریب مناسبی است، اما در ورودی مدار صرفنظر از R_F تقریب مناسبی نیست. برای اصلاح طرح با انتخاب مقاومت $R_F = ۵\ k\Omega$ ، با محاسبه بهره مقاومت انتقالی تقویت‌کننده اصلی با در نظر گرفتن اثر بارگذاری نشان می‌دهد $G_M = -۳۵۴\ k\Omega$ و ضریب عدم حساسیت حاصل $D = ۱ + G_M f = ۷۱٫۸$ که بیش از مقدار موردنظر می‌باشد. در این شرایط مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته:

$$G_{Mf} = \frac{a}{۱ + G_M f} = \frac{-۳۵۴\ k\Omega}{۷۱٫۸} = -۴٫۹۴\ k\Omega, \qquad A_{Vf} \approx \frac{-۴٫۹۴\ k\Omega}{۵۰\ \Omega} = -۹۹$$

که نشان می‌دهد بهره ولتاژ مدار بسته ۹۹- بدست می‌آید و به این ترتیب طرح مدار فیدبک در باند میانی تکمیل می‌شود. توجه شود بهره ولتاژ مدار بسته این تقویت‌کننده را از رابطه زیر نیز می‌توان بدست آورد:

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{R_S i_s} = \frac{G_{Mf}}{R_S}$$

G_{Mf} بهره مقاومت انتقالی تقویت‌کننده مدار بسته و مقدار تقریبی آن:

$$G_{Mf} = \frac{G_M}{۱ + f G_M} \approx \frac{۱}{f}$$

و با توجه به مقدار ضریب فیدبک f، در نتیجه:

$$A_{Vf} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_F}{R_S}$$

این رابطه مشابه رابطه تقویت‌کننده‌های معکوس‌کننده با تقویت‌کننده‌های عملیاتی است و در مواردی که بهره تقویت‌کننده مدار باز زیاد است با تقریب خوب برقرار می‌باشد.

مسائل فصل چهارم

۴-۱) بهره مدار باز یک تقویت‌کننده با فیدبک منفی $a = ۱۰۰$ و ضریب فیدبک $f = ۰٫۱$ می‌باشد.

الف) بهره تقویت‌کننده مدار بسته چقدر است.

ب) اگر بهره تقویت‌کننده اصلی ۱۵٪ تغییر کند، بهره تقویت‌کننده مدار بسته چه مقدار تغییر خواهد نمود.

ج) چنانچه ضریب مدار فیدبک ۲۰٪ تغییر کند، تغییرات بهره مدار با فیدبک چه مقدار می‌باشد.

۴-۲) یک تقویت‌کننده دارای بهره مدار باز (با اثر بارگذاری مدار فیدبک) $a = ۱۰۰ \pm ۱۰\%$ است. برای اینکه بهره تقویت‌کننده مدار بسته کمتر از ۰٫۵٪ باشد:

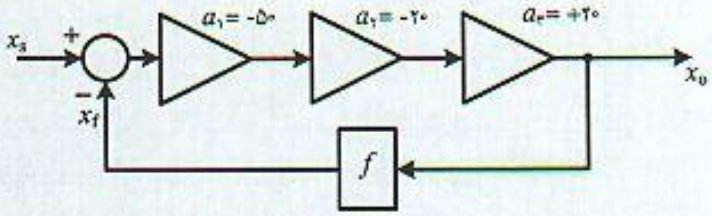
الف) مقدار فیدبک لازم در تقویت‌کننده چقدر است.

ب) ضریب عدم حساسیت و بهره ولتاژ با فیدبک مدار چقدر است.

۴-۳) در تقویت‌کننده سه طبقه شکل (م ۴-۳) مقدار ضریب فیدبک را برای بهره تقویت‌کننده مدار بسته ۱۰۰- تعیین کنید. چنانچه بهره هر کدام از تقویت‌کننده‌ها به اندازه ۲۰٪ تغییر نماید، بهره مدار باز و مدار بسته چه مقدار تغییر خواهد نمود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



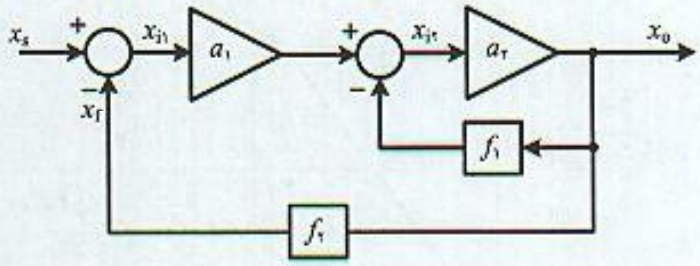
شکل (م ۴-۳)

۴-۴) شکل (م ۴-۴) تقویت‌کننده‌ای با دو حلقه فیدبک را نشان می‌دهد. خروجی هر یک از مقایسه کننده‌ها را بر حسب سیگنال ورودی و خروجی نوشته و نشان دهید بهره کل مدار از رابطه زیر بدست می‌آید. هم‌چنین با استفاده از رابطه بدست آمده روشی برای حل مدار با استفاده از فیدبک ارائه نمایید.

$$A = \frac{x_0}{x_s} = \frac{a_1 \times a_2}{1 + f_2 a_1 + f_1 a_1 a_2}$$

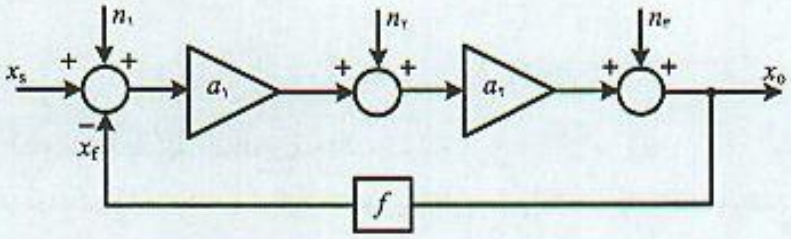
راهنمایی: رابطه بهره کل را بصورت عبارت زیر نوشته و نتیجه گیری کنید. A_2 بهره تقویت‌کننده مدار بسته قسمت دوم مدار است.

$$A = \frac{a_1 A_2}{1 + a_1 A_2 f_2}$$



شکل (م ۴-۴)

۵-۴) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۵) که سیگنال نویز در طبقه ورودی، میانی و در محل خروجی به مدار وارد می‌شود، عبارت کامل خروجی را بدست آورده و نویز خروجی را به ازاء هر بخش به تفکیک مشخص کنید. به نظر شما کدام نویز در تقویت‌کننده مهمتر است. برای کاهش سایر مولفه‌های نویز خروجی چه تمهیدی در مدار باید بکار برد.



شکل (م ۴-۵)

۶-۴) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۶) که از دو مسیر فیدبک استفاده شده است:

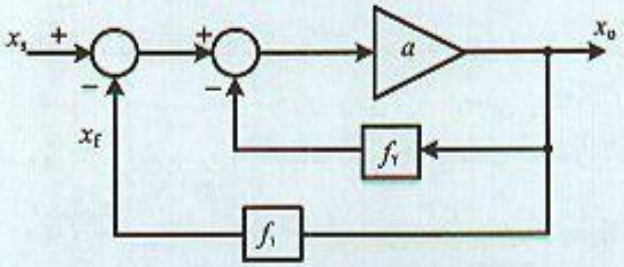
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) بهره ورودی به خروجی را مشخص کنید.

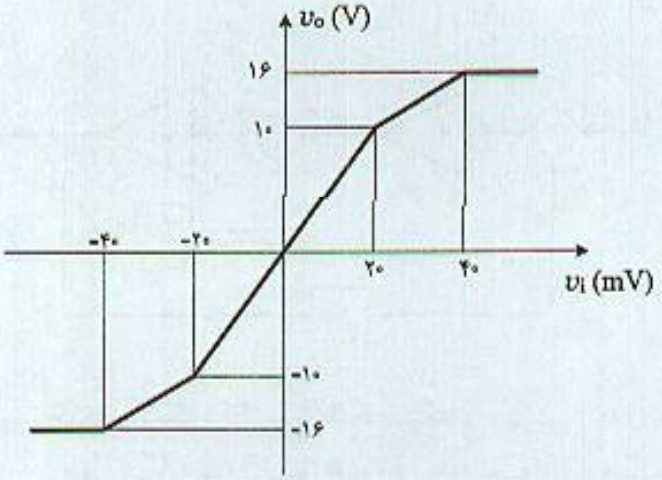
ب) روشی برای تحلیل این مدارها مشخص کنید.

ج) با فرض اینکه یکی از ضرایب فیدبک (برای مثال f_2) منفی باشد، در اینصورت بخشی از مدار فیدبک مثبت خواهد بود. شرایطی بدست آورید که فیدبک کل مجموعه منفی باشد.



شکل (م ۴-۶)

۴-۷) مشخصه انتقال یک تقویت‌کننده ولتاژ در شکل (م ۴-۷) نشان داده شده است. اگر از این تقویت‌کننده در مدار فیدبکی با ضریب فیدبک ۰٫۱ استفاده شود، مشخصه انتقال مدار با فیدبک را ترسیم نمایید.



شکل (م ۴-۷)

۴-۸) یک تقویت‌کننده دارای تابع انتقال فرکانس بالای:

$$H(s) = \frac{۱۰۰۰}{۱ + \frac{s}{۱۰}}$$

و در آن s با واحد $(\mu s)^{-۱}$ است.

الف) فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده را محاسبه کنید.

ب) از این مدار در یک تقویت‌کننده فیدبک با ضریب فیدبک ۰٫۱ استفاده شده است. بهره باند میانی و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده با فیدبک چقدر است.

ج) حاصلضرب بهره - پهنای باند مدار چقدر است.

د) چنانچه از این تقویت‌کننده در مدار فیدبکی با بهره باند میانی ۱۰ استفاده شود پهنای باند چقدر خواهد بود.

POWEREN.IR

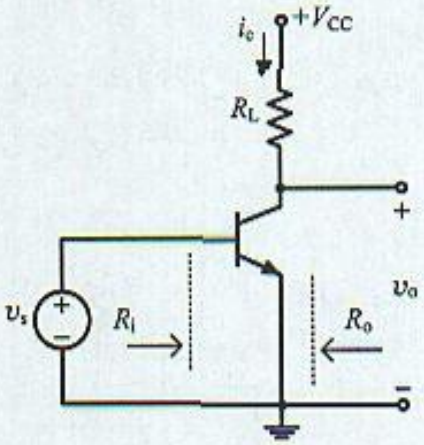
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۹) یک تقویت‌کننده با بهره باند میانی a_0 و فرکانس قطع پایین ω_L را در نظر گرفته که در یک مدار فیدبک با ضریب f بکار رفته است. فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده با فیدبک چقدر خواهد بود.

۴-۱۰) در یک تقویت‌کننده امیتر مشترک به صورت شکل (م ۴-۱۰) پارامتر h_{re} را می‌توان فیدبک خروجی به ورودی در نظر گرفت.

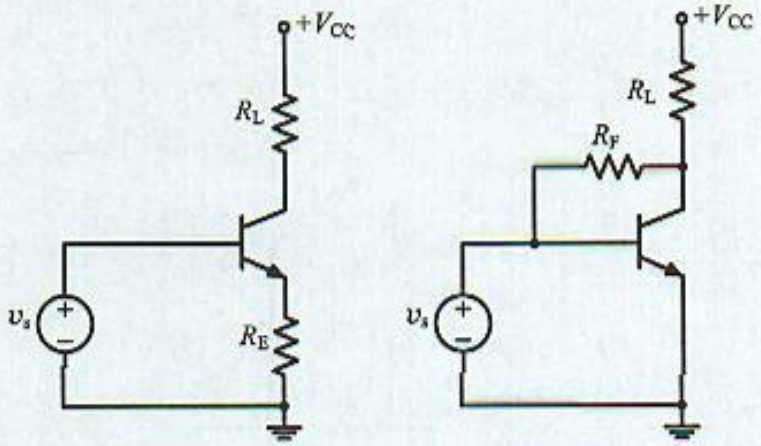
الف) با تعیین نوع فیدبک بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی تقویت‌کننده را بدست آورید.

ب) اگر از این تقویت‌کننده با منبعی به مقاومت R_s تغذیه شود، مشخصات تقویت‌کننده را با در نظر گرفتن اثر بارگذاری منبع محاسبه کنید.



شکل (م ۴-۱۰)

۴-۱۱) با استفاده از روش فیدبک نشان دهید قضیه میلر Miller در مورد هر یک از مدارهای شکل (م ۴-۱۱) برقرار است.

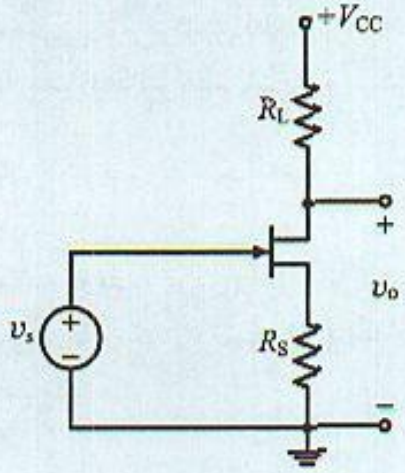


شکل (م ۴-۱۱)

۴-۱۲) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۱۲) با استفاده از عنصر FET با مشخصات g_m و $r_o = \infty$، با تشخیص نوع فیدبک مشخصات کامل تقویت‌کننده را مشخص کنید.

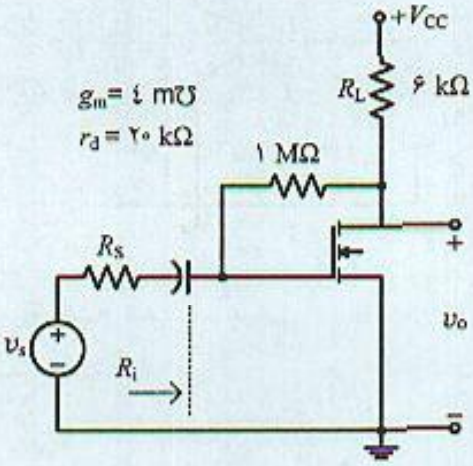
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۴-۱۲)

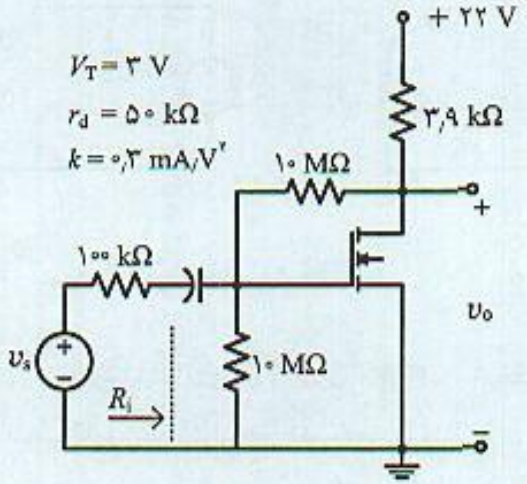
۴-۱۳) در مدار شکل (م ۴-۱۳) و با استفاده از روش فیدبک بهره ولتاژ و مقاومت ورودی را محاسبه کنید. عنصر MOSFET از نوع ارتقائی با کانال n است.



شکل (م ۴-۱۳)

۴-۱۴) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۱۴) از یک عنصر MOSFET ارتقائی با کانال n تشکیل شده است.

الف) نقطه کار ترانزیستور را مشخص کنید.



شکل (م ۴-۱۴)

POWEREN.IR

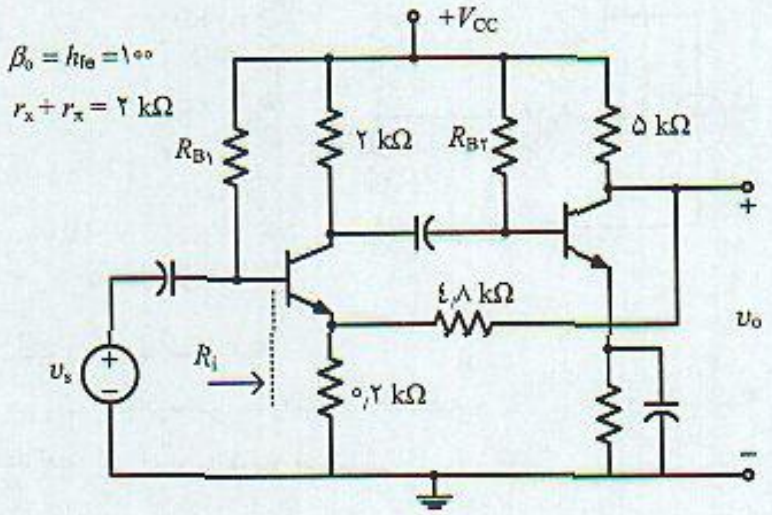
POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) آیا نقطه کار ترانزیستور پایدار است.

ج) به روش مستقیم مشخصات مدار شامل بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی را مشخص کنید.

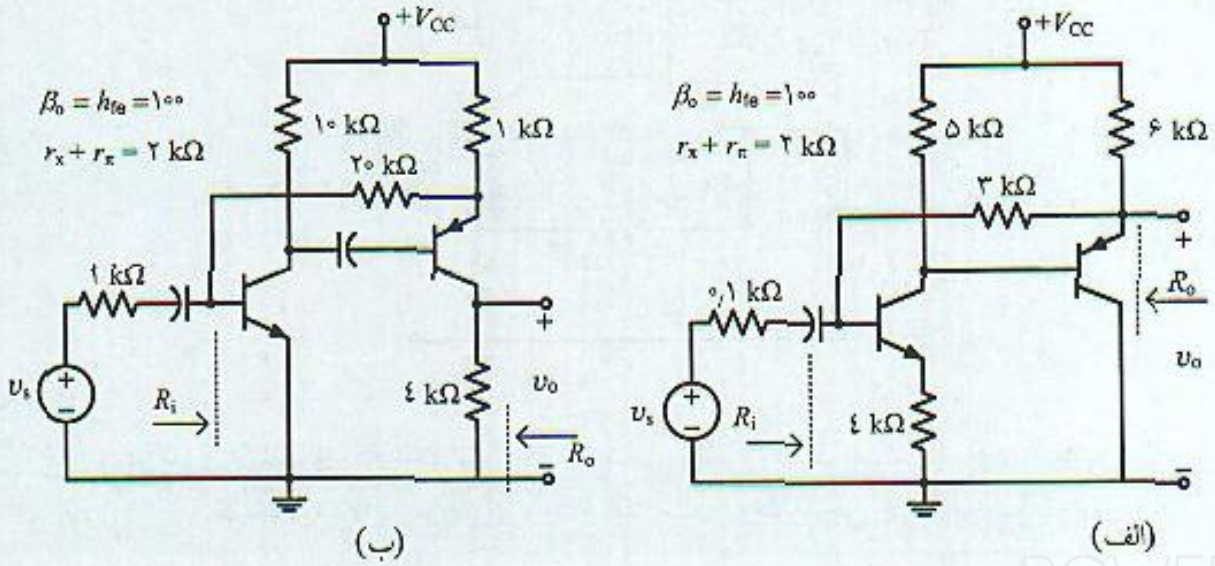
د) با روش فیدبک مقادیر فرض (ج) را تکرار و مقادیر حاصل را با مقادیر قبل مقایسه کنید.

۴-۱۵) در مدار شکل (م ۴-۱۵) با تعیین نوع فیدبک بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی را مشخص کنید. اگر این تقویت‌کننده با منبعی به مقاومت ۱۰ کیلو اهم تغذیه شود، بهره ولتاژ کل چه مقدار خواهد بود. مقاومتهای بایاس را بزرگ فرض کنید.



شکل (م ۴-۱۵)

۴-۱۶) در هر یک از مدارهای شکل (م ۴-۱۶) با مشخصات داده شده برای ترانزیستورها، پارامترهای تقویت‌کننده مدار بسته را مشخص کنید.

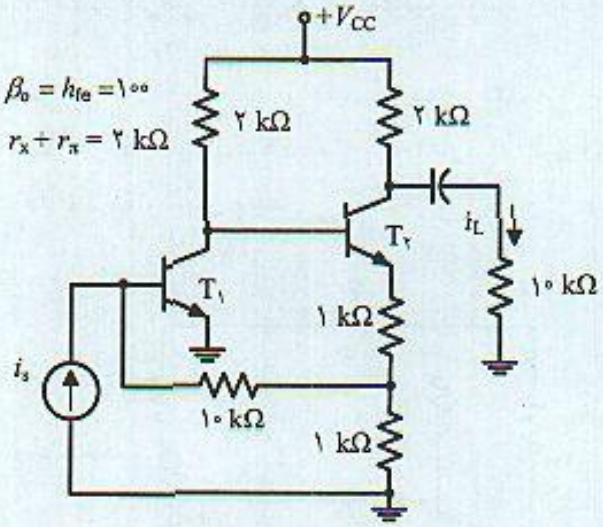


شکل (م ۴-۱۶)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۱۷) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۱۷) بهره جریان خروجی (جریان بار) به جریان منبع ورودی را مشخص کنید.



شکل (م ۴-۱۷)

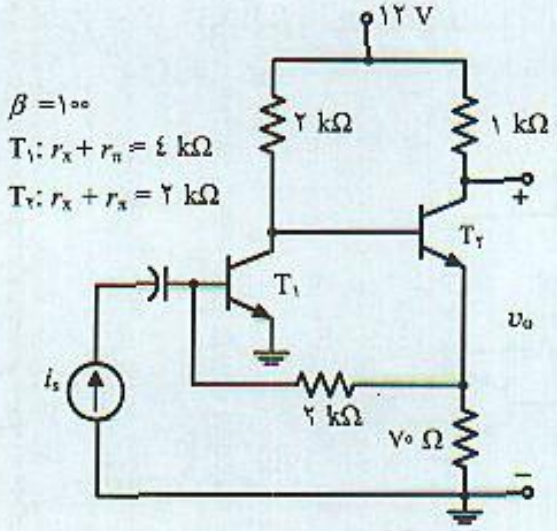
۴-۱۸) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۱۸):

الف) نقطه کار هر یک از ترانزیستورها را مشخص کنید.

ب) توضیح دهید نقطه کار چگونه پایدار می‌شود.

ج) بهره ولتاژ مدار را محاسبه کنید.

د) اگر منبع جریان ورودی با منبع ولتاژی با مقاومت ۵۰ Ω جایگزین شود، بهره ولتاژ کل مدار چقدر است.



شکل (م ۴-۱۸)

۴-۱۹) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۱۹) که شامل دو نوع فیدبک است، با استفاده از نتایج مسئله (۴-۶) تقویت‌کننده را بررسی و بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی را بر حسب پارامترهای ترانزیستور مشخص کنید.

POWEREN.IR

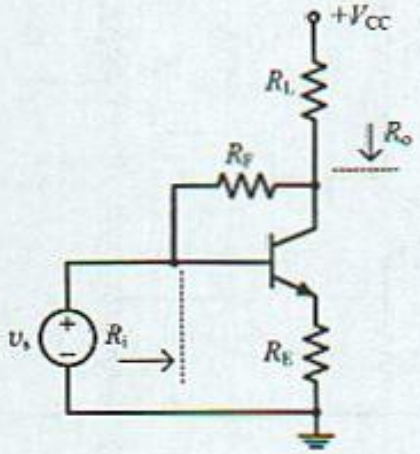
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۲۰) تقویت‌کننده شکل (م ۴-۱۹) را مستقیما و با استفاده از معادلات ولتاژ و جریان بررسی کنید و نتایج حاصل را با نتایج مسئله (۴-۱۹) مقایسه کنید.

۴-۲۱) در تقویت‌کننده شکل (۴-۱۹) چه شرایطی لازم است در نظر گرفت که:

$$R_i = r_x + r_\pi \,, \quad R_o = r_o$$

مقاومت خروجی ترانزیستور r_o است.



شکل (م ۴-۱۹)

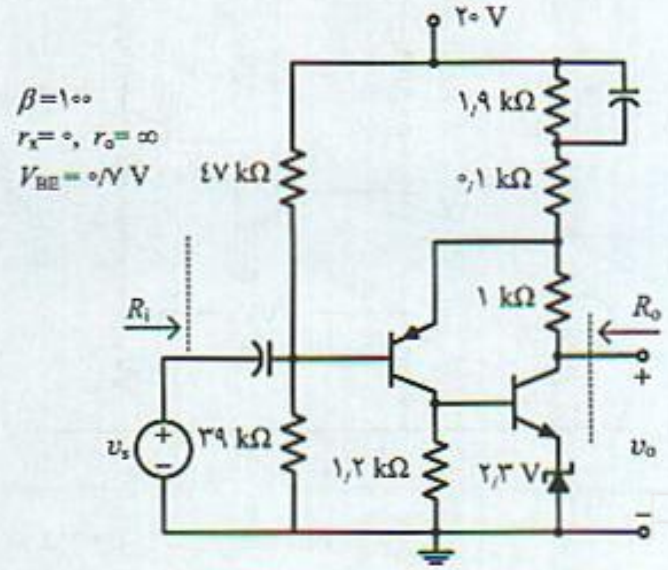
۴-۲۲) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۲۲):

الف) ولتاژ و جریان نقطه کار دو ترانزیستور را تعیین کنید.

ب) نشان دهید نقطه کار ترانزیستور پایدار است.

ج) با تعیین نوع فیدبک مدار، بهره ولتاژ، مقاومت ورودی و خروجی را محاسبه کنید.

(زنر بکار رفته با جریان محاسبه شده در مدار در ناحیه شکست بایاس شده و مقاومت دینامیک آن ناچیز و خازنها اتصال کوتاه هستند.)



شکل (م ۴-۲۲)

POWEREN.IR

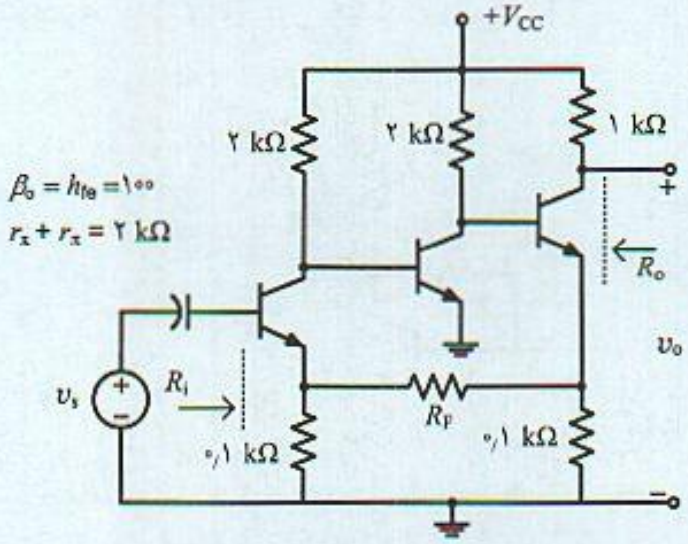
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۲۳) در تقویت‌کننده سه طبقه شکل (م ۴-۲۳):

الف) نوع فیدبک و مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و فیدبک را تعیین کنید.

ب) مقاومت R_F را برای بهره ولتاژ مدار بسته ۵۰ محاسبه کنید.

ج) با فرض $\beta_o = ۱۰۰$ و $r_x + r_\pi = ۲\,k\Omega$ برای تمام ترانزیستورها، مقدار بهره ولتاژ دقیق، مقاومت ورودی و خروجی را محاسبه کنید.



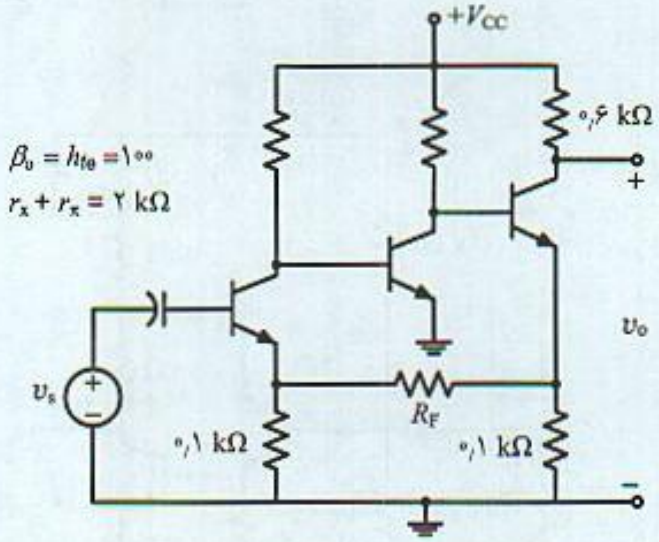
شکل (م ۴-۲۳)

۴-۲۴) در مدار شکل (م ۴-۲۴) بهره ولتاژ تقویت‌کننده اصلی با فرض بزرگ بودن مقاومت فیدبک R_F و $|A_V| = \frac{v_o}{v_s} = ۶۰۰۰$ است.

الف) مقدار مقاومت R_F را برای بهره ولتاژ مدار بسته ۱۰۰ تعیین کنید.

ب) مقاومت ورودی تقویت‌کننده چقدر است.

ج) اگر این مدار توسط منبعی با مقاومت ۱۰ kΩ تغذیه شود، بهره کل چه مقدار خواهد بود.



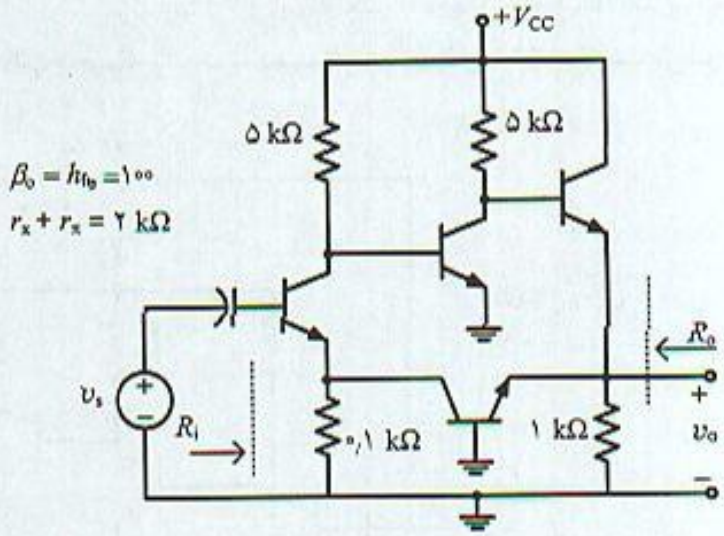
شکل (م ۴-۲۴)

۴-۲۵) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۲۵) و با مقادیر داده شده:

POWEREN.IR

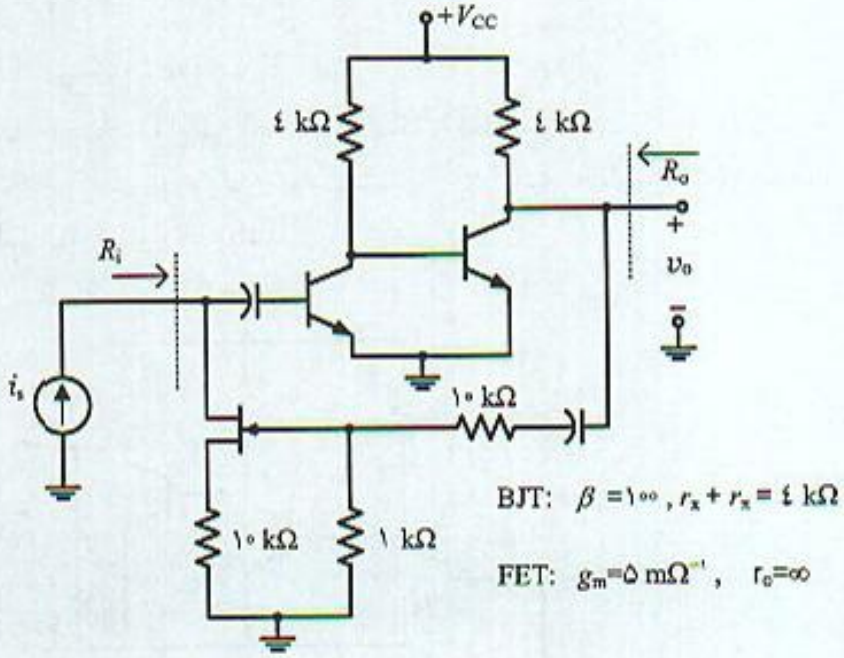
POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) نوع فیدبک، مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و مقدار ضریب فیدبک را تعیین نمایید.
ب) مشخصات تقویت‌کننده را محاسبه کنید.



شکل (م ۴-۲۵)

۴-۲۶) در متن بحث تقویت‌کننده فیدبک مشخص شد می‌توان فیدبک ولتاژ موازی را در تقویت‌کننده‌ای چند طبقه معمول امیتر مشترک که تعداد طبقات فرد است بکار برد. با استفاده از عناصر فعال می‌توان این نوع فیدبک را با طبقات زوج نیز بکار برد. شکل (م ۴-۲۶) یک نمونه از این مدارها را نشان می‌دهد. در مورد این تقویت‌کننده نشان دهید:



شکل (م ۴-۲۶)

الف) این مدار دارای فیدبک ولتاژ موازی است.
ب) با مقادیر داده شده برای ترانزیستورها مشخصات تقویت‌کننده اصلی شامل بهره، مقاومت ورودی و خروجی را تعیین کنید.
ج) مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته و بهره ولتاژ آنرا محاسبه کنید.

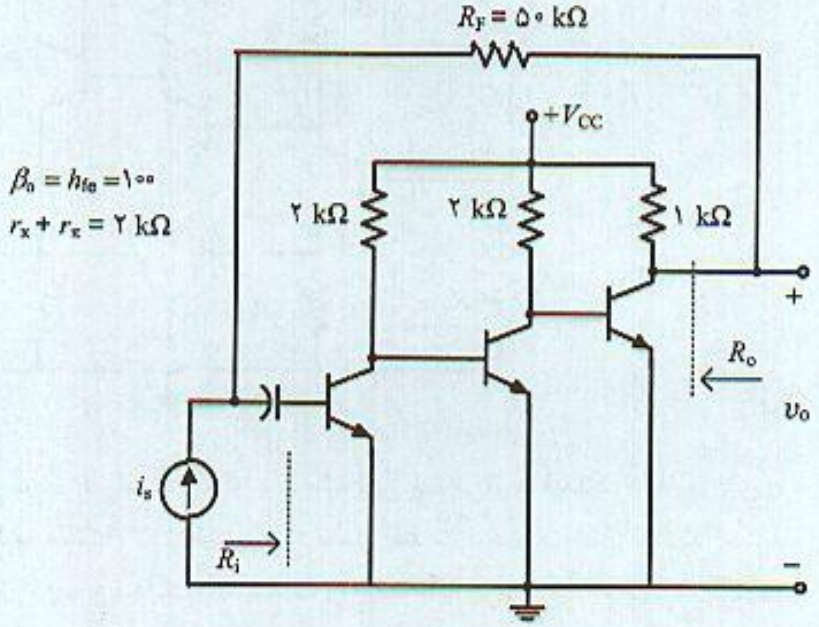
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴-۲۷) مدار شکل (م ۴-۲۷) تقویت‌کننده سه طبقه با فیدبک را نشان می‌دهد.

الف) با مقادیر داده شده، مشخصات مدار را با استفاده از تقویت‌کننده مدار باز محاسبه کنید.

ب) چنانچه β_o ترانزیستورها ۲ برابر شوند و با فرض اینکه تغییری در مقدار r_π ایجاد نشود، مشخصات تقویت‌کننده را در این حالت محاسبه و توضیح دهید چه مشخصه‌ای از مدار تثبیت می‌شود.

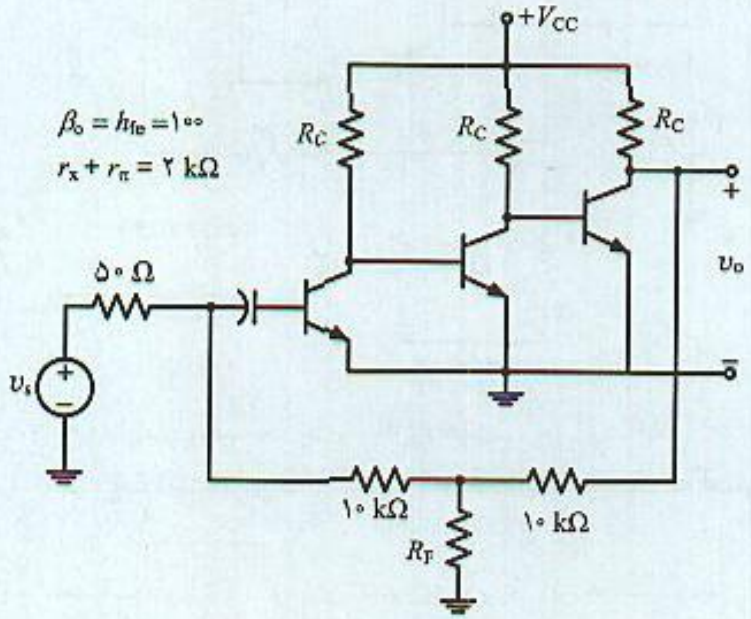


شکل (م ۴-۲۷)

۴-۲۸) در تقویت‌کننده سه طبقه شکل (م ۴-۲۸):

الف) نوع فیدبک، مدار معادل تقویت‌کننده اصلی و ضریب فیدبک را مشخص کنید.

ب) با فرض اینکه در تقویت‌کننده اصلی بهره ولتاژ تقویت‌کننده ۷۰۰۰- باشد، مقاومت R_F را چنان مشخص کنید که بهره ولتاژ مدار بسته ۱۰۰- باشد.



شکل (م ۴-۲۸)

POWEREN.IR

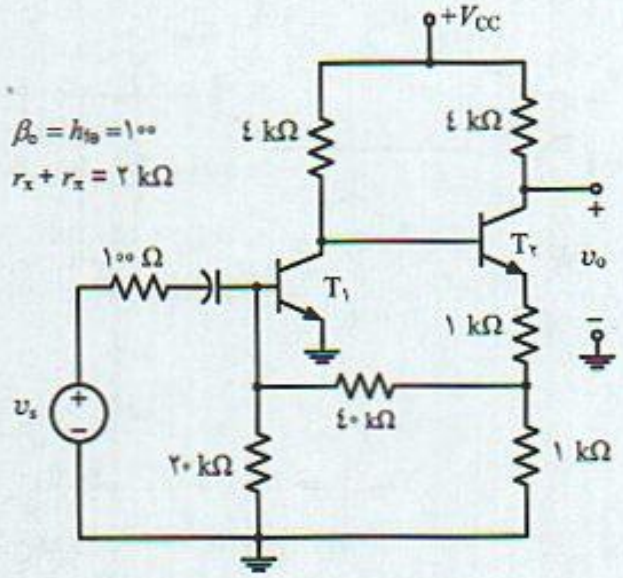
POWEREN.IR
PowerEn.ir

ج) در این شرایط ضریب عدم حساسیت و مقاومت ورودی تقویت‌کننده چقدر است.

۴-۲۹) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۲۹) و با مقادیر داده شده برای ترانزیستورها:

الف) بهره ولتاژ و مقاومت ورودی را مشخص کنید.

ب) چنانچه β_0 ترانزیستورها ۲ برابر شود بهره ولتاژ مدار بسته چقدر تغییر می‌کند. فرض کنید r_π ثابت می‌ماند.

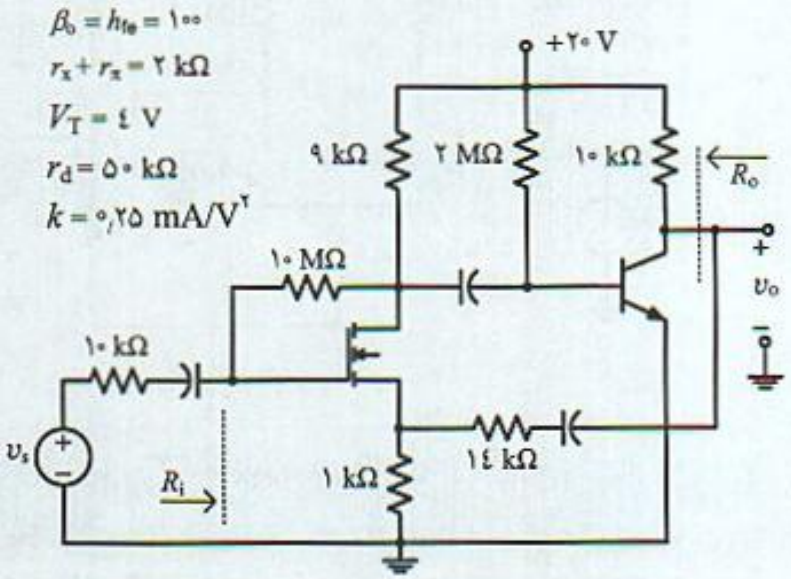


شکل (م ۴-۲۹)

۴-۳۰) در مدار شکل (م ۴-۳۰) و با مشخصات داده شده برای عنصر MOSFET ارتقائی:

الف) نقطه کار عنصر FET را مشخص کنید.

ب) بهره ولتاژ کل مدار، مقاومت ورودی و خروجی را محاسبه نمایید. مشخصات ترانزیستور در نقطه کار محاسبه شده است.



شکل (م ۴-۳۰)

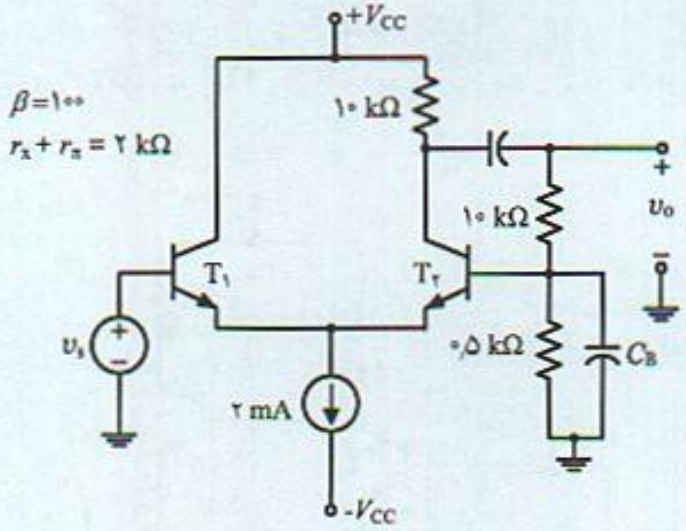
۴-۳۱) در مدار شکل (م ۴-۳۱):

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) با فرض اینکه در فرکانس کار خازن C_B اتصال کوتاه است بهره ولتاژ مدار را محاسبه کنید.

ب) با فرض قطع بودن این خازن بهره ولتاژ و مقاومت ورودی مدار را مشخص کنید.



شکل (م ۴-۳۱)

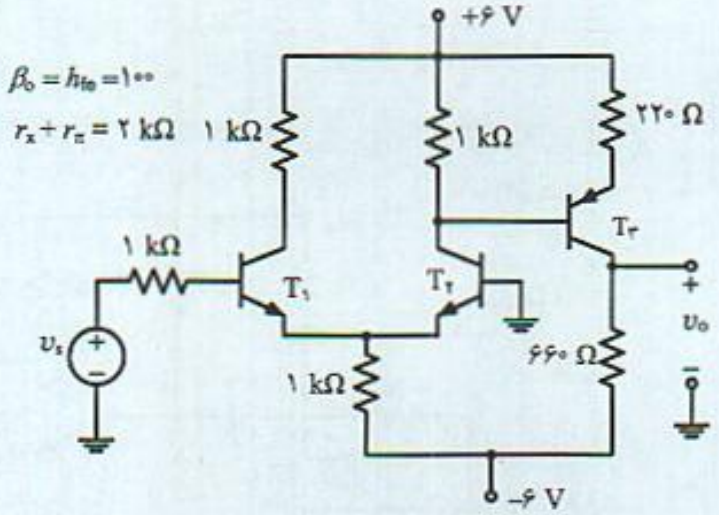
۴-۳۲) در تقویت‌کننده DC شکل (م ۴-۳۲):

الف) ولتاژ و جریان نقاط کار تمام ترانزیستورها را مشخص کنید.

ب) بهره ولتاژ خروجی به منبع ورودی را محاسبه کنید.

ج) با قرار دادن مقاومت R_F بین خروجی و بیس T_1، فیدبکی با ضریب عدم حساسیت ۱۱ برقرار نمایید.

د) بهره ولتاژ مدار را در حالت (ج)، مقاومت ورودی و خروجی مدار را تعیین کنید.



شکل (م ۴-۳۲)

۴-۳۳) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۳۳) که منبع ورودی فاقد ولتاژ DC است:

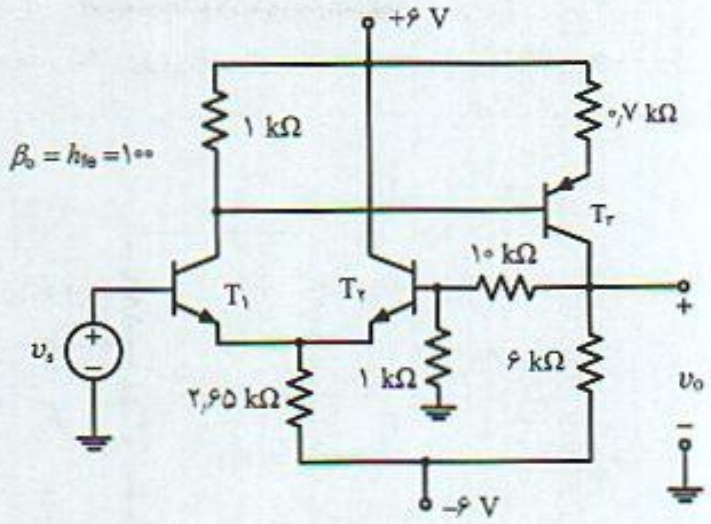
الف) نقطه کار ترانزیستورها را مشخص کنید.

ب) نوع فیدبک بکار رفته در مدار را مشخص نمایید.

ج) مشخصات تقویت‌کننده مدار بسته را محاسبه کنید.

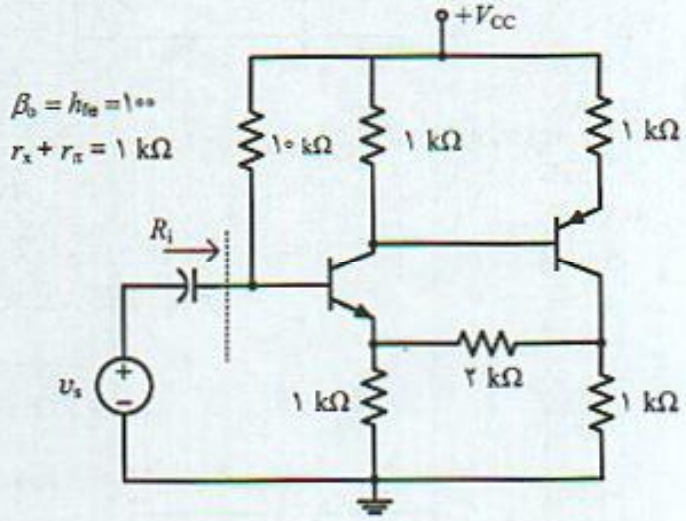
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۴-۳۳)

۴-۳۴) در تقویت‌کننده فیدبک شکل (م ۴-۳۴) مقاومت ورودی تقویت‌کننده را محاسبه کنید.



شکل (م ۴-۳۴)

۴-۳۵) نشان دهید روابط (۴-۴۱) در مورد امپدانس ورودی و خروجی تقویت‌کننده فیدبک جریان سری برقرار است.

۴-۳۶) عبارات امپدانس ورودی و خروجی تقویت‌کننده با فیدبک ولتاژ سری در شکل (۴-۳۳) را بدست آورید و نشان دهید امپدانس ورودی افزایش و امپدانس خروجی کاهش می‌یابد.

۴-۳۷) مدار معادلی برای محاسبه عبارت بهره حلقه در فیدبک جریان موازی معرفی و با استفاده از شکل (۴-۳۶) و پارامترهای g تقویت‌کننده، عبارتهای امپدانس ورودی و خروجی را بدست آورید.

۴-۳۸) در تقویت‌کننده کاسکود (Cascode) شکل (م ۴-۳۸):

الف) ولتاژ و جریان نقطه کار هر یک از ترانزیستورها را تعیین کنید.

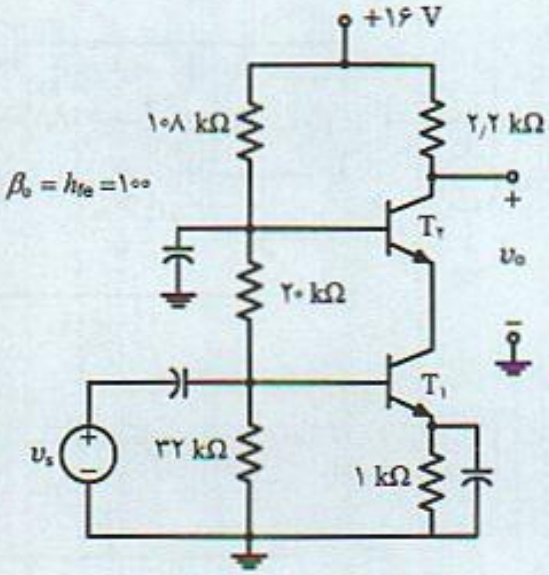
ب) بهره ولتاژ خروجی به منبع ورودی را بدست آورید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ج) چه نوع فیدبک یا فیدبکهایی به این تقویت‌کننده می‌توان اعمال نمود.

د) فیدبکی را انتخاب کنید که مقاومت ورودی بزرگی را سبب شده و ضریب عدم حساسیت ۱۱ بدست آید. مدار لازم و عناصر آنرا محاسبه کنید.(تمام خازنها در فرکانس کار اتصال کوتاه فرض می‌شوند.)



شکل (م ۴-۳۸)

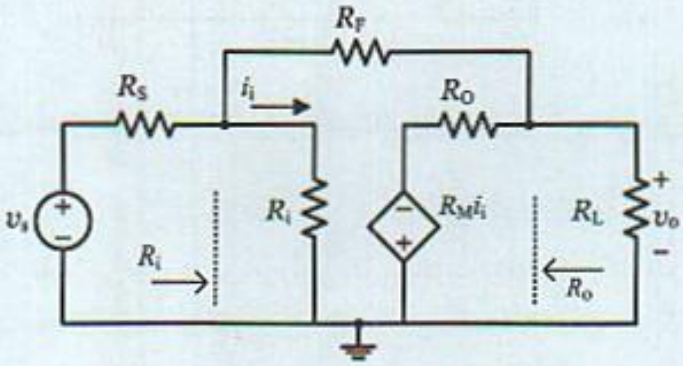
۴-۳۹) در تقویت‌کننده مقاومت انتقالی شکل (۴-۳۹) و با مشخصات داده شده برای آن و با فرض مقاومت منبع $R_S = ۰\ \Omega$:

الف) مقاومت دیده شده توسط منبع ورودی چقدر است.

ب) مقاومت خروجی تقویت‌کننده را محاسبه کنید.

ج) بهره ولتاژ مدار چقدر است.

د) فرض ج را برای $R_S = ۱\ k\Omega$ تکرار کنید.



$R_i = ۱۰۰\ k\Omega$
$R_o = ۱۰۰\ \Omega$
$R_M = ۱۰۰۰\ k\Omega$
$R_F = ۱۰۰\ k\Omega$
$R_S = ۱۰\ k\Omega$
$R_L = ۱\ k\Omega$

شکل (م ۴-۳۹)

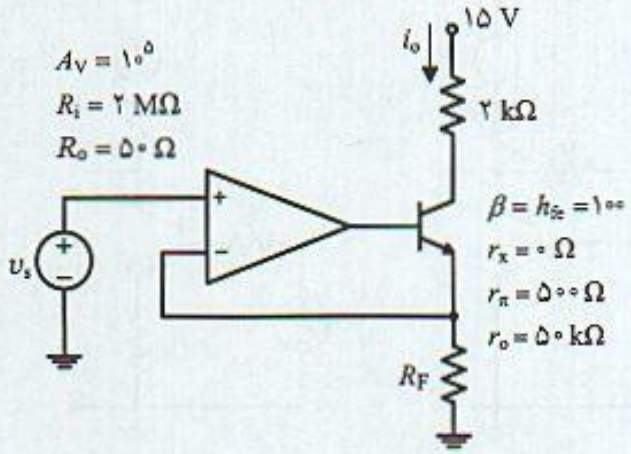
۴-۴۰) در تقویت‌کننده هدایت انتقالی شکل (م ۴-۴۰) :

الف) مقدار مقاومت فیدبک R_F را چنان تعیین کنید که بهره هدایت انتقالی مدار ۵ mA/V باشد.

ب) مقاومت خروجی تقویت‌کننده از دو سر R_L را محاسبه نمایید.

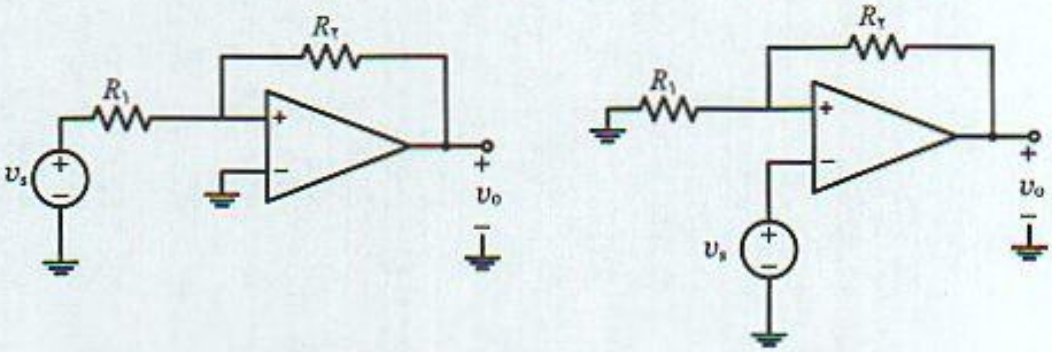
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۴-۴۰)

۴-۴۱) در هر یک از تقویت‌کننده‌های شکل (م ۴-۴۱) که از تقویت‌کننده عملیاتی با بهره ولتاژ A_V، مقاومت ورودی R_i و مقاومت خروجی R_o تشکیل شده است و با روش فیدبک:



شکل (م ۴-۴۱)

الف) بهره ولتاژ خروجی به ورودی، مقاومت ورودی (دیده شده توسط منبع) و مقاومت خروجی تقویت‌کننده با فیدبک را محاسبه کنید.

ب) مقادیر حاصل در فرض (الف) را برای هر کدام از تقویت‌کننده‌ها و با A_V بزرگ ساده کنید.

۴-۴۲) در تقویت‌کننده شکل (م ۴-۴۲ الف) فرض نمایید ولتاژ تغذیه دارای سیگنال اضافی است که به صورت منبع سری با تغذیه در نظر گرفته شده است.

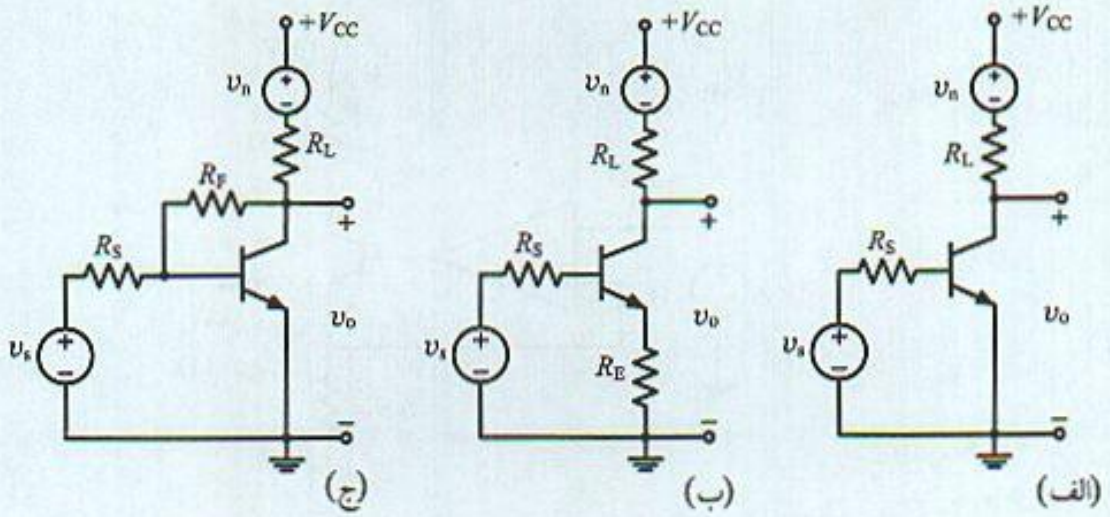
الف) در این مدار نسبت خروجی v_{o1} به v_{o2} را بدست آورید. v_{o1} سیگنال خروجی در اثر منبع ورودی وقتی سیگنال اضافی صفر است و v_{o2} سیگنال خروجی در اثر منبع v_n است (سیگنال ورودی در این حالت صفر است).

ب) این نسبت را برای مدار شکل (م ۴-۴۲ ب) نیز بدست آورید و نشان دهید نسبت به حالت (الف) بهبود یافته است.

۴-۴۳) مسئله (۴-۴۲) را برای مدار شکل (م ۴-۴۲ ج) تکرار کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۴-۴۲)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۵

ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک

مقدمه

در فصل قبل اثر فیدبک بر مشخصات تقویت‌کننده‌ها در باند میانی بررسی شد. استفاده از فیدبک منفی باعث تثبیت بهره، عدم حساسیت به مشخصات عناصر فعال، کاهش اعوجاج، تغییر امپدانس ورودی و خروجی می‌شود. هم‌چنین اشاره مختصری به مساله ناپایداری در این تقویت‌کننده‌ها شد. در مورد اینکه چرا تقویت‌کننده‌ای ممکن است ناپایدار شود باید گفت اساساً طرح تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی است و از اثر خازنهای ترانزیستور در این باند صرفنظر می‌شود. اما در فرکانسهای بالا بعلت وجود این خازنها، علاوه‌بر فیدبک موجود توسط شبکه فیدبک، این خازنها نیز مسیر فیدبک دیگری در تقویت‌کننده بوجود می‌آورند بطوریکه فیدبک کل به فیدبک مثبت تبدیل شده و باعث ناپایداری مدار می‌شود.

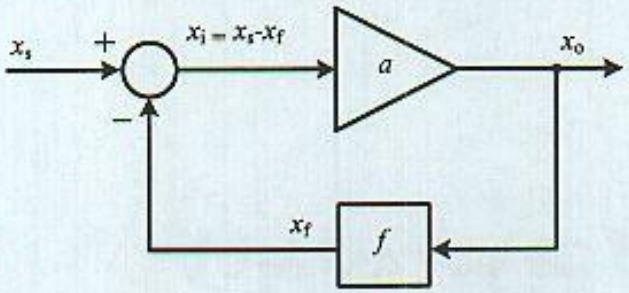
بررسی دقیق مساله پایداری در حالت کلی کار مشکلی است و لازم است جوابهای دقیق با استفاده از کامپیوتر بررسی شوند. بعلت محدودیت استفاده از کامپیوتر، به موازات آن روش تقریبی لازم است تا نکات عملی در طرح مدار مشخص شود. ابزارهایی که در بررسی تقریبی مدارهای فیدبک استفاده می‌شود **مکان هندسی ریشه‌ها** (Root locus) و **نمودارهای بد** (Bode Plots) هستند. در این فصل اثر فیدبک منفی بر روی پاسخ فرکانسی مدار و خصوصاً مساله ناپایداری بررسی می‌شود. در فصل‌های بعدی روش جبران و چگونگی حل مساله ناپایداری مطرح خواهد شد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۵-۱ ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک

شکل (۵-۱) شمای کلی تقویت‌کننده فیدبک منفی را نشان می‌دهد که در آن سیگنال فیدبک شده در ورودی از سیگنال ورودی کم می‌شود.



شکل ۵-۱ شمای کلی تقویت کننده فیدبک

$a(s)$ تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی و f_o تابع انتقال مدار فیدبک و این توابع انتقال مستقل از هم فرض می‌شوند. در چند حالت خاص تابع انتقال $a(s)$، اثر فیدبک منفی بر مشخصات تقویت‌کننده اصلی بررسی می‌شود. در این بررسی ضریب فیدبک f_o مستقل از فرکانس فرض می‌شود.

۵-۱-۱ تقویت‌کننده اصلی با یک قطب

بعنوان اولین مثال فرض می‌شود تقویت‌کننده اصلی دارای یک قطب در s_a، در سمت چپ محور حقیقی و با بهره باند میانی a_o است. بنابراین تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی:

$$a(s) = \frac{a_o}{1 + \frac{s}{s_a}}$$

است. تابع انتقال کلی تقویت‌کننده با فیدبک (مدار بسته):

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) f_o} \qquad (۵-۱ \text{ الف})$$

است که می‌توان آنرا بصورت

$$A(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{s_1}} \qquad (۵-۱ \text{ ب})$$

نشان داد که در آن

$$A_o = \frac{a_o}{1 + a_o f_o}, \quad s_1 = s_a (1 + a_o f_o) \qquad (۵-۱ \text{ ج})$$

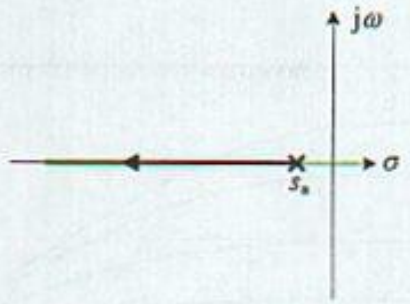
از روابط فوق نتایج زیر را می‌توان دید:

- بهره باند میانی با ضریب $D_o = 1 + a_o f_o$ کاهش یافته است.
- پهنای باند تقویت‌کننده با فیدبک:

$$\omega_{Hf} = |s_1| = (1 + a_o f_o)\,|s_a| = D_o \omega_H \qquad (۵-۲)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۲ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبک یک قطبی با تغییر فیدبک

ω_H پهنای باند تقویت‌کننده اصلی است.

- با افزایش مقدار فیدبک قطب تابع انتقال مدار بسته از مبدا دور و پهنای باند افزایش می‌یابد. شکل (۵-۲) مکان هندسی قطب تابع انتقال مدار بسته را با افزایش فیدبک نشان می‌دهد.
- اعمال فیدبک قطب را به سمت راست صفحهٔ s نمی‌برد. برای تمام مقادیر f_0 تقویت‌کننده پایدار است.
- حاصلضرب **بهره- پهنای باند** GB (Gain-Bandwidth product) تقویت‌کننده با فیدبک با توجه به مقادیر بهره باند میانی و پهنای باند:

$$GB = A_0\,\omega_{Hf} = a_0\,\omega_H \qquad (۳-۵)$$

است. این حاصلضرب مقدار ثابتی است که فقط به تقویت‌کننده اصلی بستگی داشته و مستقل از مقدار فیدبک است.

- شکل (۵-۳) پاسخ فرکانس $A(j\omega)$ را برای مقادیر مختلف فیدبک برای تقویت‌کننده اصلی با بهره $a_0 = ۱۰۰۰$ و قطبی در $|s_a| = ۱$ نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود با افزایش فیدبک بهره کم شده و پهنای باند اضافه می‌شود.
- مساله عدم حساسیت تقویت‌کننده با فیدبک تا فرکانسی مطرح است که ضریب تقویت $a(j\omega)$ بزرگ باشد بطوریکه بتوان از ۱ در مقابل af صرفنظر کرد. اما با افزایش فرکانس، $a(j\omega)$ کم می‌شود و بنابراین عدم حساسیت مدار نسبت به پارامترهای تقویت‌کننده اصلی در فرکانسهای بالا نیز کم می‌شود. از شکل (۵-۳) ملاحظه می‌شود $A(j\omega)$ برای فیدبکهای مختلف و در فرکانس‌های بالا به یک مجانب ختم شده‌اند. در نتیجه می‌توان گفت تقویت‌کننده فیدبک در فرکانس بالا مانند تقویت‌کننده اصلی عمل می‌کند. علت آن است که با افزایش فرکانس $a(j\omega)$ کم شده و در حد وقتی $s \to \infty$، $A(s)$ نیز به سمت $a(s)$ میل می‌کند.

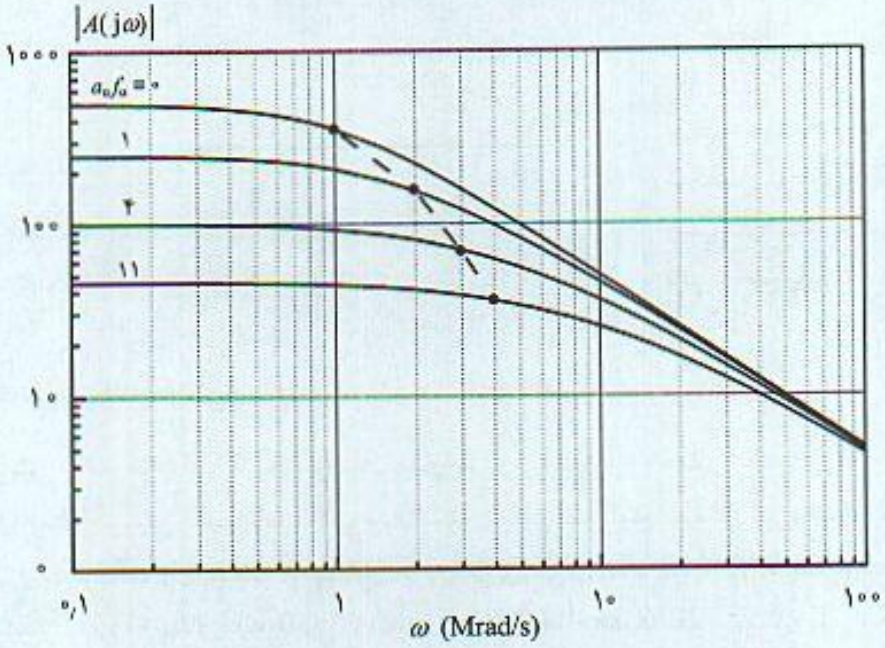
۵-۱-۲ تقویت‌کننده اصلی با دو قطب

با فرض دو قطب حقیقی در تقویت‌کننده اصلی، تابع انتقال آن بصورت:

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(۱ + \frac{s}{s_a}\right)\left(۱ + \frac{s}{s_b}\right)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۳ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده فیدبک با یک قطب

است. با اعمال فیدبک مقاومتی با ضریب f_0، تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته:

$$A(s) = \frac{a_0}{(1 + a_0 f_0) + a_1 s + a_2 s^2} = \frac{a_0}{T_0 + a_1 s + a_2 s^2} \qquad (۴-۵)$$

که در آن

$$a_1 = \frac{1}{s_a} + \frac{1}{s_b}, \quad a_2 = \frac{1}{s_a s_b}, \quad T_0 = 1 + a_0 f_0$$

رابطهٔ (۵-۴) را می‌توان بصورت:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{a_1}{T_0} s + \frac{a_2}{T_0} s^2} \qquad (۵-۵)$$

نوشت که در آن A_0 بهرهٔ باند میانی از رابطه (۵-۱ ب) بدست می‌آید. قطب‌های تابع انتقال مدار بسته ریشه‌های معادله مشخصه می‌باشند.

$$s^2 + \frac{a_1}{a_2} s + \frac{T_0}{a_2} = 0$$

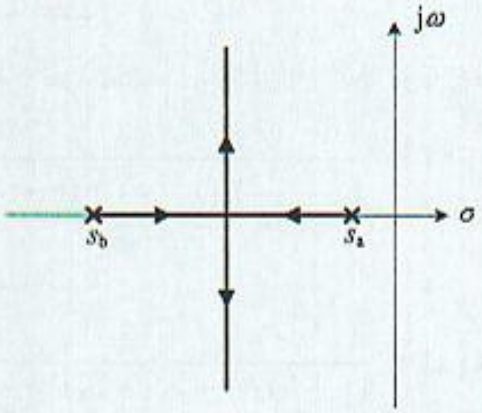
تابع انتقال دارای دو ریشه s_1 و s_2 است که از رابطه (۵-۶) بدست می‌آیند.

$$s_1, s_2 = \frac{-a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4 a_2 T_0}}{2 a_2} \qquad (۶-۵)$$

به ازاء $f_0 = 0$، مدار بدون فیدبک، قطب‌های s_1 و s_2 همان قطب‌های تقویت‌کننده اصلی s_a و s_b هستند. اما

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۴ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده ۲ قطبی با تغییر فیدبک

با افزایش مقدار فیدبک ریشه‌های معادله فوق مختلط و مزدوج می‌شوند. شکل (۵-۴) مکان هندسی ریشه‌ها را برای مقادیر مختلف فیدبک نشان می‌دهد. از مکان هندسی ریشه‌های تابع انتقال مدار بسته ملاحظه می‌شود قطب‌ها به ازاء تمام مقادیر فیدبک در سمت چپ صفحه قرار گرفته و مدار با فیدبک همواره پایدار است.

تابع انتقال (۵-۴) را می‌توان به فرم سیستم‌های مرتبه دوم بصورت (۵-۷) نشان داد.

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \qquad (۵-۷)$$

که در آن

$$\omega_0^2 = \frac{T_0}{a_2} = s_a s_b (1 + a_0 f_0), \quad Q = \frac{a_2}{a_1}(1 + a_0 f_0) \qquad (۵-۸)$$

ω_0 فرکانس **نوسانات غیر میرا** و Q **فاکتور کیفیت** (quality factor) نامیده می‌شود. رابطه Q با **فاکتور میرایی** ξ (damping factor) که عموماً در سیستمهای کنترل بکار می‌رود بصورت (۵-۹) است.

$$Q = \frac{1}{2\xi} \qquad (۵-۹)$$

محل قطب‌ها نیز از رابطهٔ (۵-۱۰) :

$$s_1, s_2 = -\frac{\omega_0}{2Q}\left(1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2}\right) \qquad (۵-۱۰ \text{ الف})$$

بدست می‌آید. بسته به مقدار Q ریشه‌ها می‌توانند حقیقی و یا مختلط باشند. با توجه به رابطهٔ (۵-۱۰) به ازاء $Q \leq 0.5$ قطب‌ها همواره حقیقی هستند. به ازاء مقادیری از f_0 که $Q > 0.5$ شود، قطب‌ها مختلط و همواره دارای قسمت حقیقی α و قسمت موهومی β هستند که از رابطه (۵-۱۰ ب) بدست می‌آید.

$$\alpha = -\frac{\omega_0}{2Q}, \quad |\beta| = \frac{\omega_0}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1} \qquad (۵-۱۰ \text{ ب})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۵-۱-۳ تقویت‌کننده اصلی با سه قطب

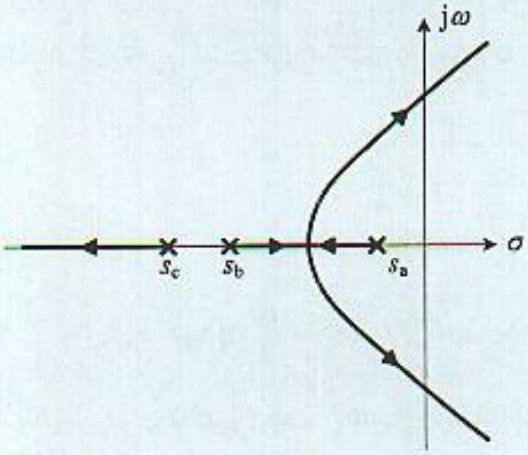
به عنوان آخرین مثال فرض شود تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی دارای ۳ قطب و با رابطه (۵-۱۱) است.

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 + \frac{s}{s_a}\right)\left(1 + \frac{s}{s_b}\right)\left(1 + \frac{s}{s_c}\right)} \qquad (۵-۱۱)$$

با فرض فیدبک مقاومتی f_0، تابع انتقال مدار بسته :

$$A(s) = \frac{a_0}{(1 + a_0 f_0) + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \qquad (۵-۱۲)$$

این تابع انتقال همواره دارای یک قطب حقیقی است. دو قطب دیگر ممکن است حقیقی و یا مختلط باشند. برای مقادیر بزرگ $a_0 f_0$ این ۲ قطب مختلط شده و مکان هندسی بصورت شکل (۵-۵) خواهد بود. از این شکل مشخص است که برای مقادیر فیدبک زیاد ممکن است قطب‌ها به سمت راست صفحه s منتقل شده و تقویت‌کننده ناپایدار شود.



شکل ۵-۵ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبک با تقویت‌کننده اصلی شامل ۳ قطب حقیقی

۵-۲ مکان هندسی ریشه‌ها با تغییر فیدبک

با توجه به بحث بخش قبل و مثالهای مطرح شده مشخص است که f_0 و به عبارت دیگر بهرهٔ حلقه در باند میانی $T_0 = a_0 f_0$، تاثیر مهمی بر محل قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته دارد. بنابراین محل قطب‌ها و پاسخ فرکانس به مقدار فیدبک بستگی دارد. مساله مهم در طرح تقویت‌کننده‌ها آن است که چگونه تقویت‌کننده اصلی و ترکیب مدار فیدبک طراحی شوند تا در عین حال که ضریب عدم حساسیت به اندازهٔ کافی بزرگ است، پاسخ **فرکانس مناسب** و قابل قبول نیز بدست آید. روش مهم در طرح تقویت‌کننده‌ها استفاده از **مکان هندسی ریشه‌ها** (root locus) مبتنی بر محل قطب‌های تابع انتقال مدار بسته $A(s)$ بر حسب f_0 در صفحه اعداد مختلط است. به کمک این روش مساله ناپایداری نیز مشخص می‌شود. با توجه به مکان قطب‌ها می‌توان بیشترین مقدار فیدبک $f_{0(max)}$ که به ازاء آن قطب‌های مدار بسته به سمت راست صفحهٔ s منتقل می‌شود را محاسبه کرد. در این شرایط **مرز ناپایداری** بدست می‌آید. در این بخش روش رسم مکان هندسی و قواعد لازم برای آن معرفی می‌شوند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۵-۲-۱ قواعد رسم مکان هندسی

تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته در حالت کلی

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + af(s)} = \frac{a(s)}{1 + T(s)} \qquad (۱۳-۵)$$

است. قطب‌های تابع انتقال $A(s)$ از حل معادله مشخصه $1 + T(s) = 0$ بدست می‌آیند. برای رسم مکان هندسی لازم است این معادله به ازاء مقادیر مختلف فیدبک شود. حل معادله مشخصه فوق با توجه به اینکه مرتبه این معادله معمولاً بیش از "۲" است کار مشکلی است. از این جهت عمدتاً از قواعد ساده‌ای که برای رسم مکان هندسی وجود دارد استفاده می‌شود.

۱- نقاط شروع و پایان مکان هندسی

تابع انتقال (۵-۱۳) را می‌توان بصورت

$$A(s) = \frac{a_0 g(s)}{1 + a_0 f_0 g(s)} \qquad (۱۴-۵)$$

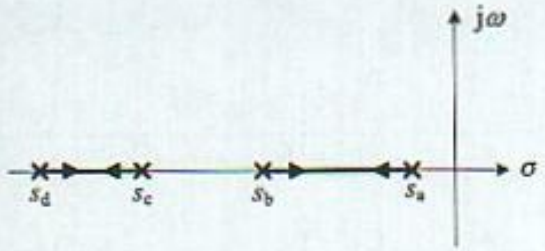
نشان داد که در آن چند جمله‌ای $g(s)$ با بهره باند میانی "۱" و $a_0 f_0$ عدد حقیقی مثبت که بهرهٔ حلقه در باند میانی است. قطب‌های تابع انتقال $A(s)$ ریشه‌های معادله $a_0 f_0 g(s) = -1$ هستند. در دو حالت حدی شرایط زیر را می‌توان در نظر گرفت:

- برای مقادیر کوچک و مثبت $a_0 f_0$ (مقادیر کم فیدبک)، در محل قطب $A(s)$ لازم است $g(s)$ خیلی بزرگ باشد. این مطلب به معنی آن است که مکان هندسی در محل قطب‌های $g(s)$ است.
- برای مقادیر بزرگ f_0 (فیدبک زیاد)، در محل قطب $A(s)$ لازم است $g(s)$ عدد کوچکی باشد. این مطلب به مفهوم آن است که مکان هندسی در این شرایط صفرهای چند جمله‌ای $g(s)$ است.

بنابراین نقاط شروع مکان هندسی، قطب‌های $g(s)$ است و نقاط پایانی مکان هندسی صفرهای تابع $g(s)$ هستند.

۲- مکان هندسی روی محور حقیقی

بخش‌هایی از محور حقیقی که در سمت راست آنها تعدادی فرد صفر و قطب تابع بهره حلقه $T(s)$ قرار دارد جزء مکان هندسی می‌باشند. شکل (۵-۶) مثالی از این قاعده را نشان می‌دهد.



شکل ۵-۶ مکان هندسی ریشه‌های روی محور اعداد حقیقی

POWEREN.IR

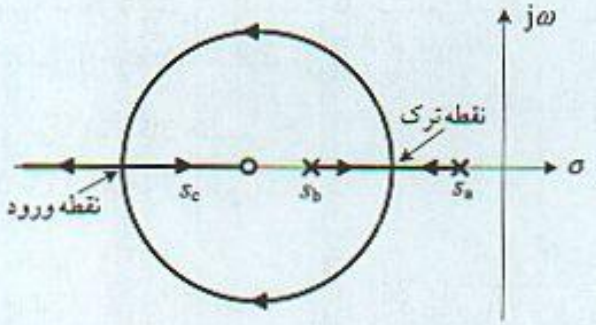
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳- تقارن نسبت به محور حقیقی

مکان هندسی نسبت به محور حقیقی متقارن است چون قطب‌های مختلط بصورت مزدوج ظاهر می‌شوند.

۴- تشکیل قطب‌های مختلط

بخش هایی از مکان هندسی روی محور حقیقی که بین دو قطب (دو صفر) $T(s)$ واقع هستند، از نقاطی بنام **نقاط ترک** (نقاط ورود) و با زاویه خاصی از محور حقیقی **جدا** (وارد) می‌شود. شکل (۵-۷) مثالی از این قاعده را نشان می‌دهد. این نقاط در محل‌هایی واقعند که مجموع عکس بردارهای قطب $T(s)$ تا این نقطه برابر مجموع عکس بردارهای صفر $T(s)$ تا این نقاط باشند.



شکل ۵-۷ تشکیل قطب‌های مختلط در مکان هندسی ریشه‌ها

۵- تعداد مجانبهای مکان هندسی

مکان هندسی ریشه‌ها در بی‌نهایت به خطوط ثابتی بنام مجانب میل می‌کند. تعداد مجانبها $N_p - N_z$ است که N_p تعداد قطب‌ها و N_z تعداد صفرهای $T(s)$ می‌باشند. زاویه هر یک از مجانبها با محور حقیقی از رابطه

$$\frac{(2n-1)\pi}{N_p - N_z} \qquad (۵-۱۵)$$

بدست می‌آید.

۶- فاصله متوسط قطب‌ها از محور موهومی

در بسیاری از تقویت‌کننده‌ها تعداد صفرها از تعداد قطب‌ها کمتر است و درجه تابع انتقال حداقل ۲ واحد کمتر از درجه مخرج آن است. به عبارت دیگر شکل کلی تابع انتقال مدار بسته :

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a_0 f_0 \dfrac{b_0 s^{n-2} + b_1 s^{n-3} + b_2 s^{n-4} + \dots}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots}} \qquad (۵-۱۶ \text{ الف})$$

است و می‌توان آنرا بصورت رابطه (۵-۱۶ ب) مرتب نمود.

$$A(s) = \frac{a(s)}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + (a_{n-2} + b_0 f_0) s^{n-2} + \dots + (1 + a_0 f_0)} \qquad (۵-۱۶ \text{ ب})$$

معادله مشخصه، مخرج تابع انتقال (۵-۱۶ ب) چند جمله‌ای مرتبه n با ضرایب ثابت است. بنابراین

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مجموع قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته که مجموع ریشه‌های معادله مشخصه است از رابطه (۵-۱۷ الف) بدست می‌آید.

$$\text{مجموع ریشه‌ها} = \Sigma S_j = -\frac{a_{n-1}}{a_n} \qquad (۵-۱۶\ \text{ب})$$

ملاحظه می‌شود به ازاء تمام مقدار فیدبک مجموع قطب‌ها ثابت و مستقل از f_0 است. از آنجایی که قطب‌های مختلط مزدوج هم هستند در اینصورت مجموع قطب‌ها، مجموع بخش‌های حقیقی قطب‌ها خواهد بود.

$$\text{مجموع ریشه‌ها} = \Sigma \operatorname{Re}\left[S_j\right] = -\frac{a_{n-1}}{a_n} \qquad (۵-۱۶\ \text{ب})$$

معمولاً رابطه فوق بصورت مقدار متوسط نوشته می‌شود. با تقسیم طرفین رابطه فوق بر n ، تعداد قطب‌ها، در این صورت:

$$\frac{1}{n}\Sigma \operatorname{Re}\left[S_j\right] = -\frac{a_{n-1}}{a_n} \qquad (۵-۱۶\ \text{ب})$$

رابطه (۵-۱۶ ب) نشان می‌دهد متوسط قطب‌ها از محور $j\omega$ مقداری است ثابت و مستقل از مقدار فیدبک و فقط به تقویت‌کننده اصلی بستگی دارد. به این نقطه که محل برخورد مجانبهای مکان هندسی نیز می‌باشد **مرکز ثقل مکان هندسی** (root locus centre) اطلاق می‌شود.

۷- ثابت ماندن قطب‌های بزرگ

قاعده مهم در محاسبات مدارهای فیدبک، ثابت ماندن قطب‌های بزرگ است. به این معنی اگر قطب‌های تقویت‌کننده اصلی حقیقی و در نقاط پراکنده‌ای با فاصله نسبتاً زیاد از هم واقع باشند، با اعمال فیدبک به آن قطب‌های بزرگ تقریباً ثابت باقی و تغییرات زیادی نخواهند کرد. این قاعده همان مفهومی است که در بخش‌های قبل بحث شد. در فرکانسهای بالا با کاهش بهره تقویت‌کننده اصلی، $af \ll 1$ و با توجه به رابطه فیدبک (۵-۱)، از af در مقابل "۱" می‌توان صرفنظر کرد. بنابراین در این محدوده فرکانسی $A(s)$ به سمت $a(s)$ میل می‌کند. این مطلب به مفهوم ثابت ماندن قطب‌های بزرگ تقویت‌کننده با تغییر فیدبک می‌باشد. باید توجه داشت در باند میانی و فرکانس‌های پایین که بهره a زیاد است از "۱" در مقابل af می‌توان صرفنظر نمود و $A(s) \to \frac{1}{f_0}$ که نشان می‌دهد تثبیت مشخصات تقویت‌کننده فقط در این محدوده فرکانسی انجام می‌پذیرد.

مثال ۵-۱

در یک تقویت‌کننده با فیدبک مقاومتی (f_0 مستقل از فرکانس) تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی:

$$a(s) = \frac{100}{\left(1+\frac{s}{s_a}\right)\left(1+\frac{s}{s_b}\right)\left(1+\frac{s}{s_c}\right)}$$

است که در آن $s_a = 1\ (\mu s)^{-1}$ ، $s_b = 2\ (\mu s)^{-1}$ و $s_c = 4\ (\mu s)^{-1}$ است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده‌های فیدبک را رسم کنید.

ب) در مورد ناپایداری آن بحث کنید.

تابع انتقال بهره حلقه مدار :

$$T(s) = \frac{100 f_o}{(1+\frac{s}{1})(1+\frac{s}{2})(1+\frac{s}{4})}$$

است که در آن s با واحد $(\mu s)^{-1}$ است. تابع انتقال ۳ قطبی و فاقد صفر است. بنابراین مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده با فیدبک از ۳ قطب تقویت‌کننده اصلی شروع می‌شود. مکان هندسی دارای ۳ مجانب است که با استفاده از قواعد ذکر شده در بخش قبل دارای زوایای $\pm 60°$ و $+180°$ با محور حقیقی هستند. با استفاده از قاعده ۶ رسم مکان هندسی، محل برخورد مجانبها و یا مرکز ثقل مکان هندسی :

$$\frac{1}{n}\sum \mathrm{Re}\,[S_j] = -\frac{s_a+s_b+s_c}{3} = -\frac{7}{3} = -2{,}33\ (\mu s)^{-1}$$

است. برای بدست آوردن نقطه ترک مکان هندسی از قاعده ۴ استفاده می‌شود. با فرض اینکه این نقطه در σ باشد چون $T(s)$ فاقد صفر است لازم است مجموع عکس بردار قطب‌های آن تا σ صفر باشد. بنابراین :

$$\frac{1}{\sigma+1}+\frac{1}{\sigma+2}+\frac{1}{\sigma+4}=0$$

حل این معادله نشان می‌دهد که در $\sigma = -1{,}45\ (\mu s)^{-1}$ مکان هندسی از محور حقیقی جدا می‌شود. با استفاده از نکات فوق می‌توان مکان هندسی را با دقت مناسبی رسم نمود که در شکل (۵-۸) ترسیم شده است. برای بررسی شرایط پایداری مقداری از فیدبک $f_{o(max)}$ که مکان هندسی محور $j\omega$ را قطع و پس از آن قطب‌ها دارای قسمت حقیقی مثبت می‌شوند، مرز ناپایداری تقویت‌کننده، تعیین می‌شود. قطب‌های تابع انتقال مدار بسته ریشه‌های معادله مشخصه است.

بنابراین :

$$1+T(s) = 1+\frac{100 f_o}{(1+\frac{s}{1})(1+\frac{s}{2})(1+\frac{s}{4})} = 0$$

و معادله مشخصه :

$$(1+s)(1+\frac{s}{2})(1+\frac{s}{4}) + 100 f_o = 0$$

با ساده کردن معادله فوق رابطه :

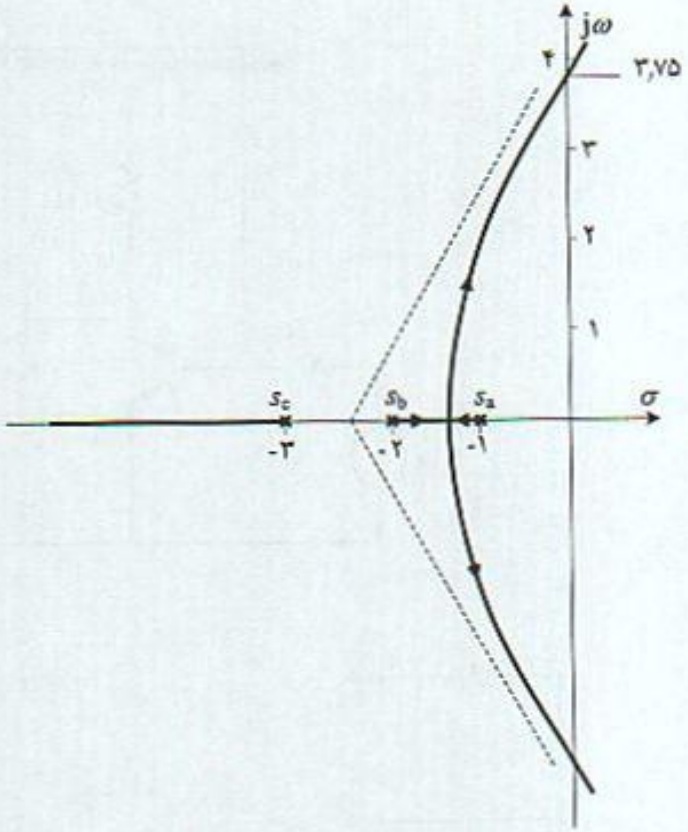
$$s^3 + 7s^2 + 14s + 8(1+100 f_o) = 0$$

بدست می‌آید. با قرار دادن $s = j\omega$ در معادله مشخصه، نقطه برخورد مکان هندسی با محور $j\omega$ و به عبارت بهتر مرز پایداری مدار بدست می‌آید.

$$-j\omega^3 - 7\omega^2 + j14\omega + 8(1+100 f_o) = 0$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۸ مکان هندسی ریشه‌های مثال (۵-۱)

با صفر قرار دادن بخش‌های موهومی و حقیقی معادله فوق:

$$-j\omega^{۳} + j\,۱۴\,\omega = ۰ \quad \Rightarrow \quad \omega = ۰\,,\ \omega = ۳{,}۷۴۱\ \text{Mrad/s}$$

$$-۷\,\omega^{۲} + ۸\left(۱ + ۱۰۰\,f_o\right) = ۰ \quad \Rightarrow \quad f_o = ۰{,}۱۱۲۵$$

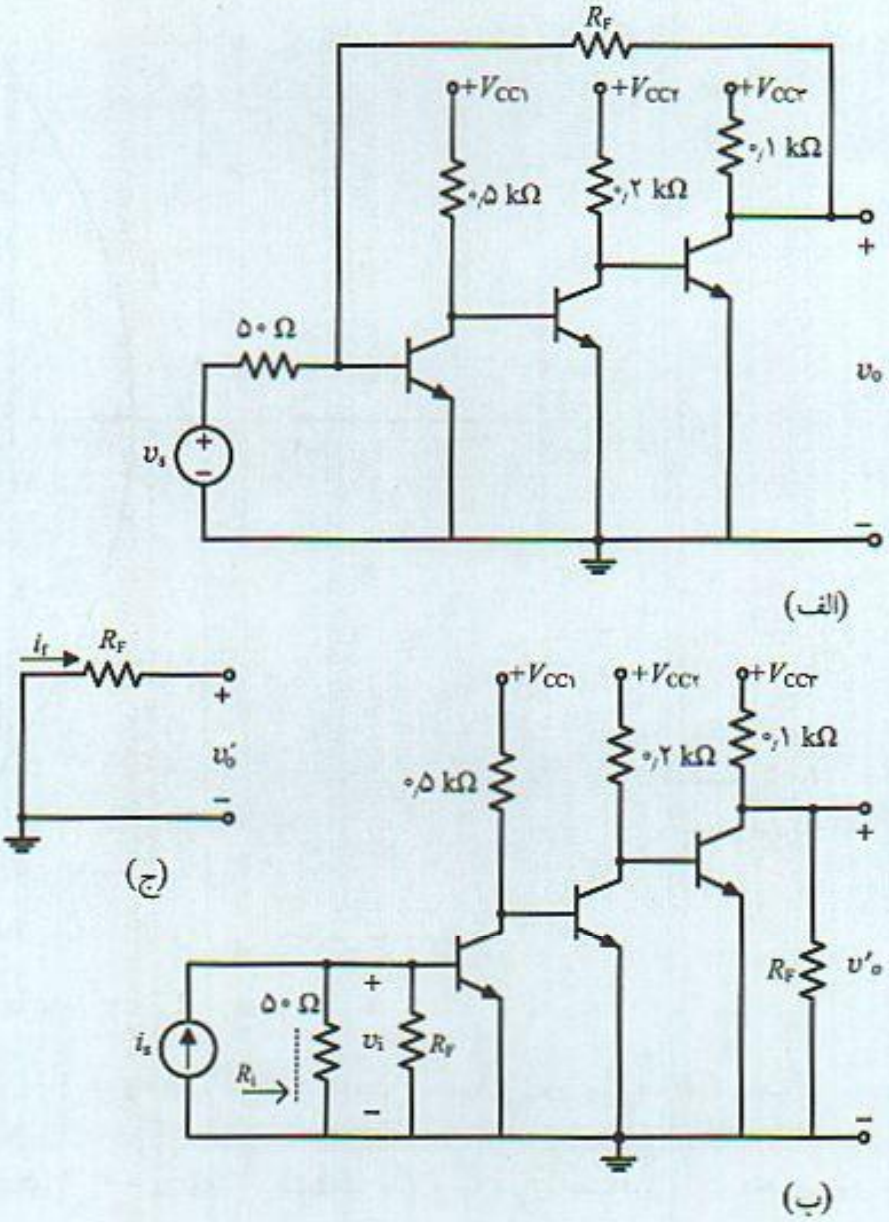
در نتیجه به ازاء $f_{o(max)} = ۰{,}۱۱۲۵$ تقویت‌کننده مدار بسته دارای قطب‌هایی روی محور $j\omega$ و گفته می‌شود مدار در مرز ناپایداری واقع شده است. چنانچه مقدار فیدبک دقیقا مقدار ۰٫۱۱۲۵ قرار داده شود مدار دارای نوساناتی با فرکانس $\omega = ۳{,}۷۴۱$ Mrad/s خواهد بود. حداکثر ضریب عدم حساسیت ممکن در این تقویت‌کننده $D_{o(max)} = a_o\, f_{o(max)} = ۱۱{,}۲۵$ است. در حل معادلات فوق ۲ جواب برای ω بدست آمده است و $\omega = ۰$ جزء مکان هندسی نیست. به همین علت در محاسبات بعدی در نظر گرفته نشده است.

مثال ۵-۲

شکل (۵-۹) تقویت‌کننده سه طبقه با فیدبک ولتاژ - موازی را نشان می‌دهد. طرح این تقویت‌کننده در باند میانی در فصل چهارم و در مثال (۴-۱۰) مطرح شد. مشخص شد برای ضریب حساسیت ۷۱ لازم است مقدار فیدبک $f_o = -\,۰{,}۲\ \text{m}\Omega^{-1}$ انتخاب شود. در این مثال شرایط ناپایداری آن بررسی می‌شود.

محاسبات کامپیوتری دقیق در مورد تقویت‌کننده اصلی نشان می‌دهد که دارای قطب‌هایی در نقاط:

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۹ تقویت‌کننده ۳ طبقه با فیدبک ولتاژ- موازی: الف) مدار با فیدبک، ب) تقویت‌کننده بدون فیدبک، ج) مدار معادل فیدبک

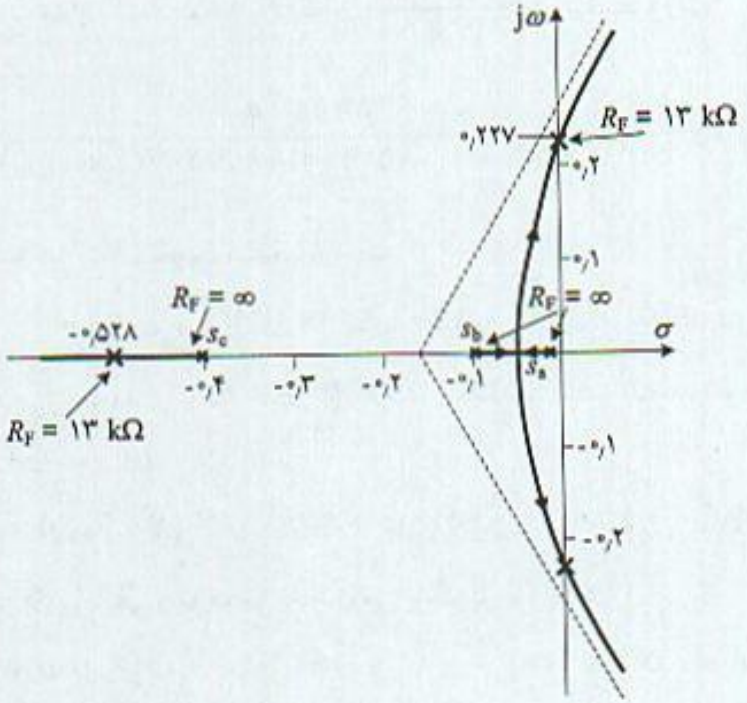
$$s_a = -۰٫۰۲۵۱\ (\text{ns})^{-1}, \quad s_b = -۰٫۰۹۴۶\ (\text{ns})^{-1}, \quad s_c = -۰٫۴۰۹\ (\text{ns})^{-1}$$

$$s_d = -۹٫۵۸\ (\text{ns})^{-1}, \quad s_e = -۱۸٫۲۲\ (\text{ns})^{-1}, \quad s_f = -۲۸٫۵۶\ (\text{ns})^{-1}$$

و با بهره باند میانی $a_o = -۳۵۴\ \text{k}\Omega$ است. هم‌چنین دارای ۳ صفر در $s_{zi} = \frac{g_{mi}}{C_{\mu i}}$ و در سمت راست صفحه s است که در فاصله بسیار دور از محور $j\omega$ قرار دارند. این صفرها در باند فرکانس مورد نظر تاثیر عمده‌ای ندارند و عموماً در محاسبات از آنها صرفنظر می‌شود. مدارمعادل تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک بترتیب در شکل‌های (۵-۹ ب) و (۵-۹ ج) نشان داده شده‌اند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۱۰ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده با فیدبک مثال (۵-۲)

از آنجایی‌که فاصله قطب‌ها زیاد است با استفاده از قاعده ۷ و برای مقادیر معمولی فیدبک می‌توان گفت قطب‌های بزرگ s_d ، s_e و s_f تغییرات زیادی نخواهند داشت. بنابراین می‌توان مکان هندسی را تنها برای ۳ قطب کوچکتر که تاثیر بیشتری داشته و تغییرات آنها با فیدبک قابل ملاحظه است را در نظر گرفت. نکتهٔ لازم به ذکر آن است که در این محاسبات مقدار مقاومت R_F مشخص نیست. در رسم مکان هندسی تغییرات محل قطب‌ها بر حسب R_F رسم می‌شود اما با توجه به شکل (۵-۹ ب) مقاومت R_F در ورودی و خروجی تقویت‌کننده اثر بارگذاری دارد. بنابراین محل قطب‌ها و بهرهٔ باند میانی با R_F تا حدودی تغییر می‌کند و محاسبات با خطای جزیی همراه است. اما با فرض :

$$R_F \gg R_{L۳} , \quad R_F \gg r_{x۱} + r_{\pi۱}$$

اثر بارگذاری مقاومت فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی قابل صرفنظر است و می‌توان مکان قطب‌ها را با این فرض و برای ۳ قطب کوچکتر رسم نمود. مقدار متوسط ۳ قطب موثر $\frac{s_a + s_b + s_c}{۳} = -۰٫۱۷۶ \ (ns)^{-۱}$ است. از آنجایی‌که قطب $s_۳$ روی محور حقیقی و به سمت چپ حرکت می‌کند، لازم است برای ثابت بودن متوسط قطب‌ها، دو قطب دیگر $s_۱$ و $s_۲$ به سمت راست حرکت کنند. در نتیجه با توجه به قواعد مطرح شده در مورد مکان هندسی، مکان قطب‌ها بصورت شکل (۵-۱۰) رسم می‌شود.

با توجه به ۳ قطب کوچکتر ، تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی :

$$a(s) = \frac{a_o}{\left(۱ + \frac{s}{۰٫۰۲۵۱}\right)\left(۱ + \frac{s}{۰٫۰۹۴۳}\right)\left(۱ + \frac{s}{۰٫۴۰۹}\right)} , \quad a_o = -۳۵۴ \ k\Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته با توجه به رابطه $A(s) = \dfrac{a\,(s)}{1 + a\,f_o\,(s)}$ بصورت:

$$A\,(s) = \frac{9{,}68 \times 10^{-4}\,a_o}{s^3 + 0{,}528\,s^2 + 0{,}0516\,s + 9{,}68 \times 10^{-4}(1 + a_o f_o)}$$

است. معادله مشخصه تابع انتقال تقویت‌کننده با فیدبک:

$$s^3 + 0{,}528\,s^2 + 0{,}0516\,s + 9{,}68 \times 10^{-4}(1 + a_o f_o) = 0$$

می‌باشد. برای تعیین مرز ناپایداری با قرار دادن $s = j\omega$ در معادله مشخصه نقاط برخورد مکان هندسی با محور $j\omega$ تعیین می‌شود. بنابراین:

$$-\,j\omega^3 - 0{,}528\,\omega^2 + 0{,}0516\,j\omega + 9{,}68 \times 10^{-4}\,(1 + a_o f_o) = 0$$

دو معادله برای بخش‌های حقیقی و موهومی بدست می‌آید که با حل آنها:

$$-j\omega^3 + 0{,}516\,\omega = 0 \qquad \Rightarrow \qquad \omega^2 = 0{,}0516\ ,\quad \omega = 0{,}227\ \text{Grad/s}$$

$$-0{,}528\,\omega^2 + 9{,}68 \times 10^{-4}\,D_o = 0 \qquad \Rightarrow \qquad D_o = 28{,}15$$

بنابراین به ازاء ضریب عدم حساسیت ۲۸٫۱۵ تقویت‌کننده در مرز ناپایداری واقع می‌شود. دو قطب روی محور $j\omega$ و قطب سوم روی محور حقیقی و در $s_3 = -0{,}528$ قرار می‌گیرد. در این شرایط ضریب عدم حساسیت و فیدبک $f_{o(max)}$:

$$D_{o(max)} = 28{,}151\ ,\quad a_o\,f_{o(max)} = D_o - 1 = 27{,}15\ ,\quad f_{o(max)} = \frac{27{,}15}{a_o} = -\,0{,}0767\ \text{m}\Omega^{-1}$$

مقاومت لازم به ازاء این مقدار فیدبک با توجه به مقدار بهره باند میانی $-354\ \text{k}\Omega$:

$$R_F = -\,\frac{1}{f_o} = -\,\frac{1}{-\,0{,}0767\ \text{m}\Omega^{-1}} = 13\ \text{k}\Omega$$

بدست می‌آید. بنابراین به ازاء مقاومت فیدبک $13\ \text{k}\Omega$ تقویت‌کننده در مرز ناپایداری قرار می‌گیرد و این مقدار حداقل مقاومتی است که می‌توان در تقویت‌کننده بکار برد. بر مبنای ضریب عدم حساسیت مورد نظر ۷۱ که به ازاء مقاومت فیدبک $R_F = 5\ \text{k}\Omega$ بدست می‌آید اساساً تقویت‌کننده ناپایدار و قطب‌ها سمت راست صفحه s قرار می‌گیرد. برای اطمینان از محاسبات فوق می‌توان از طریق برنامه‌های کامپیوتری محل قطب‌های تابع انتقال مدار بسته $A(s)$ را برای مقادیر مختلف G_F بدست آورد. جدول (۵-۱) محل قطب‌های تقویت‌کننده را در این شرایط نشان می‌دهد. با توجه به قطب‌های s_2، s_5 و s_8 می‌توان گفت که قطب‌های بزرگتر بدون تغییر مانده‌اند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۵-۱ محل قطب‌های تقویت‌کننده مثال (۵-۲) با تغییر فیدبک

G_F (Ω^{-1})	R_F (kΩ)	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
۰	∞	−۰٫۰۲۵۱	−۰٫۰۹۴	−۰٫۴۰۹	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۰۱	۱۰۰۰	−۰٫۰۴۵	−۰٫۰۷۱	−۰٫۴۱۲	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۲۵	۴۰۰	−۰٫۰۵۶	±j۰٫۰۳۶	−۰٫۴۱۷	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۵	۲۰۰	−۰٫۰۵۲	±j۰٫۰۶۱	−۰٫۴۲۴	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۹۳	۱۰۷٫۵	−۰٫۰۴۷	±j۰٫۰۸۷	−۰٫۴۳۵	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۴۶	۲۱٫۷	−۰٫۰۱۲	±j۰٫۱۸۴	−۰٫۵۰۴	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶

۵-۳ بررسی ناپایداری در میدان فرکانس

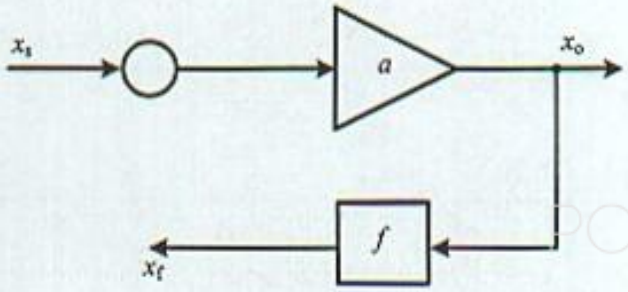
در بخش‌های قبل مساله ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها بررسی شد. محدودیت مهم این روش آن است که لازم است محل صفر و قطب تابع انتقال $a(s)$ و یا $T(s)$ معلوم باشند تا بتوان مکان هندسی را رسم و پایداری را بررسی نمود. روش دیگری که عموماً برای بررسی ناپایداری بکار می‌رود استفاده از پاسخ فرکانس بهره حلقه $T(j\omega)$ است. با رسم نمودارهایی مانند نایکویست (Nyquist) و یا بد (Bode) در حالت دائمی سینوسی بررسی پایداری تقویت‌کننده انجام می‌شود. مهمترین خصوصیت این روش آن است که نیازی به دانستن محل صفر و قطب نیست و با اندازه گیری پاسخ فرکانس تقویت‌کننده در آزمایشگاه می‌توان محاسبات را انجام داد. تابع انتقال تقویت‌کننده فیدبک را بار دیگر در رابطه (۵-۱۸) در نظر گرفته:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a f(s)} \qquad (۵-۱۸)$$

و تابع انتقال بهرهٔ حلقه مدار باز تقویت‌کننده بصورت:

$$T(s) = \frac{X_F(s)}{X_i(s)} = a f(s) \qquad (۵-۱۹)$$

است. رابطه (۵-۱۹) نشان دهنده نسبت مقدار سیگنال فیدبک به سیگنال ورودی است در حالی‌که حلقه فیدبک در ورودی باز شده و اثر بارگذاری مدار فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی در نظر گرفته شده باشد. شکل (۵-۱۱) این شرایط و تعریف بهره حلقه مدار باز را نشان می‌دهد.



شکل ۵-۱۱ تقویت‌کننده فیدبک با حلقه باز شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

در حالت کلی بهرهٔ حلقه در فرکانس $s = j\omega$ عددی مختلط شامل قدر مطلق و فاز با رابطه (۵-۲۰) است.

$$T(j\omega) = a(j\omega)f(j\omega) = |a(j\omega)f(j\omega)| \angle a(j\omega)f(j\omega) \qquad (۵-۲۰)$$

فرکانسی را در نظر بگیرید که در آن زاویه فاز بهره حلقه ۱۸۰° ± شود، این فرکانس عموماً با ω_c نشان داده شده و phase cross over frequency نامیده می‌شود. در این فرکانس عبارت بهرهٔ حلقه مدار :

$$\angle a(j\omega)f(j\omega) = \pm 180^\circ \qquad |T(j\omega_c)| = -|a(j\omega)f(j\omega)| \qquad (۵-۲۱)$$

عددی حقیقی و منفی است. در فرکانس ω_c سیگنال فیدبک x_f مضربی از سیگنال ورودی و ۱۸۰° با آن اختلاف فاز دارد. از آنجایی‌که در تقویت‌کننده اصلی سیگنال فیدبک از سیگنال ورودی کم می‌شود، بنابراین اساساً سیگنال فیدبک با ورودی هم فاز شده و فیدبک منفی به فیدبک مثبت تبدیل می‌شود. از رابطه (۵-۱۸) مشخص است اگر $|T(j\omega_c)| < 1$ باشد در نتیجه بهره تقویت‌کننده مدار بسته مقداری بیش از بهره تقویت‌کننده اصلی خواهد بود.

$$|A(j\omega_c)| > |a(j\omega_c)|$$

چون در مخرج رابطه (۵-۱۸) قدر مطلق $T(j\omega)$ از "۱" کمتر می‌شود. بنابراین بهره تقویت‌کننده مدار بسته عددی بزرگتر از بهره تقویت‌کننده اصلی و البته مقداری محدود است. اما در شرایطی که در فرکانس ω_c بهره حلقه $T(j\omega)$ دقیقا مساوی "۱-" شود، در اینصورت با توجه به رابطه (۵-۱۸)، بهره تقویت‌کننده مدار بسته $A(j\omega)$ نامحدود می‌شود. سیگنال خروجی تقویت‌کننده :

$$X_o(s) = X_i(s)A(j\omega_c) \qquad (۵-۲۲)$$

است. با توجه به نامحدود شدن بهره تقویت‌کننده با فیدبک در **فرکانس بحرانی** ω_c، حتی بدون سیگنال ورودی، خروجی می‌تواند سیگنال سینوسی با دامنه قابل ملاحظه باشد. در این شرایط تقویت‌کننده نوسانی شده و مدار به **نوسان‌ساز** (oscillator) تبدیل می‌شود.

برای بررسی چگونگی ایجاد نوسان در یک مدار با فیدبک، باید در نظر داشت علاوه بر سیگنال ورودی، در ورودی تقویت‌کننده نویز نیز وجود دارد. این نویز بنام **نویز سفید** (white noise) نامیده شده و در اثر منبع تغذیه و نویز عناصر فعال در مدار ایجاد می‌شود. این نویز دارای پهنای باند وسیع و از جمله دارای مولفه‌هایی حوالی فرکانس ω_c است. این مولفه‌ها در تقویت‌کننده اصلی تقویت شده و از طریق مدار فیدبک به ورودی تقویت‌کننده برگشت داده می‌شوند و چون هم فاز با نویز اولیه هستند با آن جمع شده بار دیگر در تقویت‌کننده اصلی تقویت شده و به ورودی فیدبک می‌شوند. این سیکل بسته آنقدر ادامه می‌یابد تا نوساناتی پایدار در خروجی بوجود آید.

سئوالی که مطرح می‌شود آن است که اگر بهرهٔ حلقه بیش از "۱" شود چه اتفاقی می‌افتد؟ در این مورد باید گفت در این شرایط و در ابتدای کار که منبع تغذیه به مدار وصل می‌شود نوسانات با فرکانس ω_c شروع شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEh.ir

و دامنهٔ آن رفته رفته زیاد می‌شود. این افزایش دامنه تا زمانیکه خواص غیر خطی عناصر فعال مدار بوجود نیامده و در عبارت ساده (۵-۱۸) در نظر گرفته نشده است ادامه می‌یابد. با ایجاد شرایط غیر خطی و کاهش بهرهٔ عناصر فعال بهرهٔ حلقه مدار کم شده و در نهایت بهرهٔ حلقه به مقدار 1° محدود می‌شود.

مثال ۵-۵

در تقویت‌کننده‌ای با فیدبک تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی بصورت زیر و در آن s با واحد s^{-1} است.

$$A(s) = \frac{1000}{\left(1 + \frac{s}{10^4}\right)^3}$$

الف) فرکانس ω_c را مشخص کنید.

ب) با فرض فیدبک f_0 مقادیری از فیدبک را مشخص کنید که تقویت‌کننده پایدار باشد.

حل

الف) بهره حلقه در مورد این تقویت‌کننده:

$$T(s) = a f_0(s) = \frac{1000 f_0}{\left(1 + \frac{s}{10^4}\right)^3}$$

و عبارت زاویه بهره حلقه:

$$\angle T(j\omega) = \angle 1000 f_0 - \angle\left(1 + \frac{j\omega}{10^4}\right)^3$$

در مدارها با فیدبک منفی زاویه عبارت بهره حلقه در باند میانی مساوی صفر است، $\angle a_0 f_0 = 0$، بنابراین عبارت ساده شده فاز بهره حلقه:

$$\angle T(j\omega) = -3\angle 1 + \frac{j\omega}{10^4} = -3\tan^{-1}\frac{\omega}{10^4}$$

فرکانسی که در آن زاویه بهره حلقه $\pm 180^\circ$ شود فرکانس ω_c است. بنابراین:

$$-3\tan^{-1}\frac{\omega_c}{10^4} = -180^\circ \quad \Rightarrow \quad \omega_c = \sqrt{3} \times 10^4 \text{ rad/s}$$

ب) به ازاء مقادیری از فیدبک تقویت‌کننده پایدار است که مقدار بهره حلقه در فرکانس ω_c کوچکتر از 1° باشد. در نتیجه:

$$|T(j\omega_c)| = |a f_0(j\omega_c)| = \left|\frac{1000 f_0}{\left(1 + \frac{j\omega_c}{10^4}\right)^3}\right| \quad \Rightarrow \quad f_0 < 0{,}008$$

به ازاء فیدبک مقاومتی کمتر از ۰٫۰۰۸ تقویت‌کننده پایدار و به ازاء $f_0 \geq 0{,}008$ تقویت‌کننده ناپایدار است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۵-۴ معیارهای پایداری در میدان فرکانس

۵-۴-۱ حاشیه بهره

از معیارهای مهم در میدان فرکانس برای بیان وضعیت ناپایداری مدار با فیدبک، **حاشیه بهره** (Gain Margin) است و با GM نشان داده می‌شود. طبق تعریف:

$$GM = \frac{1}{|T(j\omega_c)|} \qquad (۲۳-۵)$$

و بر حسب دسیبل (dB):

$$GM|_{dB} = -20 \log |T(j\omega_c)| \qquad (۲۴-۵)$$

ω_c فرکانسی است که در آن زاویه بهره حلقه $\pm 180°$ شده، فیدبک منفی به مثبت تبدیل می‌شود. معیار GM نشان می‌دهد که چه مقدار قدر مطلق بهره حلقه $|T(j\omega_c)|$ در **فرکانس بحرانی** ω_c به "۱" نزدیک است. هرچه GM بزرگتر باشد مدار از مرز پایداری دورتر و تقویت‌کننده پایدارتر است. برعکس هر چه GM به "۱" نزدیک‌تر باشد مدار به شرایط ناپایداری نزدیک‌تر خواهد بود.

۵-۴-۲ حاشیه فاز

معیار دیگری که برای بیان وضعیت ناپایداری بکار می‌رود **حاشیه فاز** (phase margin) است. قبل از تعریف این پارامتر فرکانسی را در نظر بگیرید که در آن بهره حلقه $|T(j\omega)| = 1$ شود، این فرکانس با ω_g نشان داده می‌شود و طبق تعریف:

$$\omega_g: \quad |T(j\omega_g)| = 1 \text{ یا } 0\,dB \qquad (۲۵-۵)$$

به فرکانس ω_g phase cross over frequency گفته می‌شود. چنانچه در این فرکانس زاویه فاز $180°$ شود تقویت‌کننده ناپایدار است. چون در این شرایط فیدبک منفی به مثبت تبدیل شده و تقویت‌کننده در مرز ناپایداری قرار می‌گیرد. چنانچه زاویه فاز در فرکانس ω_g کمتر از $180°$ باشد تقویت‌کننده پایدار است. معیار PM نشان دهندهٔ اختلاف فاز زاویه فاز در فرکانس ω_g با مقدار $180°$ است. طبق تعریف:

$$PM = 180° + \phi, \quad \phi = \angle T(j\omega_g), \quad |T(j\omega_g)| = 1 \qquad (۲۶-۵)$$

واضح است هر چه مقدار PM بیشتر باشد تقویت‌کننده پایدارتر است و شرایط پایداری مدار:

$$GM > 0\,dB, \quad PM > 0° \qquad (۲۷-۵)$$

است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مثال ۵-۶

در مورد مثال (۵-۵):

الف) با مقدار فیدبک مقاومتی $f_0 = ۰٫۰۰۴$ مقادیر PM و GM را محاسبه کنید.

ب) نشان دهید با $f_0 = ۰٫۰۰۸$ تقویت‌کننده ناپایدار است.

حل

الف) در مثال قبل نشان داده شد که $\omega_c = ۱٫۷۱ \times ۱۰^۴$ rad/s است. مقدار بهره حلقه در این فرکانس:

$$\left|T(j\omega_c)\right| = \left|a f_0(j\omega_c)\right| = \left|\frac{۱۰۰۰ f_0}{\left(۱ + \frac{j\omega_c}{۱۰^۴}\right)^۳}\right| = \frac{۱}{۲}$$

و بنابراین حاشیه بهره:

$$GM = ۲, \quad GM = ۶\ \text{dB}$$

به ازاء فیدبک $f_0 = ۰٫۰۰۴$ تقویت‌کننده پایدار است. برای محاسبه PM ابتدا لازم است ω_g فرکانسی که در آن بهره حلقه $|T(j\omega_g)| = ۱$ محاسبه شود:

$$\left|T(j\omega_g)\right| = ۱ \quad \Rightarrow \quad \left|\frac{۱۰۰۰ \times ۰٫۰۰۴}{\left(۱ + j\frac{\omega_g}{۱۰^۴}\right)^۳}\right| = \frac{۴}{\left|۱ + j\frac{\omega_g}{۱۰^۴}\right|^۳} = ۱$$

با حل معادله فوق $\omega_g = ۱٫۲۳ \times ۱۰^۴$ rad/s بدست می‌آید. در این فرکانس مقدار بهره حلقه به ازاء $f_0 = ۰٫۰۰۴$ مقدار "۱" می‌شود. فاز بهره حلقه در این فرکانس:

$$\phi = -۳\tan^{-۱}\left(\frac{\omega_g}{۱۰^۴}\right) = -۵۱^\circ$$

و مقدار حاشیه فاز به ازاء فیدبک $f_0 = ۰٫۰۰۴$

$$PM = ۱۸۰^\circ + \phi = ۱۲۹^\circ$$

چون $GM > ۰$ و $PM > ۰$ پس تقویت‌کننده پایدار است.

ب) به ازاء فیدبک $f_0 = ۰٫۰۰۸$:

$$T(j\omega) = a f_0(j\omega) = \frac{۸}{\left(۱ + j\frac{\omega}{۱۰^۴}\right)^۳}$$

با توجه به مقدار $\omega_c = ۱٫۷۱ \times ۱۰^۴$ rad/s در این صورت $|T(j\omega_c)| = ۱$ و مقدار حاشیه بهرهٔ

$$GM = ۱ \quad \text{یا} \quad ۰\ \text{dB}$$

که نشان می‌دهد در فرکانس ω_c بهره حلقه برابر "۱" است و تقویت‌کننده در مرز ناپایداری است. برای بدست

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

آوردن مقدار حاشیه فاز به ازاء $f_0 = ۰٫۰۰۸$ ابتدا لازم است فرکانس ω_g به ازاء این مقدار فیدبک تعیین شود به آسانی می‌توان نشان داد $\omega_g = ۱٫۷۱ \times ۱۰^۴$ rad/s و در اینصورت $\phi = -۱۸۰°$ و

$$PM = ۱۸۰ + \phi = ۰$$

که نشان می‌دهد تقویت‌کننده ناپایدار و در مرز ناپایداری واقع است.

مثال ۵-۷

تقویت‌کننده‌ای با سه قطب در نقاط داده شده زیر و در سمت چپ صفحه s فیدبک اعمال می‌شود.

$$s_a = ۲\pi(۰٫۱ \text{ MHz}), \quad s_b = ۲\pi(۱ \text{ MHz}), \quad s_c = ۲\pi(۱۰ \text{ MHz})$$

بهره باند میانی $a_0 = ۱۰۰$ dB است.

الف) نمودار بد (Bode) تابع انتقال تقویت‌کننده را رسم کنید.

ب) به ازاء $f_0 = ۵٫۶ \times ۱۰^{-۵}$ وضعیت پایداری را بررسی کنید.

ج) چنانچه لازم باشد بهره باند میانی تقویت‌کننده با فیدبک ۵۰ dB شود فیدبک لازم را تعیین و مشخص کنید تقویت‌کننده پایدار است یا خیر؟

د) حداکثر مقدار فیدبک را چنان مشخص کنید که تقویت‌کننده در مرز ناپایداری باشد.

الف) تابع انتقال تقویت‌کننده بصورت:

$$a(s) = \frac{۱۰^۵}{\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۰٫۱)}\right)\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۱)}\right)\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۱۰)}\right)}$$

است که در آن s با واحد $(\mu s)^{-۱}$ است. شکل (۵-۱۲) نمودار بد (Bode) این تابع انتقال را نشان می‌دهد و در آن محور افقی بر حسب فرکانس و با واحد MHz مدرج شده است. چون فاصله بین قطب‌ها یک دهه فرکانسی (decade) است و در نمودار بد (Bode) مجانب پاسخ فرکانس رسم می‌شود، بنابراین زاویه فاز در محل قطب اول $-۴۵°$، در محل قطب دوم $-۱۳۵°$ و در قطب سوم تقریباً $-۲۲۵°$ است.

ب) با فیدبک مقاومتی f_0، تابع انتقال بهره حلقه:

$$T(s) = \frac{۱۰^۵ f_0}{\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۰٫۱)}\right)\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۱)}\right)\left(۱ + \frac{s}{۲\pi(۱۰)}\right)}$$

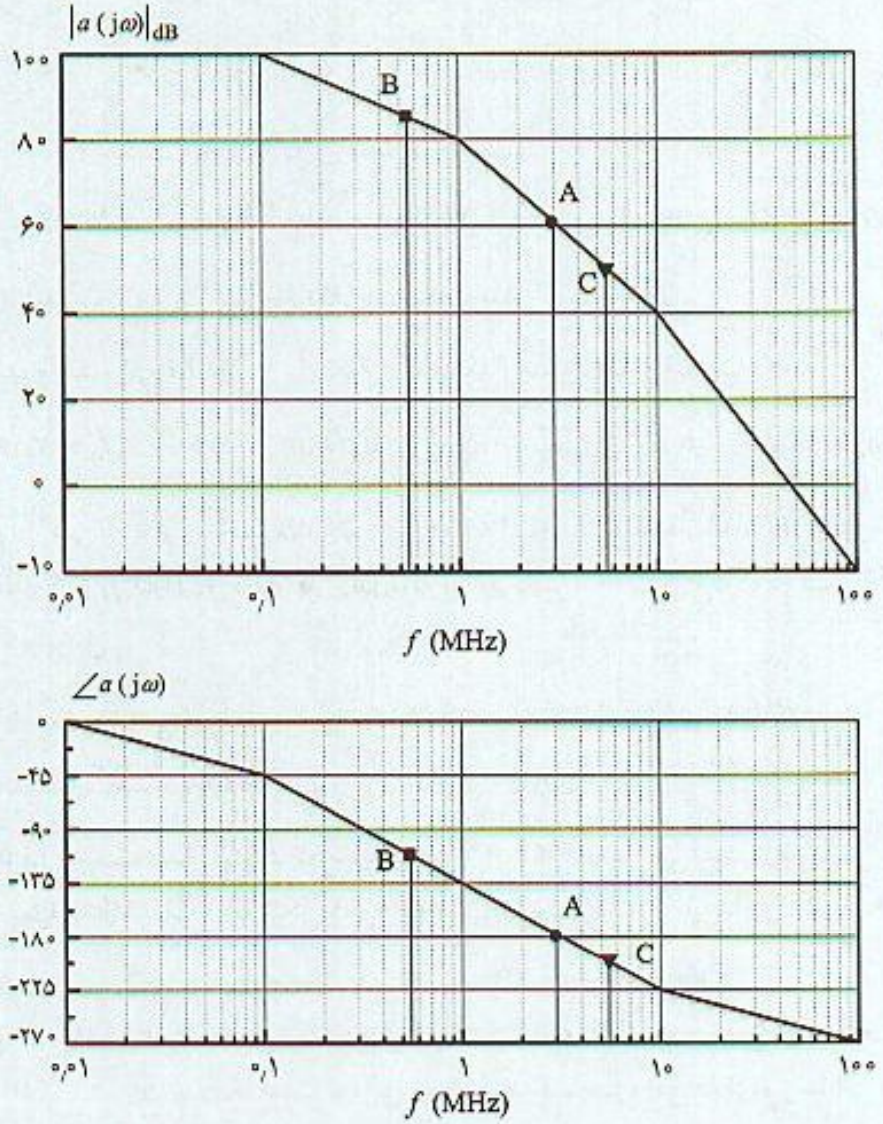
است. برای بررسی پایداری لازم است نمودار بد (Bode) بهره حلقه $T(j\omega)$ رسم شود. با توجه به اینکه:

$$۲۰ \log |T(j\omega)| = ۲۰ \log |a(j\omega)| = ۲۰ \log f_0$$

است. پس برای رسم نمودار بد (Bode) بهره حلقه لازم است به نمودار پاسخ فرکانس تقویت‌کننده اصلی $a(j\omega)$، مقدار $۲۰ \log f_0$ را اضافه کرد. با توجه به اینکه f_0 ثابت و مستقل از فرکانس است تغییری در عبارت فاز بوجود نمی‌آید و فقط در عبارت قدر مطلق پاسخ فرکانس تغییر ایجاد می‌شود. به عبارت دیگر با فیدبک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۱۲ نمودار بد (Bode) تقویت‌کننده مثال (۵-۷)

مقاومتی فاز بهره حلقه عبارت فاز بهره تقویت‌کننده اصلی است. بنابراین فرکانس بحرانی ω_c مستقل از فیدبک است. فرکانس f_c فرکانسی است که در آن زاویه فاز تویت‌کننده اصلی °۱۸۰− شود. با توجه به شکل (۵-۱۲) f_c = ۱۳ MHz بدست می‌آید که با نقطه A در شکل مشخص شده است. به ازاء فیدبک $f_o = ۵٫۶۲ \times ۱۰^{-۵}$ که بر حسی دسیبل (dB):

$$۲۰ \log f_o = ۲۰ \log \left(۵٫۶۲ \times ۱۰^{-۵} \right) = -۸۵ \text{ dB}$$

است برای بدست آوردن پاسخ فرکانس $|T(j\omega)|$، به نمودار $|a(j\omega)|$ مقدار ۸۵ dB− را جمع نمود. در اینصورت بهره باند میانی تقویت‌کننده مدار بسته A_o = +۸۵ dB خواهد بود. برای بررسی ناپایداری در این مقدار فیدبک نقطهٔ B محل برخورد $|a(j\omega)|$ و مقدار $۲۰ \log f_o$ = +۸۵ dB− را در نظر بگیرید. در این فرکانس قدر مطلق بهره حلقه $|T(j\omega)|$ = ۱ و بنابراین این فرکانس ω_g است. با توجه به تعریف PM و با

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

استفاده از منحنی فاز :

$$\phi = -۱۱۲^\circ \quad \Rightarrow \quad PM = ۱۸۰^\circ - ۱۱۲^\circ = ۶۸^\circ \quad (f_o = ۵٫۶۲ \times ۱۰^{-۵})$$

هم‌چنین در این مقدار فیدبک مقدار GM از رابطه (۵-۲۴ ب) :

$$GM|_{dB} = -۲۰ \log|T(j\omega_c)| = -۲۰ \log|a(j\omega_c)| + ۲۰ \log f_o = ۲۵\,dB$$

در نتیجه به ازاء فیدبک $f_o = ۵٫۶۲ \times ۱۰^{-۵}$ تقویت‌کننده پایدار است.

ج) برای بهره باند میانی $A_o = ۵۰$ dB تقویت‌کننده مدار بسته ، مقدار فیدبک لازم :

$$A_o \approx \frac{۱}{f_o} \quad \Rightarrow \quad A_o = -۲۰ \log f_o = ۵۰\ dB \quad \Rightarrow \quad f_o = ۳٫۱۶ \times ۱۰^{-۳}$$

می‌باشد. برای بررسی ناپایداری، خط $۲۰ \log f_o = ۵۰$ dB را رسم تا نمودار $|a(j\omega)|$ را در محل C قطع کند، در این نقطه $|T(j\omega_c)| = ۱$ و مقدار فاز $a(j\omega)$ در این فرکانس $\phi \approx -۲۰۰^\circ$ که در شکل (۵-۱۲) نشان داده شده است. بنابراین :

$$PM = ۱۸۰^\circ + \phi = ۱۸۰^\circ - ۲۰۰^\circ = -۲۰^\circ$$

که نشان می‌دهد تقویت‌کننده ناپایدار است.

د) در آخرین قسمت مقدار فیدبک در مرز پایداری $PM = ۰^\circ$ تعیین می‌شود. در فرکانس $f_c = ۳$ MHz مقدار بهره $a(j\omega)$ با توجه به شکل $+۶۰$ dB است. بنابراین در مرز ناپایداری :

$$۲۰ \log f_o = -۶۰\ dB \quad \Rightarrow \quad f_{o(max)} = ۱ \times ۱۰^{-۳}$$

که حداکثر مقدار فیدبکی است که می‌توان به این تقویت‌کننده اعمال نمود. در این شرایط ضریب عدم حساسیت $D_{o(max)} = ۱۰۱$ (۲۰dB) است. در این مقدار فیدبک، خروجی دارای نوساناتی در فرکانس ۳ MHz می‌باشد.

۵-۵ ارتباط بهره حلقه با پاسخ تقویت‌کننده در حوزه زمان و فرکانس

در یک تقویت‌کننده وقتی فیدبک منفی وجود دارد که سیگنال برگشت داده شده از منبع ورودی کم شود. این‌کار سبب می‌شود بهره مدار کم شده و سیگنال خروجی نیز کم شود. این شرایط در باند میانی برای تقویت‌کننده‌های فیدبک برقرار است. اما پاسخ فرکانس تقویت‌کننده باعث می‌شود بهره حلقه از نظر مقدار و فاز با فرکانس تغییر کند و چنانچه فاز بهره حلقه به $۱۸۰^\circ \pm$ برسد در اینصورت فیدبک منفی به مثبت تبدیل شده و ممکن است باعث ناپایداری شود.

یک تقویت‌کننده فیدبک مشابه یک سیستم کنترل با فیدبک است. در سیستمهای کنترل از نمودار نایکویست (Nyquist) برای بررسی پایداری استفاده می‌شود. در عین حال ارتباط مشخصی بین مشخصات سیستم در حوزه زمان، فرکانس و محل قطب‌های تقویت‌کننده وجود دارد. این ارتباط در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده است. در این شکل نمودارهای محل قطب، پاسخ حالت گذرا، پاسخ فرکانس تقویت‌کننده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مدار بسته، نمودارهای بد (Bode) و نایکویست (Nyquist) در شرایط مختلف ترسیم شده است.

در حالت (الف) و (ب) تقویت‌کننده پایدار است. مقایسه دو حالت نشان می‌دهد در حالت (ب) GM و PM مقدار کمتری دارند و برآمدگی در پاسخ فرکانس بیشتر است. پاسخ حالت گذرای آن نیز دارای بالازدگی بیشتری می‌باشد. در طراحی تقویت‌کننده‌ها لازم است پاسخ فرکانسی مسطح (flat) و بدون برآمدگی باشد.

پاسخ فرکانس در حالت ناپایداری دارای برآمدگی نامحدود است. در این حالت پاسخ حالت گذرا دارای دامنه‌ای است که با زمان در حال افزایش است. در حالت (ج) تقویت‌کننده در مرز ناپایداری است و مدار حالت نوسانی دارد. نمودار نایکویست از نقطه $-1+j0$ می‌گذرد و تقویت‌کننده دارای قطب‌هایی روی محور $j\omega$ است و خروجی تقویت‌کننده دارای نوسانات پایدار با دامنه ثابت است.

مسائل فصل پنجم

۵-۱) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبکی که تابع انتقال بهره حلقه مدار باز آنها داده شده است را برای مقادیر مثبت a_0f_0 رسم و مقدار فیدبک در مرز ناپایداری و فرکانس ناپایداری را تعیین کنید.

الف)
$$T(s)=\frac{a_0f_0}{\left(1+\frac{s}{5}\right)\left(1+\frac{s}{2}\right)\left(1+s\right)}$$

ب)
$$T(s)=\frac{a_0f_0\left(1+\frac{s}{3}\right)}{\left(1+\frac{s}{5}\right)\left(1+\frac{s}{2}\right)\left(1+s\right)}$$

ج)
$$T(s)=\frac{a_0f_0\left(1+\frac{s}{3}\right)}{\left(1+\frac{s}{10}\right)\left(1+\frac{s}{2}\right)\left(1+s\right)}$$

د)
$$T(s)=a_0f_0\,\frac{1-\frac{2s}{26}+\frac{s^2}{26}}{\left(1+\frac{s}{3}\right)\left(1+\frac{s}{7}\right)}$$

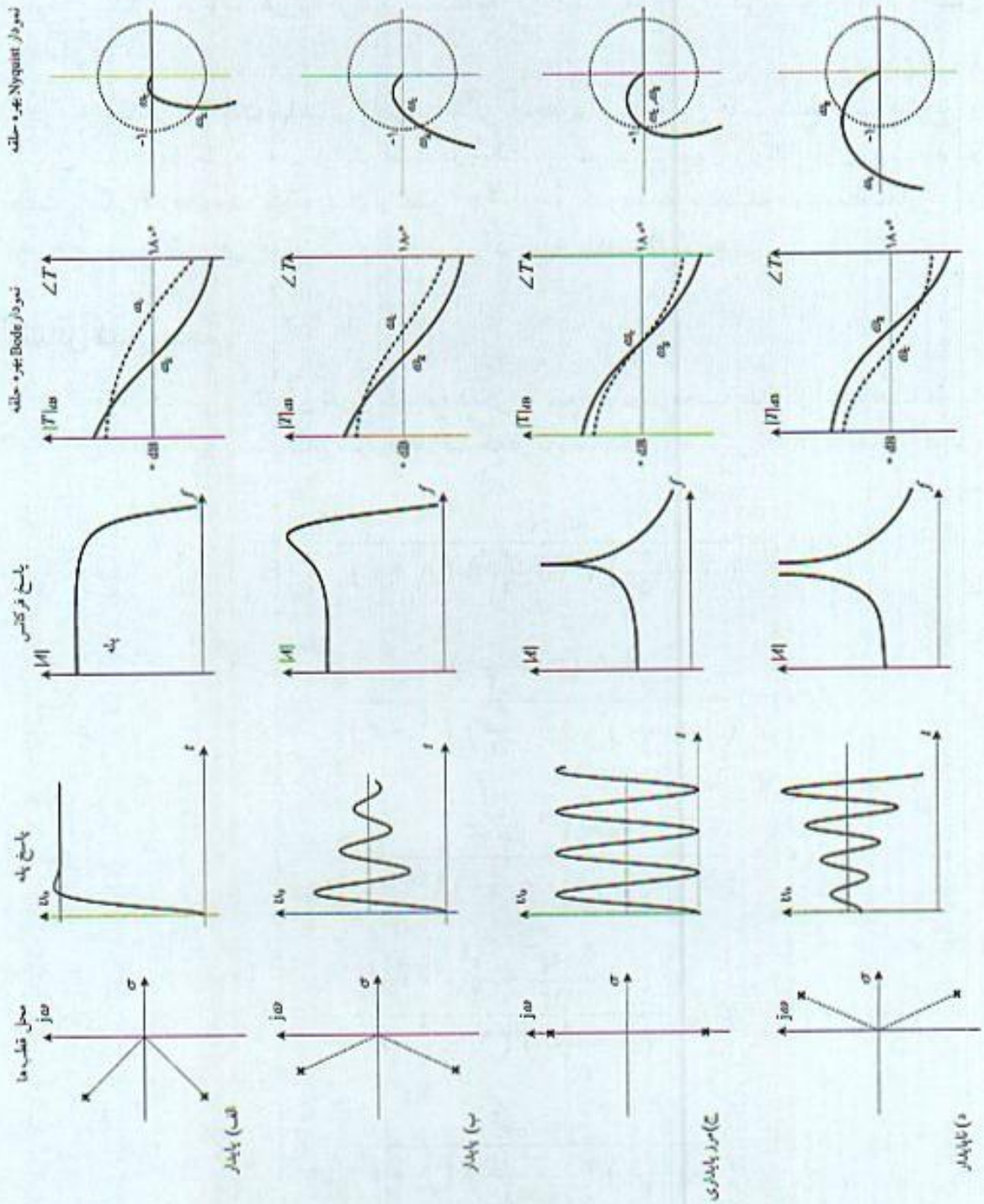
ه)
$$T(s)=\frac{-a_0f_0s^3}{\left(1+\frac{s}{3}\right)\left(1+\frac{s}{2}\right)\left(1+s\right)}$$

۵-۲) تابع انتقال بهره حلقه یک تقویت‌کننده فیدبک که در آن s با واحد $(\mu s)^{-1}$ است بصورت زیر است.

$$T(s)=\frac{a_0f_0}{\left(1+\frac{s}{5}\right)\left(1+\frac{s}{4}\right)\left(1+s\right)},\qquad a_0=1000$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۵-۱۳ نمودارهای نایکویست (Nyquist) بد Bode ، پاسخ فرکانس ، پاسخ حالت گذرا و محل قطب‌ها در شرایط مختلف

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) حداکثر ضریب عدم حساسیت که می‌توان با این مدار بدست آورد چقدر است.

ب) مکان هندسی ریشه‌ها را با تغییر فیدبک رسم کنید.

ج) اگر صفری در $s = -3\ (\mu s)^{-1}$ به تابع انتقال تقویت‌کننده اضافه شود در این حالت نشان دهید به ازاء تمام مقادیر فیدبک مدار پایدار است.

د) مکان قطب‌ها را در حالت (ج) رسم و با فرض (ب) مقایسه کنید.

۵-۳) در یک تقویت‌کننده فیدبک با فیدبک مقاومتی f_0 که در آن:

$$a(s) = \frac{1000}{\left(1+\frac{s}{2}\right)\left(1+\frac{s}{10}\right)}\ ,\quad s : (\mathrm{ns})^{-1}$$

الف) پهنای باند تقویت‌کننده اصلی چقدر است.

ب) مقدار فیدبک را چنان تعیین کنید که تقویت‌کننده دارای دو قطب مساوی باشد در این حالت پهنای باند چقدر است.

ج) مقدار فیدبک را چنان تعیین کنید که تقویت‌کننده دارای ۲ قطب مختلط موهومی با $\frac{\sqrt{2}}{2}$ باشد پهنای باند در این شرایط چقدر است با حالت (الف) و (ب) مقایسه کنید.

د) با فرض $f(s) = f_0\left(1+\frac{s}{z_0}\right)$ و $z_0 = 15\ (\mathrm{ns})^{-1}$ مکان هندسی ریشه‌ها را رسم کنید.

۵-۴) تقویت‌کننده‌ای با بهره باند میانی ۵۰۰۰+ و ۳ قطب در $f = 3\ \mathrm{MHz}$ در نظر بگیرید.

الف) تابع انتقال تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ب) فرکانس قطع ۳ dB بالای آن چقدر است.

ج) با فرض فیدبک مقاومتی، مکان هندسی ریشه‌ها را رسم و در شرایط ناپایداری بحث و حداکثر ضریب عدم حساسیت را مشخص کنید.

د) اگر یکی از قطب‌ها به محل $f = 200\ \mathrm{kHz}$ منتقل شود در این صورت به ازاء $f_{0(\max)}$ که در حالت (ج) مدار ناپایدار است. آیا تقویت‌کننده جدید پایدار است یا خیر؟

ه) چه نتیجه‌ای از فرض "د" می‌توان گرفت.

۵-۵) در یک تقویت‌کننده با بهرهٔ باند میانی ۵۰۰+ و با ۲ قطب در محل‌های $s_a = -8\ (\mathrm{ns})^{-1}$ و $s_b = (\mathrm{ns})^{-1}$ فیدبک مقاومتی اعمال میشود.

الف) پهنای باند تقویت‌کننده اصلی چقدر است.

ب) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده با فیدبک را رسم کنید.

ج) مقدار فیدبک را چنان تعیین کنید که تقویت‌کننده مدار بسته دارای دو قطب رویهم باشد. ضریب عدم حساسیت و پهنای باند چقدر است. مقدار پهنای باند را با فرض (الف) مقایسه کنید.

د) مقدار فیدبک را چنان مشخص کنید که تقویت‌کننده مدار بسته دارای ۲ قطب مختلط با زاویه $\pm 45^\circ$ باشد. ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ه) به ازاء ضریب عدم حساسیت ۲ برابر نسبت به فرض (د) محل قطب‌های تقویت‌کننده را مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

و) برای جبران تقویت‌کننده در حالت (ه) یک صفر در محل $s_c < s_b$ به تابع انتقال $af_0(s)$ اضافه می‌شود. در این حالت مکان هندسی ریشه‌ها را رسم کنید و محل صفره s_c و مقدار f_0 را چنان تعیین کنید که ضریب عدم حساسیت دو برابر فرض (د) شود.

۵-۶) یک تقویت‌کننده دارای بهره باند میانی ۵۰۰۰+ دارای یک قطب در فرکانس 10^4 rad/s و دو قطب مضاعف در فرکانس 10^5 rad/s می‌باشد. به این تقویت‌کننده فیدبک مقاومتی اعمال می‌شود.

الف) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبک را رسم کنید.

ب) به ازاء چه مقدار از فیدبک این مدار ناپایدار می‌شود.

۵-۷) تابع انتقال بهره حلقه یک تقویت‌کننده با فیدبک

$$T(s) = \frac{a_0 f_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_2}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_3}\right)}$$

است که در آن $T_0 = a_0 f_0 = 100$, $\omega_1 = 0.1$ Mrad/s ، $\omega_2 = 1$ Mrad/s و $\omega_3 = 10$ Mrad/s می‌باشند. مشخص کنید که به ازاء این مقدار T_0 تقویت‌کننده پایدار است یا خیر؟

۵-۸) عبارت بهره حلقه فرکانس پایین یک تقویت‌کننده بصورت

$$T(s) = \frac{2\times 10^3 s^3}{\left(1+\frac{s}{1000}\right)\left(1+\frac{s}{100}\right)\left(1+s\right)}$$

است. ضریب عدم حساسیت در باند میانی چقدر است. آیا تقویت‌کننده مدار بسته پایدار است؟

۵-۹) تابع انتقال بهره حلقه یک تقویت‌کننده با فیدبک

$$T(s) = \frac{2\times 10^{-3} s^3}{\left(1+\frac{s}{1000}\right)\left(1+\frac{s}{100}\right)\left(1+s\right)}$$

و بهره باند میانی تقویت‌کننده اصلی $a_0 = 10^5$ است.

الف) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده با فیدبک را رسم کنید.

ب) به این مدار فیدبکی به مقدار $f_0 = 0.01$ اعمال شده است، آیا تقویت‌کننده پایدار بدست می‌آید.

ج) تابع انتقال شبکه فیدبک بصورت عبارت داده شده زیر اصلاح می‌شود، در این حالت در شرایط پایداری تقویت‌کننده بحث کنید.

$$f(s) = \frac{0.01}{1+\frac{s}{2\pi 10^2}}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۵-۱۰) تقویت‌کننده‌ای با بهره $a_0 = ۱۰۰۰$ و دو قطب در فرکانسهای ۱ MHz و ۵ MHz در نظر بگیرید.

الف) نمودار بد (Bode) آنرا رسم کنید.

ب) چنانچه به آن فیدبک اعمال شود در مورد مقدار حاشیه بهره GM چه می‌توان گفت.

ج) مقدار فیدبک مقاومتی را چنان تعیین کنید که $PM = ۶۰°$ بدست می‌آید.

د) به ازاء ضریب عدم حساسیت $D_0 = ۲۱$ مقدار PM چقدر است؟

۵-۱۱) در مسئله (۵-۷) و با فرض همان قطب‌ها بهره حلقه را نظر بگیرید.

الف) نمودار بد (Bode) بهره حلقه را رسم کنید.

ب) فرکانس ω_c را مشخص کنید.

ج) به ازاء $T_0 = ۱۰۰۰$ وضعیت پایداری چگونه است. مقادیر GM و PM را مشخص کنید.

۵-۱۲) تقویت‌کننده‌ای با بهره باند میانی $-۱۰^۴$ و با ۳ قطب در فرکانس ۵ MHz در نظر بگیرید.

الف) تابع انتقال تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ب) فرکانس قطع ۳ dB مدار چقدر است.

ج) فرکانس ω_c این تقویت‌کننده را با فرض فیدبک مقاومتی تعیین کنید.

د) در مورد شرایط ناپایداری تقویت‌کننده بحث کنید و $f_{o(max)}$ را مشخص کنید.

ه) به ازاء $f_0 = ۰٫۵ f_{o(max)}$، وضعیت پایداری تقویت‌کننده را مشخص و مقادیر GM و PM را تعیین کنید.

و) یکی از قطب‌ها به $f = ۵۰۰$ kHz منتقل می‌شود. در مورد شرایط ناپایداری این تقویت‌کننده بحث و نشان دهید به ازاء $f_{o(max)}$ فرض (د) این تقویت‌کننده پایدار است.

۵-۱۳) تقویت‌کننده‌ای با بهرهٔ $-۱۰^{-۴}$ و شامل ۳ قطب در فرکانسهای ۱ MHz، ۳ MHz و ۱۰ MHz در نظر بگیرید. از این تقویت‌کننده در مدار فیدبک با ضریب f_0 و مستقل از فرکانس استفاده می‌شود.

الف) نمودار بد (Bode) تقویت‌کننده را رسم و نقاط مهم و شیب خطوط آنرا مشخص کنید.

ب) با استفاده از مفاهیم PM و GM در مورد شرایط ناپایداری بحث کنید.

ج) مقدار f_0 که در آن نوسان اتفاق می‌افتد را مشخص و فرکانس نوسان را تعیین کنید.

د) چنانچه f_0 بیش از مقدار فرض شده (ج) باشد چه حالتی اتفاق می‌افتد.

۵-۱۴) در یک تقویت‌کننده با فیدبک که عبارت بهرهٔ حلقه آن بصورت

$$T(s) = \frac{۲\times ۱۰^۴}{\left(۱+\frac{s}{\omega_۱}\right)\left(۱+\frac{s}{\omega_۲}\right)\left(۱+\frac{s}{\omega_۳}\right)}$$

و $\omega_۱ = ۰٫۲$ Mrad/s، $\omega_۲ = ۴۰$ Mrad/s و $\omega_۳ = ۲۰۰$ Mrad/s هستند.

الف) نمودار بد (Bode) بهره حلقه را رسم و در شرایط پایداری مدار بحث کنید.

ب) مقادیر GM و PM را مشخص کنید.

ج) تقویت‌کننده اصلی و یا فیدبک مدار چنان اصلاح می‌شود که عبارت بهرهٔ حلقه مدار جبران شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

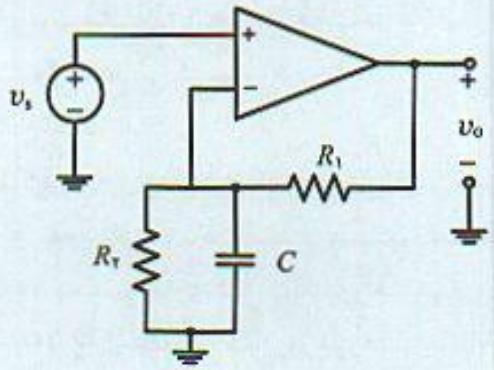
$$T(s) = \frac{۲\times ۱۰^{۴}}{\left(۱+\frac{s}{\omega_A}\right)\left(۱+\frac{s}{\omega_۲}\right)}$$

بدست می‌آید. مقدار ω_A قطب اضافه شده را برای $PM = ۶۰^\circ$ مشخص کنید.

۵-۱۵) در مدار شکل (م ۵-۱۵) تقویت‌کننده عملیاتی دارای پاسخ فرکانس

$$a(s) = \frac{V_o}{V_e} = \frac{۲\times ۱۰^{۴}}{\left(۱+\frac{s}{\omega_A}\right)\left(۱+\frac{s}{\omega_۲}\right)}, \quad V_e = V_+ - V_-$$

که در آن $a_0 = ۱۰^{۴}$ ، $\omega_۱ = ۲\pi\times ۱۰^{۴}$ rad/s و $\omega_۲ = ۲\pi\times ۱۰^{۶}$ rad/s می‌باشند. سایر مشخصات آن ایده‌آل فرض می‌شود.



شکل (م ۵-۱۵)

الف) نمودار بد (Bode) تقویت‌کننده را رسم کنید.
ب) تابع انتقال شبکه فیدبک را بدست آورید.
ج) اگر مدار فیدبک دارای قطبی در فرکانس ۱ kHz با بهرهٔ DC ۰٫۰۱ باشد. GM و PM را مشخص کنید.
د) آیا تقویت‌کننده پایدار است؟

۵-۱۶) تابع انتقال بهره حلقه یک تقویت‌کننده با فیدبک

$$T(s) = \frac{۵\times ۱۰^{۳}}{\left(۱+\frac{s}{\omega_۱}\right)\left(۱+\frac{s}{\omega_۲}\right)}$$

که در آن $\omega_۱ = ۲\pi\times ۱۰^{۴}$ rad/s و $\omega_۲ = ۲\pi\times ۱۰^{۵}$ rad/s می‌باشند.

الف) نمودار بد (Bode) بهره حلقه را رسم و فرکانس ω_c را مشخص کنید.
ب) GM و PM را مشخص کنید.
ج) در مورد شرایط پایداری تقویت‌کننده فوق بحث کنید.

۵-۱۷) پاسخ فرکانس یک تقویت‌کننده با فیدبک منفی بصورت شکل (م ۵-۱۷) است. در این تقویت‌کننده فیدبک مقاومتی و مستقل از فرکانس است.

POWEREN.IR

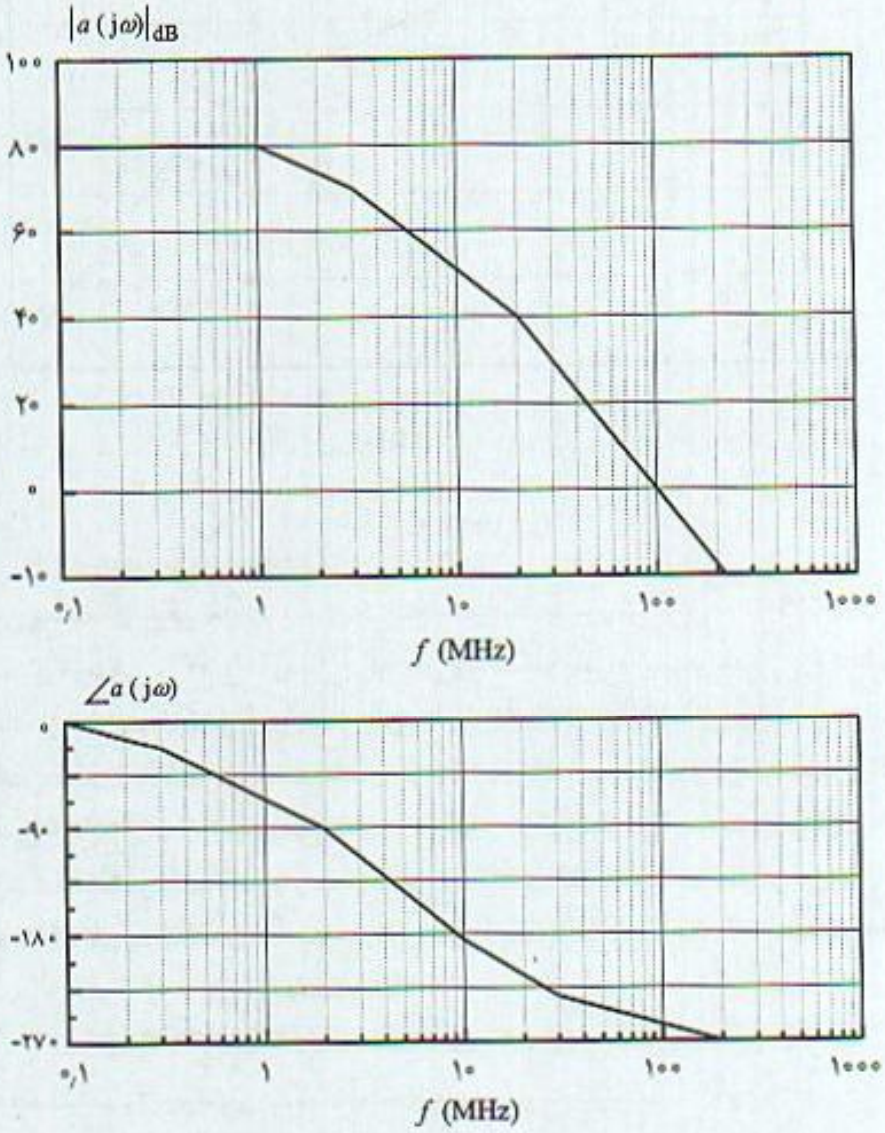
POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) حداکثر مقدار فیدبک $f_{o(max)}$ را مشخص کنید.

ب) حداقل مقدار بهره باند میانی تقویت‌کننده مدار بسته و پایدار را مشخص کنید.

ج) برای حاشیه فاز $PM = ۶۰°$ بهره باند میانی تقویت‌کننده مدار بسته چقدر است.

د) در حالت (ج) مقدار GM چقدر است.



شکل (م ۵-۱۷)

۵-۱۸) نمودار بد (Bode) قدر مطلق پاسخ فرکانس یک تقویت‌کننده بصورت شکل (م ۵-۱۸) است.

الف) نمودار بد (Bode) فاز را کامل نمایید.

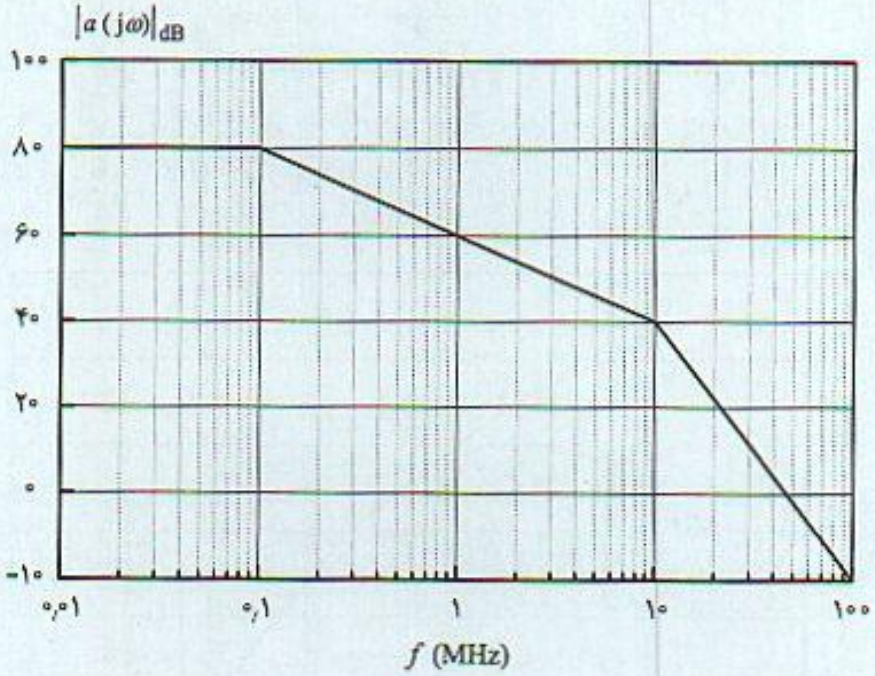
ب) با فرض فیدبک مقاومتی حداکثر ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ج) مقدار فیدبک را برای $GM = ۱۰$ dB مشخص کنید. در این حالت PM چقدر است.

د) مقدار فیدبک برای $PM = ۶۰°$ چقدر است. در این حالت GM چقدر است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۵-۱۸)

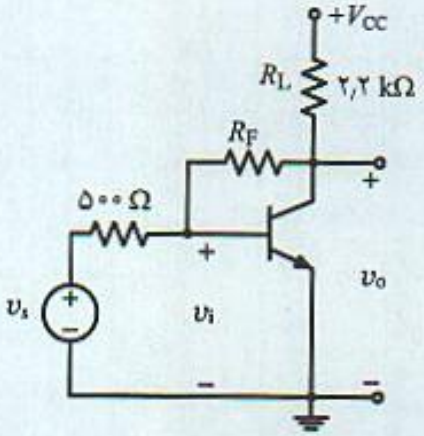
۵-۱۹) در این مسئله بار دیگر تقویت‌کننده یک طبقه با فیدبک بصورت شکل (م ۵-۱۹) را در نظر بگیرید. روشهای مختلفی در فصل‌های قبل برای حل این مسئله مطرح شد. در فصل دوم مسئله (۲-۳۱) با استفاده از تابع انتقال کامل و در فصل سوم مسئله (۳-۳۳) با استفاده از روش ثابت زمانی محاسبه فرکانس قطع ۳ dB این تقوست‌کننده مطرح شد. در این مسئله با روش فیدبک این تقویت‌کننده بررسی و نتایج آن با روشهای قبل مقایسه می‌شود. در این تقویت‌کننده با صرفنظر از اثر بارگذاری مقاومت فیدبک و با استفاده از رابطه اساسی فیدبک در (۵-۱) و با در نظر گرفتن نوع فیدبک :

الف) تابع انتقال تقویت‌کننده را بدست آورده و به ازاء مقادیر مختلف R_F محل صفر و قطب مدار را مشخص و جدول (م ۵-۱۹) را تکمیل کنید.

ب) فرکانس قطع ۳ dB بالای تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ج) نتایج بدست آمده از روشهای بدست آمده را با هم مقایسه کنید.

د) با کاهش بیشتر مقاومت R_F آیا محاسبات فیدبک از دقت کافی برخوردار است؟



$\beta = ۱۰۰$

$I_{CQ} = ۲٫۵$ mA

$V_T = ۲۵$ mV

$r_x = ۵۰\ \Omega$

$C_\pi = ۷۵$ pF

$C_\mu = ۳$ pF

$R_F = ۵۰, ۲۰, ۱۰$ kΩ

شکل (م ۵-۱۹)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول (م ۵-۱۹)

	(۱)	تابع انتقال کامل			روش فیدبک		
پارامتر	$R_F = \infty$	۵۰kΩ	۲۰ kΩ	۱۰ kΩ	۵۰ kΩ	۲۰ kΩ	۱۰ kΩ
A_0							
s_Z							
s_1							
s_2							
f_H							

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۶

جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک با مکان هندسی ریشه ها

مقدمه

در فصل پنجم در مورد ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها در صفحه مختلط s و هم‌چنین در حوزه فرکانس با بررسی پاسخ فرکانس تابع انتقال بهره حلقه بحث شد. ملاحظه شد با تغییر مقدار فیدبک، محل صفرها و قطب‌های تقویت‌کننده تغییر می‌یابند. هم‌چنین معیارهای پایداری تقویت‌کننده در میدان فرکانس شامل حاشیه فاز و حاشیه بهره با فیدبک تغییر نموده و در نتیجه پاسخ فرکانس تقویت‌کننده نیز تغییر خواهد نمود. بنابراین می‌توان مشخصات تقویت‌کننده‌ها را با تغییر فیدبک کنترل نمود. در طرح یک تقویت‌کننده فیدبک عموماً مقدار فیدبک برای **پاسخ فرکانس مناسب** انتخاب می‌شود. دو سوال اساسی در مورد تقویت‌کننده‌های فیدبک آن است که :

- منظور از پاسخ فرکانس مناسب در حوزه زمان و فرکانس چیست ؟
- چه محدودیتهایی بر روی محل قطب‌ها در صفحه s باید در نظر گرفت تا پاسخ مناسب حاصل شود.

در مورد سوال اول باید گفت که پاسخ مناسب بستگی به نوع کاربرد تقویت‌کننده دارد. برای مثال در تقویت‌کننده اسیلوسکوپ لازم است در تمام پهنای باند مورد نیاز پاسخ فرکانس مسطح باشد تا کلیه مولفه‌های فرکانسی سیگنال به یک میزان تقویت شوند. اما در تقویت‌کننده‌ای که در یک سیستم کنترل بکار می‌رود لازم است پاسخ تقویت‌کننده در حوزه زمان سریع باشد. از این جهت می‌توان در این نوع کاربردها مقداری برآمدگی در پاسخ فرکانس در نظر گرفت و در عین حال پاسخ پله شامل مختصری بالازدگی باشد تا

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

پاسخ مدار به سیگنالهای ورودی سریع باشد. بنابراین با مشخص شدن نوع کاربرد می‌توان محدودیت لازم بر محل قطب‌ها و هم‌چنین معیارهای طراحی در حوزه فرکانس را تعیین نمود و بر اساس آن تقویت‌کننده را طراحی نمود.

در اغلب موارد برای بدست آوردن پاسخ فرکانس مناسب لازم است با عناصری که به تقویت‌کننده اضافه می‌شوند تقویت‌کننده را **جبران** (compensate) نمود. در مورد هدف از جبران تقویت‌کننده باید گفت به دو علت این کار انجام می‌شود:

- تقویت‌کننده پایدار شود.
- پاسخ فرکانس مناسب برای تقویت‌کننده حاصل شود.

جبران تقویت‌کننده‌ها را می‌توان با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها و یا پاسخ فرکانس بهره حلقه انجام داد. در این فصل ابتدا مشخصات یک سیستم مرتبه دوم را در نظر گرفته و محل قطب‌ها، پاسخ فرکانس و پاسخ حالت گذرای آن به ورودی پله بدقت بررسی می‌شود. سپس توابع انتقالی که دارای پاسخ فرکانس مسطح هستند معرفی و معیارهای طراحی تقویت‌کننده برای بدست آوردن پاسخ مسطح ارائه می‌شوند. هم‌چنین روشهای مختلف جبران تقویت‌کننده‌ها در صفحه مختلط s بررسی می‌شوند. در فصل هفتم معیارهای طراحی و روشهای مختلف جبران در حوزه فرکانس معرفی خواهند شد.

۶-۱ بررسی مشخصات سیستم مرتبه دوم

یک تابع انتقال فرکانس بالای مرتبه دوم شامل دو قطب و فاقد صفر با رابطه (۶-۱) را در نظر بگیرید:

$$H(s) = \frac{a_0}{1 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} = \frac{\omega_0^2 a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \qquad (۶-۱)$$

در رابطه (۶-۱) a_0 بهره باند میانی، Q **ضریب کیفیت** (Quality factor) و ω_0 **فرکانس طبیعی غیر میرا** (natural undamped frequency) نامیده می‌شود. محل قطب‌های تابع انتقال ریشه‌های مخرج رابطه (۶-۱) می‌باشند:

$$s_1, s_2 = -\frac{\omega_0}{2Q}\left(1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2}\right) \qquad (۶-۲)$$

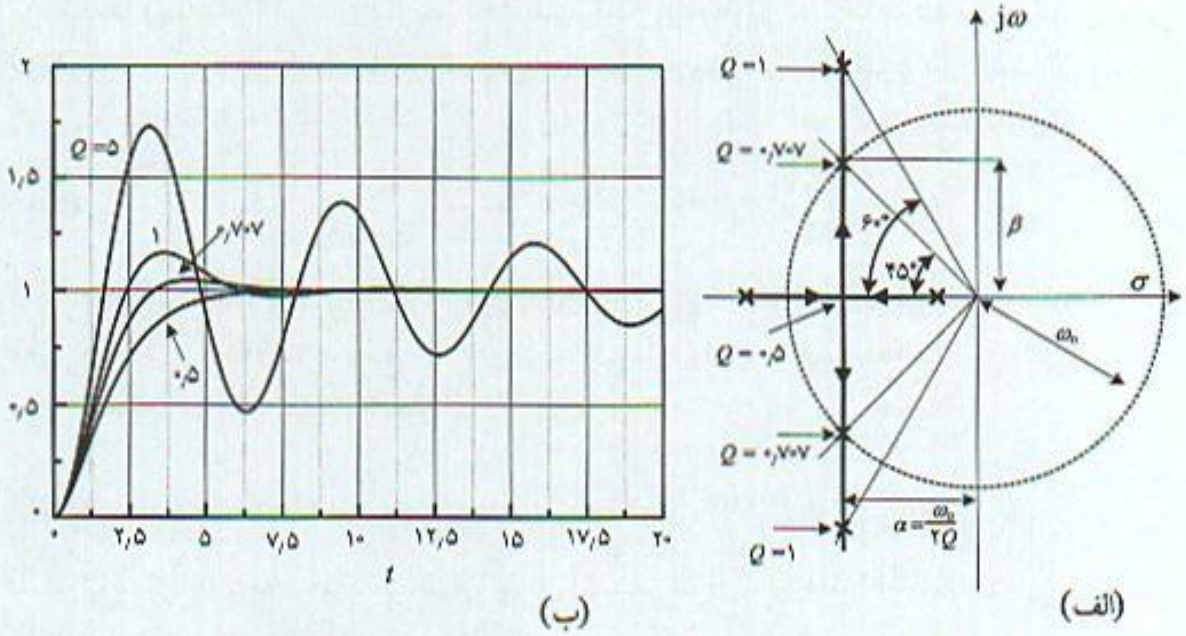
برای مقادیر $Q < 0.5$ دو ریشه حقیقی و متمایز از هم وجود دارد. هم‌چنین در حالت $Q = 0.5$ تابع انتقال دارای دو ریشه حقیقی و مضاعف (دو قطب رویهم) است. برای مقادیر $Q^2 > 0.5$ دو ریشه مختلط با قسمت حقیقی α و موهومی β موجود است:

$$s_1, s_2 = \alpha \pm j\beta, \quad \alpha = -\frac{\omega_0}{2Q}, \quad |\beta| = \frac{\omega_0}{2Q}\sqrt{4Q^2 - 1} \qquad (۶-۳ \text{الف})$$

POWEREN.IR

ملاحظه می‌شود بخش حقیقی قطب‌های موهومی ثابت و به Q بستگی دارد. شکل (۶-۱ الف) محل قطب‌ها

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱ مشخصات تابع انتقال مرتبه دو: الف) محل قطب‌ها بر حسب Q، ب) پاسخ پله به ازاء مقادیر مختلف Q

را بر حسب Q نشان می‌دهد. با تعریف زاویه θ، زاویه قطب‌های موهومی با محور حقیقی می‌توان نشان داد:

$$Q = \frac{1}{2\cos\theta} = \frac{1}{2\zeta}, \qquad Q = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{2\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\beta^2}} \qquad (۶-۳ب)$$

به ازاء $Q = \infty$ بخش حقیقی قطب‌ها صفر است و به معنی آن است که قطب‌ها روی محور $j\omega$ قرار گرفته‌اند. این حالت در بررسی ناپایداری و طرح نوسان‌ساز مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۶-۱-۱ پاسخ پله سیستم مرتبه دوم

شکل (۶-۱ ب) پاسخ پله یک سیستم مرتبه دوم را برای مقادیر مختلف Q نشان می‌دهد. برای حالتی‌که مدار فقط شامل دو قطب حقیقی است پاسخ پله مجموع دو تابع نمایی است و بنابراین فاقد **بالازدگی** (overshoot) است. در حالت $Q = 0.5$ و دو قطب روی گفته می‌شود مدار در حالت **میرایی بحرانی** (critically damped) قرار دارد و فرم کلی پاسخ پله بصورت:

$$v_o(t) = 1 - e^{-\alpha t}\left(1 + \omega_0 t\right) \qquad t \geq 0 \qquad (۶-۴الف)$$

است. برای مقادیری از Q که قطب‌ها مختلط هستند، عبارت کامل پاسخ پله:

$$v_o(t) = 1 - \frac{e^{-\alpha t}}{\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}}\sin\left(\beta t + \tan^{-1}\sqrt{4Q^2-1}\right) \qquad t \geq 0 \qquad (۶-۴ب)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

می‌باشد. در رابطه (۶-۴ ب) α و β بترتیب بخش‌های حقیقی و موهومی قطب‌ها هستند. به β **فرکانس طبیعی میرا** (damped natural frequency) نیز گفته می‌شود. مهم‌ترین مشخصه پاسخ پله در این حالت بالازدگی در پاسخ پله است. مقدار ماکزیمم درصد بالازدگی M_{pT} و زمان آن T_p از رابطه (۶-۵) بدست می‌آید.

$$M_{pT} = 100\, e^{-(\alpha/\beta)\pi}\ , \qquad T_p = \frac{\pi}{\beta} \tag{۶-۵}$$

درصد بالازدگی به ازاء $Q = 0.707$ و $Q = 1$ به ترتیب ۴٫۳٪ و ۱۵٪ می‌باشد. در شرایطی که قطب‌ها روی محور موهومی واقع می‌شوند پاسخ پله دارای نوسانات غیر میرا و با فرکانس ω_0 است. این حالت به ازاء $Q = \infty$ بدست می‌آید و پاسخ پله بصورت:

$$v_0(t) = 1 - \cos(\omega_0 t) \tag{۶-۶}$$

است و به همین جهت به ω_0 فرکانس طبیعی غیر میرا گفته می‌شود. ω_0 از رابطه (۶-۷) بدست می‌آید. در این حالت پاسخ پله دارای ۱۰۰٪ بالازدگی است.

$$\omega_0^2 = \alpha^2 + \beta^2 \tag{۶-۷}$$

۶-۱-۲ پاسخ فرکانس سیستم مرتبه دوم

پاسخ فرکانس $H(j\omega)$ یک سیستم مرتبه دوم با استفاده از رابطه (۶-۱) بصورت:

$$H(j\omega) = \frac{a_0}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{\omega}{Q\,\omega_0}} \tag{۶-۸}$$

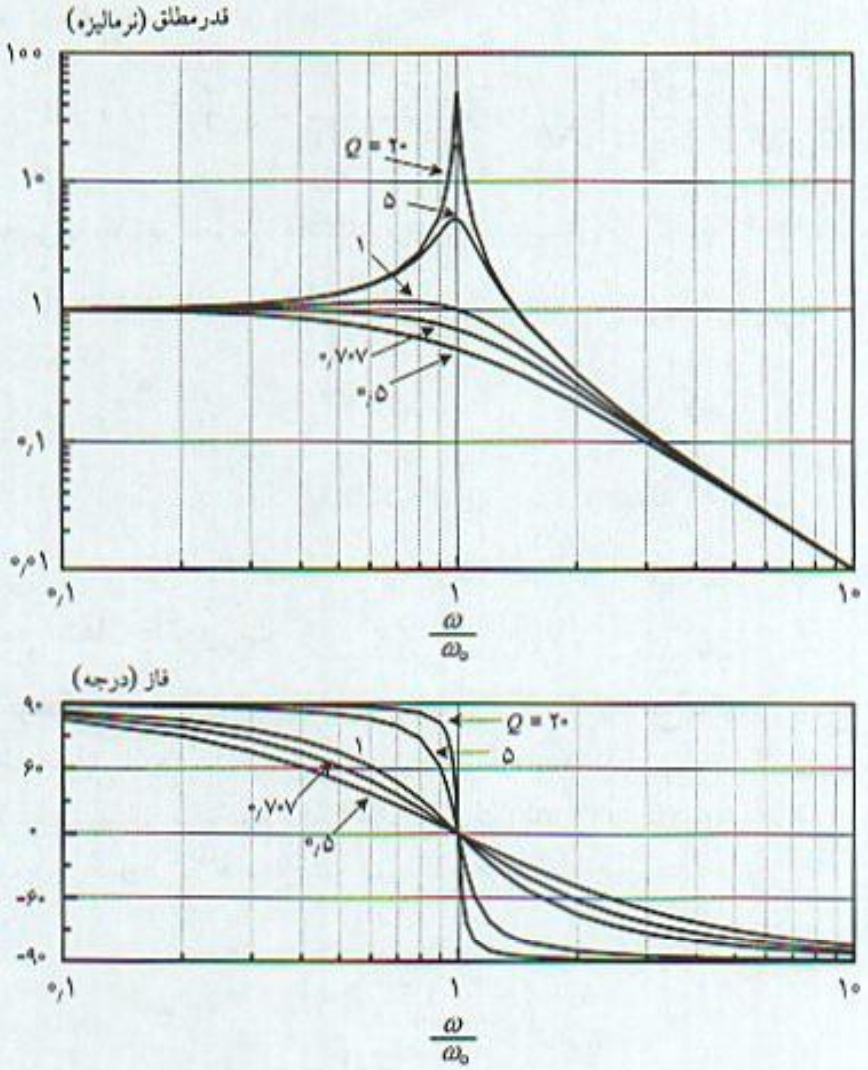
است. شکل (۶-۲) قدر مطلق نرمالیزه شده و فاز پاسخ فرکانس سیستم مرتبه دوم را برای مقادیر مختلف Q نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود برای مقادیر بزرگ Q پاسخ فرکانس دارای **برآمدگی** (peak) است. برآمدگی‌ها در فرکانس ω_r اتفاق می‌افتد. مقدار بر آمدگی M_{pF} و فرکانس ω_r از روابط (۶-۸) بدست می‌آید. ω_r **فرکانس تشدید** سیستم مرتبه دوم نامیده می‌شود.

$$\omega_r = \omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}\ , \qquad M_{pF} = \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \tag{۶-۹}$$

برای مقادیر $Q < 0.707$ فرکانس ω_r حقیقی نیست و بنابراین برآمدگی وجود ندارد. برای $Q = 0.707$ نیز پاسخ فرکانس بدون برآمدگی و **مسطح** (flat) است که در طرح تقویت‌کننده‌ها اهمیت خاصی دارد. در واقع این وضعیت حالت خاصی از توابع انتقال مسطح با حداکثر پهنای باند ممکن است که در بخش بعد بررسی می‌شوند. برای مقادیر بزرگ ضریب کیفیت، $M_{pF} \approx Q$ و به ازاء $Q = 1$، $M_{pF} = 15.47\%$ است. برآمدگی پاسخ فرکانس پایداری نسبی سیستم را نشان می‌دهد. مقادیر M_{pF} نشان‌دهنده آن است که یک زوج مختلط نزدیک محور موهومی وجود دارد و پاسخ گذرای مناسبی بدست نمی‌آید. M_{pF} کم به معنی وجود سیستمی با میرایی خوب است. در سیستمهای عملی M_{pF} و ω_r قابل اندازه‌گیری هستند و برای بررسی و

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۲ پاسخ فرکانس سیستم مرتبه ۲ بر حسب Q: الف) قدر مطلق، ب) فاز

مقایسه نتایج تجربی و نظری بسیار مفیدند. البته برای مسائل طراحی و بیان درجه مبرایی سیستم از حاشیه فاز و حاشیه بهره بیشتر استفاده می‌شود.

در مورد فاز پاسخ فرکانس باید گفت در فرکانسهای خیلی پایین‌تر از ω_0 تغییرات آن تقریباً به صورت خطی است و شیب آن به Q بستگی دارد. در فرکانس ω_0 و به ازاء تمام مقادیر Q مقدار فاز °۰ و برای فرکانسهای $\omega \gg \omega_0$ فاز به °۹۰ − مجانب می‌شود.

۶-۱-۳ پهنای باند سیستم‌های مرتبه دوم

بااستفاده از رابطه (۶-۸) می‌توان فرکانس قطع dB ۳ پاسخ فرکانس سیستم مرتبه ۲ را محاسبه نمود. نتیجه این محاسبات در رابطه (۶-۱۰) خلاصه شده است.

$$\omega_H = \frac{\omega_0}{Q}\sqrt{\frac{2Q^2-1}{2}}\left[1+\sqrt{1+\frac{4Q^2}{(2Q^2-1)^2}}\right]^{0.5} \quad Q > 0.5$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$= \omega_o \qquad Q = ۰٫۵ \qquad \text{(۶-۱۰ الف)}$$

$$= \frac{\omega_o}{Q}\sqrt{\frac{۱-۲Q^۲}{۲}}\left[\sqrt{۱+\frac{۴Q^۲}{(۱-۲Q^۲)^۲}}-۱\right]^{۰٫۵} \quad Q < ۰٫۵$$

در حالتهای خاصی که غالبا در عمل مورد استفاده قرار می‌گیرد پهنای باند از رابطه (۶-۱۰ ب) بدست می‌آید.

$$\omega_H = ۱٫۲۷۲\,\omega_o \qquad Q = ۱$$

$$= \omega_o \qquad Q = ۰٫۷۰۷ \qquad \text{(۶-۱۰ ب)}$$

$$= ۰٫۶۴۵\,\omega_o \qquad Q = ۰٫۵$$

۶-۲ توابع انتقال باترورث

در بخش قبل مشخص شد در توابع انتقال مرتبه ۲ و به ازاء $Q = ۰٫۷۰۷$ پاسخ فرکانس مسطح است. برای در نظر گرفتن حالت کلی‌تر لازم است توابع انتقالی را در نظر گرفت که دارای پاسخ فرکانس **مسطح و ماکزیمم** (maximally flat) باشند. این توابع بنام **توابع انتقال باترورث** (Butterworth) نامیده می‌شوند. برای یک تابع انتقال باترورث پایین گذر مرتبه n مربع قدر مطلق پاسخ فرکانس به صورت:

$$\left|H_n(j\omega)\right|^۲ = \frac{۱}{۱+\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^{۲n}} \qquad \text{(۶-۱۱ الف)}$$

است. بنابراین مقدار قدر مطلق این توابع انتقال:

$$\left|H_n(j\omega)\right| = \frac{۱}{\left[۱+\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^{۲n}\right]^{۰٫۵}} \qquad \text{(۶-۱۱ ب)}$$

پاسخ فرکانس توابع انتقال باترورث برای چند مقدار n در شکل (۶-۳ الف) نشان داده شده است. این توابع دارای خصوصیات کلی زیر هستند.

- برای تمام مقادیر n تابع انتقال نرمالیزه شده $|H_n(j\,۰)| = ۱$ است.
- فرکانس قطع ۳ dB فرکانس ω_o است.
- می‌توان نشان داد مشتق‌های تا مرتبه $n-۱$ پاسخ فرکانس $|H_n(j\omega)|$ در فرکانس $\omega = ۰$ مساوی صفر هستند که به معنی آن است که پاسخ فرکانس در فرکانس صفر به صورت مسطح است. در واقع توابع انتقال باترورث بر اساس همین خصوصیت بدست آمده‌اند.
- برای فرکانسهای بالاتر از ω_o پاسخ فرکانس $|H_n(j\omega_o)|$ مشابه یک تابع انتقال فرکانس بالا با n عدد قطب است.
- با افزایش مرتبه تابع انتقال شیب پاسخ فرکانس در ناحیه گذر افزایش می‌یابد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با جایگزینی $\omega = \frac{s}{j}$ در رابطه (۶-۱۱ الف) می‌توان تابع انتقال باترورث مرتبه n را بر حسب فرکانس مختلط s به صورت (۶-۱۲) نشان داد:

$$\left|H_n(s)\right|^2 = \frac{1}{\left|1 + (-1)^n \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{2n}\right|} \qquad (۶-۱۲)$$

قطب‌های تابع انتقال (۶-۱۲) به صورت:

$$s = \omega_0 \left(-1\right)^{\frac{1-n}{2n}} \qquad (۶-۱۳)$$

هستند که ریشه‌های مختلف عدد ۱- و تمام آنها دارای قدر مطلق ω_0 می‌باشند. به عبارت دیگر قطب‌ها روی دایره‌ای بنام **دایره باترورث** قرار دارند. البته ریشه‌هایی از معادله (۶-۱۳) که در سمت چپ صفحه s واقع می‌شوند قطب‌های تابع انتقال باترورث موردنظر می‌باشند. عبارت مخرج رابطه (۶-۱۲) را می‌توان حاصلضرب دو تابع به صورت:

$$\left|D_n(s)\,D_n(-s)\right|^2 = \left|1 + \left(-1\right)^n \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{2n}\right| \qquad (۶-۱۴)$$

در نظر گرفت که $D_n(s)$ چند جمله‌ای از s با ریشه‌هایی سمت چپ صفحه s با قسمت حقیقی منفی است. هم‌چنین $|D_n(s)| = |D_n(-s)|$ و ریشه‌هایی از رابطه (۶-۱۳) که در سمت راست صفحه s قرار می‌گیرند متعلق به $D_n(-s)$ هستند. قطب‌های توابع انتقال باترورث در چند حالت خاص در شکل (۶-۳ب) نشان داده شده‌اند.

۶-۲-۱ تابع انتقال باترورث مرتبه اول

به ازاء $n = 1$ در رابطه (۶-۱۱) که به صورت:

$$\left|H_1(s)\right|^2 = \frac{1}{\left|1 - \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right|} \qquad (۶-۱۵)$$

ساده می‌شود. با بسط عبارت مخرج رابطه (۶-۱۵) بر حسب توابع $D_n(s)$ و $D_n(-s)$:

$$\left|H_1(s)\right|^2 = \frac{1}{\left|\left(1 - \frac{s}{\omega_0}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_0}\right)\right|} = \frac{1}{D_1(s)\,D_1(-s)}$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت:

$$D_1(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}}, \quad D_1(-s) = \frac{1}{1 - \frac{s}{\omega_0}}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

و تابع انتقال نرمالیزه باترورث مرتبه اول از رابطه (۶-۱۶) بدست می‌آید و قطب آن در $s = -\omega_0$ و مشابه تابع انتقال مدار RC پایین گذر است.

$$H_1(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} \qquad (۶-۱۶)$$

۶-۲-۲ تابع انتقال باترورث مرتبه ۲

در این حالت به ازاء $n = 2$ و با فرض $\omega_0 = 1$ تابع انتقال نرمالیزه شده:

$$\left| H_2(s) \right|^2 = \frac{1}{\left| 1 + s^4 \right|}$$

است و با توجه به بسط رابطه فوق می‌توان نشان داد:

$$D_1(s)\, D_2(-s) = 1 + s^4 = \left(s - \frac{-1-j}{\sqrt{2}}\right)\left(s - \frac{-1+j}{\sqrt{2}}\right)\left(s - \frac{1-j}{\sqrt{2}}\right)\left(s - \frac{1+j}{\sqrt{2}}\right)$$

و بنابراین چند جمله‌ای که دارای قطب‌هایی سمت چپ صفحه s، $D_2(s)$ بصورت:

$$D_2(s) = s^2 + \sqrt{2}\, s + 1$$

و بنابراین تابع انتقال باترورث مرتبه ۲ نرمالیزه با $\omega_0 = 1$:

$$H_2(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}\, s + 1}$$

و در نتیجه تابع انتقال باترورث مرتبه ۲ در شرایط کلی رابطه (۶-۱۶) می‌باشد.

$$H_2(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \sqrt{2}\, \omega_0 s + 1} \qquad (۶-۱۷ \text{ الف})$$

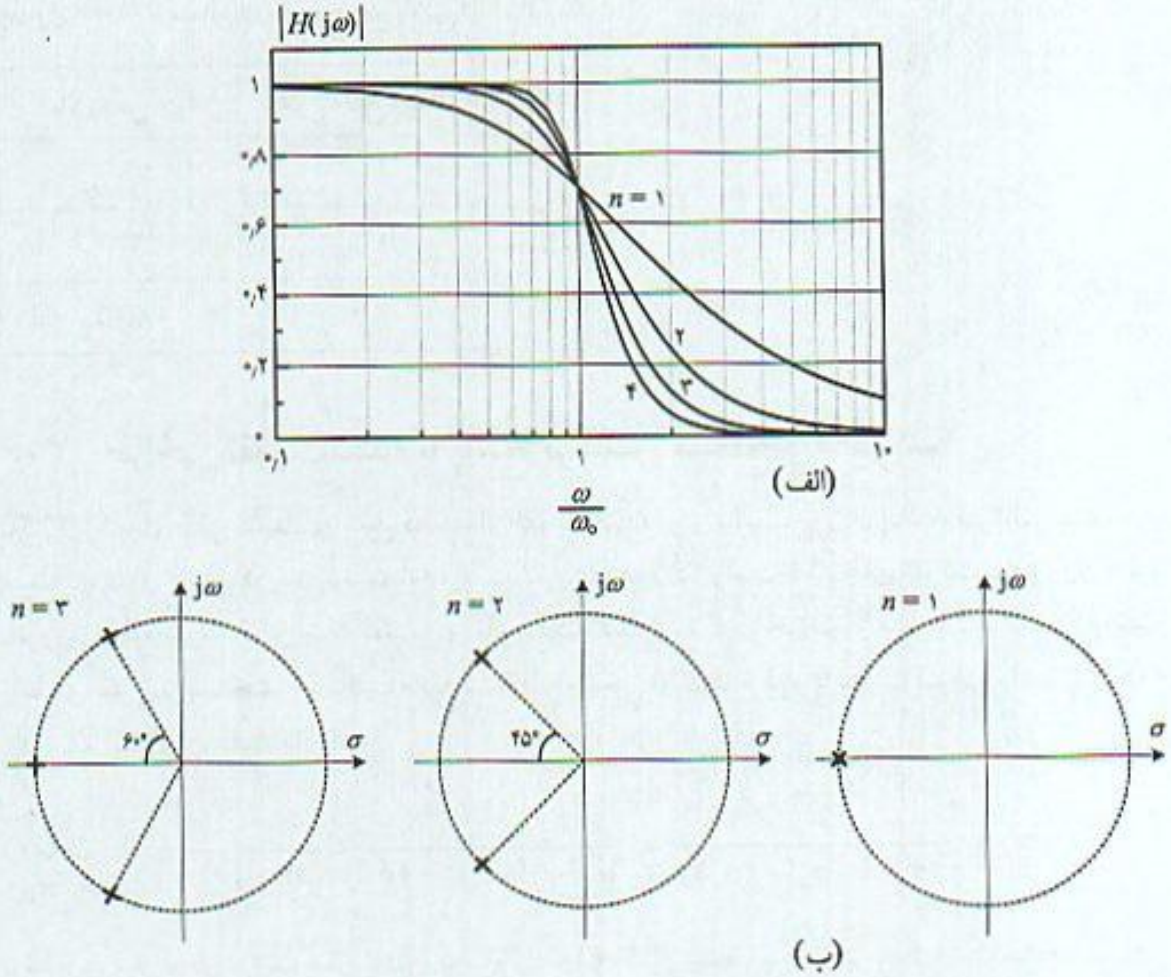
این تابع انتقال مشابه تابع انتقال سیستم مرتبه دوم با $Q = 0{,}707$ است که در بخش قبل مشخصات آن بررسی شد. به همین ترتیب می‌توان نشان داد برای تابع انتقال باترورث مرتبه سوم پایین گذر:

$$H_3(s) = \frac{\omega_0^3}{s^3 + 2\,\omega_0 s^2 + 2\,\omega_0^2 s + \omega_0^3} \qquad (۶-۱۷ \text{ ب})$$

اثبات این رابطه در مسائل انتهای فصل بعهده دانشجویان واگذار می‌شود. شکل (۶-۳ ب) محل قطب‌های توابع انتقال باترورث نرمالیزه شده مرتبه ۱، ۲ و ۳ را نشان می‌دهد. این قطب‌ها روی دایره‌ای بشعاع ۱ قرار گرفته‌اند. برای حالت غیر نرمالیزه شده شعاع دایره باترورث ω_0 است. عموماً در طرح تقویت‌کننده‌ها حالتهای ۲ و ۳ مورد استفاده قرار می‌گیرند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۳ توابع انتقال باترورث : الف) قدر مطلق پاسخ فرکانس نرمالیزه شده ، ب) محل قطب‌ها

۶-۲-۳ پهنای باند توابع انتقال باترورث

پاسخ فرکانس توابع انتقال باترورث نرمالیزه شده در شکل (۶-۳ الف) نشان می‌دهد به ازاء تمام مقادیر n فرکانس قطع شعاع دایره قطب‌ها و مقدار "۱" است. در حالت کلی که قطب‌ها روی دایره باترورث و به شعاع ω_0 قرار دارند ، فرکانس قطع ۳ dB مقدار ω_0 است.

$$\omega_H = \omega_0 = \text{شعاع دایره باترورث} \qquad (۶-۱۸)$$

۶-۲-۴ پاسخ پله توابع انتقال باترورث

شکل (۶-۱) پاسخ پله فیلتر باترورث را در دو حالت خاص نشان می‌دهد. هم‌چنین در جدول (۶-۱) مقدار بالازدگی موجود در پاسخ پله در چند حالت خلاصه شده است. در مورد باترورث مرتبه ۳ مقدار بالازدگی ۸٫۱۵٪ است که در مقایسه با سیستم مرتبه ۲ که فاقد قطب حقیقی سوم است حدود ۳٪ کاهش دارد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۱ مقدار بالازدگی در پاسخ پله تابع انتقال باترورث

بالازدگی M_{pT}	مرتبه تابع انتقال n
٪۰	۱
٪۴٫۳	۲
٪۸٫۱۵	۳

۶-۳ طراحی تقویت‌کننده با پاسخ فرکانس مسطح و ماکزیمم

تاکنون ایده‌های کلی نسبت به محل قطب‌های تقویت‌کننده برای بدست آوردن پاسخ فرکانس مناسب، **مسطح و پهنای باند ماکزیمم** بدست آمده است. به این منظور لازم است قطب‌های تقویت‌کننده روی دایره باترورث واقع شوند. برای اینکه قطب‌های تقویت‌کننده دارای ترکیب خاص و مناسبی باشد، لازم است رابطه‌ای بین ضرایب چند جمله‌ای معادله مشخصه و محل قطب‌ها برقرار باشد. با فرض رابطه (۶-۱۹) برای تابع انتقال در حالت کلی:

$$H(s)=\frac{K}{s^3+b_2 s^2+b_1 s+b_0}=\frac{K}{(s-\gamma)(s-\alpha-j\beta)(s-\alpha+j\beta)} \qquad (۶-۱۹)$$

با مساوی قرار دادن ضرایب عبارت‌های مخرج رابطه (۶-۱۹)، ارتباط بین مقادیر α، β و γ (محل قطب‌ها) با ضرایب معادله مشخصه b_0، b_1 و b_2 در شرایط خاص و موردنظر بدست می‌آید. در رابطه (۶-۱۹) صفری برای تابع انتقال در نظر گرفته نشده است که عموماً در تقویت‌کننده‌ها این وضعیت وجود دارد. جدول (۶-۲) ارتباط بین ضرایب چند جمله‌ای بر حسب محل قطب‌ها را در شرایط خاص و مهم نشان می‌دهد. هم‌چنین در بعضی از مسائل لازم است روابط بین محل قطب‌ها و ضرایب معادله مشخص باشد که در جدول (۶-۳) این روابط خلاصه شده‌اند. از این جدول‌ها در طراحی تقویت‌کننده‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرند که در مثال‌های بعد مطرح می‌شود. در حالت باترورث مرتبه سوم تابع انتقال بصورت:

$$H(s)=\frac{K}{(s-2\gamma)(s-\alpha-j\sqrt{3}\,\alpha)(s-\alpha+j\sqrt{3}\,\alpha)} \qquad (۶-۲۰)$$

است. در این حالت قطب‌های مختلط با زاویه $\pm 60^\circ$ نسبت به بخش منفی محور حقیقی و بصورت شکل (۶-۳ب) روی دایره قرار می‌گیرند. سطر چهارم جدول‌های (۶-۲) و (۶-۳) روابط لازم بین ضرایب معادله مشخصه و محل قطب‌ها را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۲ راوبط بین ضرایب چند جمله‌ای و محل قطب‌ها در رابطه (۶-۱۷)

b_0	b_1	b_2	زاویه با محور حقیقی	خصوصیت ویژه	Q قطب‌های مختلط
$-\alpha^2\gamma$	$\alpha(\alpha+2\gamma)$	$-(2\alpha+\gamma)$	$0°$	۲ قطب روی‌هم	۰٫۵
$-2\alpha^2\gamma$	$2\alpha(\alpha+\gamma)$	$-(2\alpha+\gamma)$	$\pm 45°$	باترورث مرتبه۲	۰٫۷۰۷
$-4\alpha^2\gamma$	$2\alpha(2\alpha+\gamma)$	$-(2\alpha+\gamma)$	$\pm 60°$	-	۱
$-8\alpha^3$	$8\alpha^2$	-4α	$\pm 60°$	باترورث مرتبه ۳	۱
$-\gamma\beta^2$	β^2	$-\gamma$	$\pm 90°$	مرز ناپایداری	∞

جدول ۶-۳ راوبط بین محل قطب‌ها و ضرایب چند جمله‌ای در رابطه (۶-۱۷)

γ	β	α	زاویه با محور حقیقی	خصوصیت ویژه	Q قطب‌های مختلط
$-b_2-2\alpha$	0	$3\alpha^2+2b_2\alpha+b_1=0$	$0°$	۲ قطب روی‌هم	۰٫۵
$-b_2-2\alpha$	α	$\alpha^2+b_2\alpha+0.5b_1=0$	$\pm 45°$	باترورث مرتبه۲	۰٫۷۰۷
$-b_2-2\alpha$	$\sqrt{3}\alpha$	$-\frac{b_1}{2b_2}$	$\pm 60°$	-	۱
2α	$\sqrt{3}\alpha$	$-\frac{b_2}{4}$	$\pm 60°$	باترورث مرتبه ۳	۱
$-b_2$	$\sqrt{b_1}$	0	$\pm 90°$	مرز ناپایداری	∞

مثال ۶-۱

بار دیگر تقویت‌کننده سه طبقه که در مثال (۳-۱۳) فصل سوم طرح، در فصل چهارم مثال (۴-۸) محاسبات باند میانی و در مثال (۵-۲) فصل پنجم بررسی ناپایداری آن انجام شد را در نظر بگیرید. با فرض تابع انتقال بدست آمده در مثال (۵-۲) و بر اساس قطب‌های ارائه شده در جدول (۳-۴) فرض‌های زیر را در مورد آن بررسی کنید.

الف) مقدار مقاومت فیدبک در مرز ناپایداری را مشخص کنید.

ب) مقدار مقاومت فیدبک را چنان تعین کنید که قطب‌های موهومی با $Q = 1$ باشند. در این حالت بهره باند میانی، ضریب عدم حساسیت و پهنای باند تقویت‌کننده چقدر است.

ج) در حالت (ب) و با تقریب مناسب مقدار بالازدگی پاسخ پله چقدر است.

د) نتایج بدست آمده را با محاسبات دقیق مقایسه کنید.

ه) با استفاده از برنامه spice مدار طرح شده را بررسی و نتایج حاصل در مورد پاسخ فرکانس را مقایسه کنید.

حل **الف)** در تقویت‌کننده سه طبقه طرح شده در فصل سوم با پهنای باند ۳ MHz و با بهره ولتاژ حدود ۷۲۰۰-، فیدبک ولتاژ موازی اعمال شده و با استفاده از مثال (۵-۲) دارای تابع انتقال مدار بسته :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$A(s) = \frac{۹٫۶۷ \times ۱۰^{-۲}\, a_o}{s^۳ + ۰٫۵۲۸\, s^۲ + ۰٫۰۵۱۶\, s + ۹٫۶۸ \times ۱۰^{-۲}(۱ + a_o f_o)}$$

که در آن $a_o = -۳۵۴\ k\Omega$ و $f_o = -G_F$ است. رابطه فوق با فرض عدم بارگذاری مدار فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی بدست آمده است. هم‌چنین با استفاده از قواعد رسم مکان هندسی ریشه‌ها در فصل پنجم می‌توان تغییرات محل قطب‌ها را بر حسب فیدبک رسم نمود که در شکل (۶-۴) نشان داده شده است. در این شکل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی با s_a s_b و s_c و قطب‌های تقویت‌کننده با فیدبک با $s_۱$ ، $s_۲$ و $s_۳$ مشخص شده‌اند.

مرز ناپایداری در این حالت لازم است قطب‌ها روی محور $j\omega$ واقع شده و Q قطب‌های مختلط بی نهایت می‌شود. بنابراین با استفاده از سطر آخر جدول (۶-۲) روابط زیر بین ضرایب معادله مشخصه و محل قطب‌ها برقرار است:

$$\gamma = -b_۲ = -۰٫۵۲۸$$

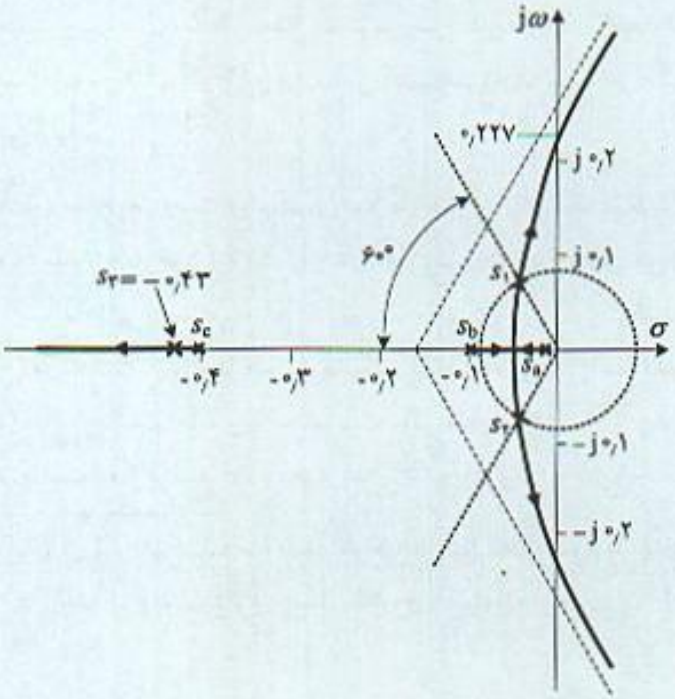
$$\beta^۲ = b_۱ = ۰٫۰۵۱۶ \qquad \Rightarrow \qquad D_{o(max)} = (۱ + a_o f_o) = ۲۸٫۲$$

$$-\gamma\beta^۲ = b_o = ۹٫۷۶ \times ۱۰^{-۲}(۱ + a_o f_o)$$

بنابراین حداکثر ضریب عدم حساسیت ممکن در مرز ناپایداری و با فیدبک مقاومتی $D_{o(max)} = ۲۸٫۲$ است. با توجه به مقدار بهره باند میانی ، مقاومت فیدبک لازم در این شرایط :

$$G_F = -f_o = -\frac{۲۷٫۲}{a_o} = ۰٫۰۷۶۵۵\ m\Omega^{-۱}\ , \qquad R_F = ۱۳\ k\Omega$$

از مکان هندسی ریشه‌ها ملاحظه می‌شود با $R_F = ۱۳\ k\Omega$ مکان هندسی محور موهومی را قطع می‌کند ($\beta = \pm ۰٫۲۲۷$) و تقویت‌کننده در مرز ناپایداری است. هم‌چنین قطب سوم از ۰٫۴۰۹ − به ۰٫۴۳ − تغییر یافته که تغییر کمی است و بنابراین قطب‌های بزرگ تقویت‌کننده تغییرات محسوسی نخواهند داشت.



شکل ۶-۴ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۱) با تغییر فیدبک مقاومتی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) مقدار فیدبک برای ضریب کیفیت ۱: در این حالت قطب‌های مختلط $Q = ۱$ و با زاویه $\pm ۶۰^\circ$ نسبت به محور اعداد حقیقی هستند. مقاومت فیدبک را باید مقدار مناسبی انتخاب نمود تا روابط سطر سوم جدول (۶-۲) برقرار باشد:

$$(-۲\alpha + \gamma) = b_۲ = -۰٫۵۲۸ \qquad \alpha = -۰٫۰۴۹\ (\text{ns})^{-۱}$$

$$۲\alpha\ (۲\alpha + \gamma) = b_۱ = ۰٫۰۵۱۶ \qquad \Rightarrow \qquad \gamma = -۰٫۴۳\ (\text{ns})^{-۱}$$

$$-۴\alpha^۲\gamma = b_۰ = ۹٫۷۶ \times ۱۰^{-۴}\,(۱ + a_۰ f_۰) \qquad D_۰ = (۱ + a_۰ f_۰) = ۴٫۳$$

با توجه به نتایج بدست آمده محل قطب‌ها $s_۱$، $s_۲$ و $s_۱$ در شکل (۶-۴) با زاویه $\pm ۶۰^\circ$ مشخص شده‌اند. در این حالت گرچه دو قطب مختلط روی دایره قرار دارند اما با توجه به اینکه قطب سوم در فاصله نسبتاً دوری از محور $j\omega$ است، ۳ قطب تقویت‌کننده نمی‌توانند حالت باترورث مرتبه ۳ را ایجاد نمایند. در بخش بعد نشان داده می‌شود برای این‌کار و بدست آوردن حداکثر پهنای باند مسطح لازم است تقویت‌کننده را جبران نمود. محاسبات فوق نشان می‌دهد با $Q = ۱$ برآمدگی کمی در پاسخ فرکانس وجود دارد و در عین حال ضریب عدم حساسیت کم ۴٫۳ نیز بدست آمده است. مقدار مقاومت لازم فیدبک در مدار:

$$G_F = -f_۰ = -\frac{۳٫۳}{a_۰} = ۰٫۹۳ \times ۱۰^{-۴}\ \text{m}\Omega^{-۱}\ , \qquad R_F = ۱۰۴\ \text{k}\Omega$$

با این مقدار فیدبک، پهنای باند تقویت‌کننده با استفاده از رابطه (۶-۷ ب):

$$\omega_H = ۰٫۱۲\ \text{Grad/s}\ , \qquad f_H = ۱۹\ \text{MHz}$$

بدست می‌آید که در مقایسه با پهنای باند تقویت‌کننده اصلی، ۳ MHz، پهنای باند به مقدار موثری افزایش یافته است.

ج) مقدار بالازدگی پاسخ پله: با فیدبک مقاومتی $R_F = ۱۰۴\ \text{k}\Omega$ پاسخ فرکانس تقریباً مناسب و بابرآمدگی کم ($Q = ۱$)، ضریب عدم حساسیت ۴٫۳ و پاسخ پله دارای بالازدگی ۱۵٫۴۷٪ می‌باشد. بعنوان نتیجه مهم از بررسی فوق می‌توان گفت با فیدبک مقاومتی، حداکثر ضریب عدم حساسیت مقدار بسیار محدودی است و در مقایسه با مقدار موردنظر طراحی ۷۱ تفاوت زیادی دارد و از این جهت لازم است تقویت‌کننده را جبران نمود تا با داشتن ضریب عدم حساسیت بالا پاسخ فرکانس مناسب نیز بدست آید.

د) مقایسه با مقادیر دقیق: برای اطمینان از محاسبات تقریبی فوق می‌توان با استفاده از محاسبات دقیق، محل قطب‌ها را برای مقادیر مختلف مقاومت فیدبک تعیین کرد. جدول (۶-۴) محاسبات دقیق محل قطب‌ها را برای مقادیر مختلف R_F نشان می‌دهد. نتایج مهمی که از این جدول می‌توان گرفت به شرح زیر است:

- با ازاء $R_F = ۱۰۴\ \text{k}\Omega$ ($G_F \approx ۰٫۹۳ \times ۱۰^{-۴}\ \text{m}\Omega^{-۱}$) که محاسبات تقریبی بر اساس آن است تفاوت محل قطب‌های تقریبی و محاسبات دقیق ناچیز است.
- ۳ قطب بزرگتر تقویت‌کننده با تغییر R_F تغییرات زیادی ندارند.
- فرض عدم بارگذاری R_F بر مشخصات تقویت‌کننده اصلی فرض قابل قبولی است.

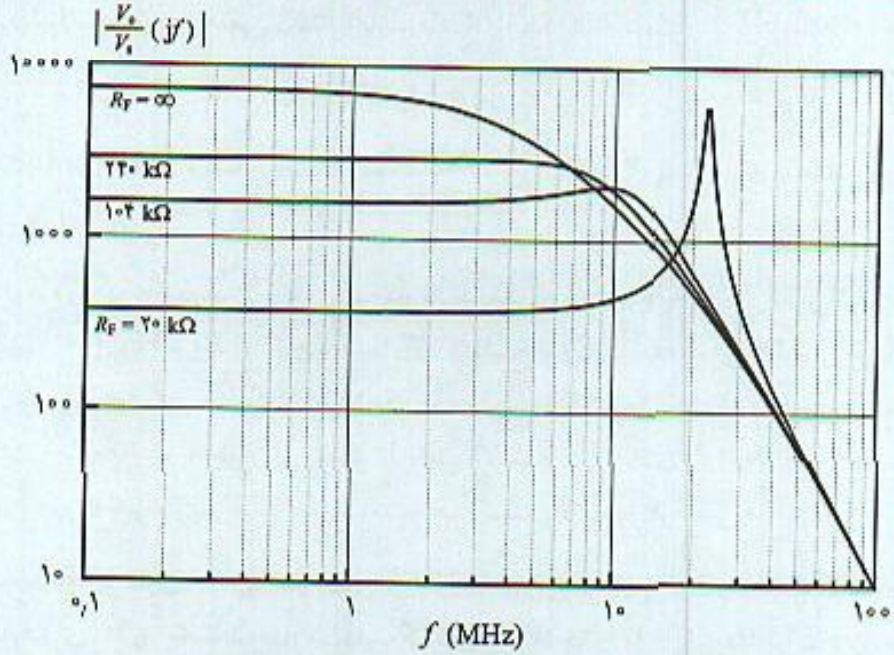
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۴ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۱) با محاسبات دقیق

G_F (mΩ⁻¹)	R_F (kΩ)	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
۰	∞	−۰٫۰۲۵۱	−۰٫۰۹۴	−۰٫۴۰۹	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۰۱	۱۰۰۰	−۰٫۰۴۵	−۰٫۰۷۱	−۰٫۴۱۲	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۲۵	۴۰۰	−۰٫۰۵۶ ± j۰٫۰۳۶		−۰٫۴۱۷	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۵	۲۰۰	−۰٫۰۵۲ ± j۰٫۰۶۱		−۰٫۴۲۴	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۰۹۳	۱۰۷٫۵	−۰٫۰۴۷ ± j۰٫۰۸۷		−۰٫۴۳۵	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶
۰٫۰۴۶	۲۱٫۷۳	−۰٫۰۱۲ ± j۰٫۱۸۴		−۰٫۵۰۴	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶

د) محاسبات با نرم‌افزار spice مدار کامل این تقویت‌کننده از طریق نرم‌افزار spice بررسی و پاسخ فرکانس آن در چند حالت مختلف بررسی شد. نتایج حاصل در شکل (۶-۵) به ازاء چند مقدار R_F خلاصه شده است. به ازاء مقاومت فیدبک ۱۰۴ kΩ، پاسخ فرکانس دارای بر آمدگی به مقدار ۲۷ ٪ و پهنای باند حاصل ۱۶ MHz است. روش سعی و خطا نشان می‌دهد با مقاومت ۲۴۰ kΩ پاسخ مسطح برای تقویت‌کننده بدست می‌آید. در این حالت پهنای باند ۹٫۵ MHz و ضریب عدم حساسیت ۲٫۴۸ می‌باشد. هم‌چنین به ازاء ضریب عدم حساسیت ۸٫۷ که با مقاومت ۲۰ kΩ بدست می‌آید برآمدگی زیادی در پاسخ فرکانس وجود دارد. این حالت در بحث بعدی که جبران تقویت‌کننده است اهمیت دارد.



شکل ۶-۵ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال (۶-۱) با نرم‌افزار spice به ازاء چند مقدار مقاومت مدار فیدبک

۶-۴ جبران تقویت‌کننده‌ها با مکان هندسی ریشه‌ها

در بخش قبل در مورد مکان مناسب قطب‌های تقویت‌کننده با فیدبک برای بدست آوردن پاسخ مناسب

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

(**مسطح با پهنای باند ماکزیمم**) بحث و مشخص شد برای بدست آوردن پاسخ مناسب باید قطب‌ها روی دایره باترورث قرار داشته باشند. هم چنین مثال (۶-۱) نشان داد با فیدبک مقاومتی، حداکثر ضریب عدم حساسیت مقدار بسیار محدودی است. بنابراین لازم است به نحو مناسبی تقویت‌کننده را اصلاح کرد تا پاسخ مناسب با ضریب عدم حساسیت بالا بدست آید. اساس این کار اصلاح مدار فیدبک، اصلاح مدار تقویت‌کننده اصلی و یا اصلاح همزمان دو مدار است. به این روش عموماً **جبران** (compensate) تقویت‌کننده گفته می‌شود و با اضافه کردن مدار **جبران‌کننده** (compensator) شامل عناصر غیر فعال (سلف و خازن) انجام می‌پذیرد. در این بخش روشهای مختلف جبران با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها معرفی می‌شود.

۶-۴-۱ جبران تقویت‌کننده با اصلاح مدار فیدبک

یکی از روشهای مهم جبران اصلاح مدار فیدبک است. با اضافه کردن عناصر راکتیو به مدار فیدبک می‌توان مکان هندسی ریشه‌ها را به نحو مناسبی تغییر داد بطوری‌که قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته روی دایره باترورث قرار گرفته و **حداکثر پهنای باند مسطح** (maximally flat) را بدست آورد. در مثال (۶-۲) این روش جبران در مورد تقویت‌کننده ۳ طبقه معرفی می‌کند.

مثال ۶-۲

در مثال (۶-۱) تقویت‌کننده ۳ طبقه با فیدبک مقاومتی به طور کامل بررسی شد. در این مثال برای جبران تقویت‌کننده از طریق اصلاح مدار فیدبک، خازن C_F به موازات R_F اضافه می‌شود.

الف) اثر این خازن را بر تقویت‌کننده بررسی کنید.

ب) مقدار آن را برای حداکثر پهنای باند مسطح محاسبه کنید.

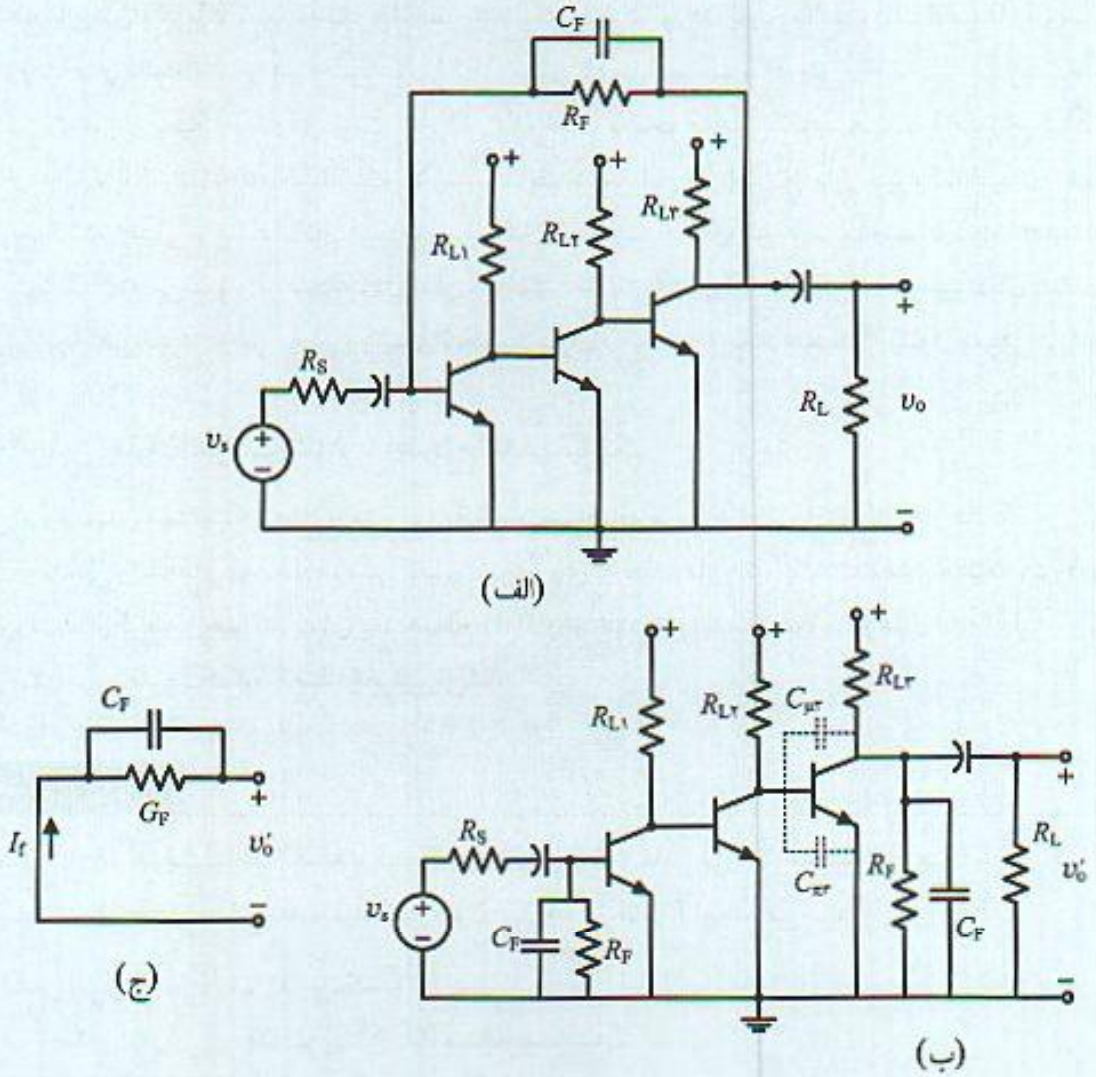
الف) شکل (۶-۶) تقویت‌کننده جبران شده، تقویت‌کننده اصلی و مدار معادل شبکه فیدبک را نشان می‌دهد. تقویت‌کننده اصلی شامل ۸ خازن است که خازنهای طبقه خروجی یک حلقه خازنی را تشکیل می‌دهند. بنابراین تعداد عناصر مستقل ذخیره‌کننده انرژی مدار ۷ و بنابراین تعداد قطب‌ها نیز ۷ خواهد بود. با ۳ فرض اساسی و قابل قبول می‌توان محاسبات تقریبی را در مورد مدار انجام داد:

- اثر بارگذاری مقاومت فیدبک R_F در تقویت‌کننده اصلی قابل صرفنظر است.
- در ادامه محاسبات مشخص می‌شود که مقدار خازن فیدبک C_F کسری از پیکو فاراد است. بنابراین قطب حاصل از آن بزرگ است و با توجه به اصل ثابت ماندن قطب‌های بزرگ، با تغییر فیدبک قطب حاصل از آن نیز تغییر زیادی نمی‌کند.
- اضافه شدن خازن در مدار فیدبک تغییری در محل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی بوجود نمی‌آورد.

در واقع با این فرض‌ها است که می‌توان بر اساس مکان هندسی ریشه‌های تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته حل مسئله را ادامه داد. چون با توجه به مجهول بودن مقدار مقاومت و خازن حل مسئله عملی نخواهد بود. با این فرضیات تقریبی از مقادیر مناسب این عناصر بدست می‌آید. مقادیر دقیق این عناصر را با روشهای دقیق که با محاسبات دقیق کامپیوتری انجام می‌شود، بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۶ تقویت‌کننده مثال (۶-۲): الف) تقویت‌کننده با فیدبک، ب) مدار معادل تقویت‌کننده اصلی، ج) مدار معادل فیدبک

با توجه به بحث فوق تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی با فرض ۳ قطب کوچکتر به عنوان قطب‌های مهم و موثر مدار:

$$A(s) = \frac{۹٫۶۷ \times ۱۰^{-۴}\, a_o}{(s + ۰٫۰۲۵)(s + ۰٫۰۹۴۳)(s + ۰٫۴۰۹)} \qquad (۶-۲۱)$$

با استفاده از مدار معادل فیدبک، تابع انتقال شبکه فیدبک:

$$f(s) = \frac{I_F}{V_o} = -(G_F + s\,C_F) \qquad (۶-۲۲\text{ الف})$$

که می‌توان آنرا به صورت رابطه (۶-۲۲ ب) نیز نشان داد:

$$f(s) = f'_o\left(۱ + \frac{s}{s_z}\right) \qquad (۶-۲۲\text{ ب})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

که در آن:

$$f_0 = -G_F \quad \text{و} \quad s_z = \frac{1}{R_F C_F} \qquad (۶-۲۲ج)$$

در رابطه (۶-۲۲) مقدار فیدبک در باند میانی با اندیس پریم نشان داده شده است که با مثال (۶-۱) اشتباه نشود. بنابراین با توجه به روابط فوق عبارت بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده:

$$T(s) = \frac{۹{,}۶۷ \times ۱۰^{-۴}\, a_0 f_0 \left(۱ + \frac{s}{s_z}\right)}{(s + ۰{,}۰۲۵)(s + ۰{,}۰۹۴۳)(s + ۰{,}۴۰۹)} \qquad (۶-۲۳)$$

ب) عبارت بهره حلقه نشان می‌دهد یک صفر در $s = -s_z$ به تابع انتقال اضافه شده است که به کمک آن می‌توان بطور موثری مکان هندسی ریشه‌ها را تغییر داد و پاسخ فرکانس مناسب بدست آورد. با توجه به اضافه شدن صفر در مدار فیدبک به این نوع جبران، **جبران صفر در مدار فیدبک** (feedback zero compensation) گفته می‌شود.

سوال اساسی در مورد این روش جبران آن است که **محل صفر تابع انتقال شبکه فیدبک کجا واقع شود تا پاسخ مسطح بدست آید؟** در پاسخ به این سوال، مکان هندسی ریشه‌ها را برای مقادیر مختلف s_z در نظر گرفته و محل مناسب آن انتخاب می‌شود. شکل (۶-۷) مکان هندسی ریشه‌ها و پاسخ فرکانس مربوط را برای مقادیر مختلف s_z نشان می‌دهد که در هر یک از حالت‌ها اثر اضافه شدن صفر بررسی می‌شود.

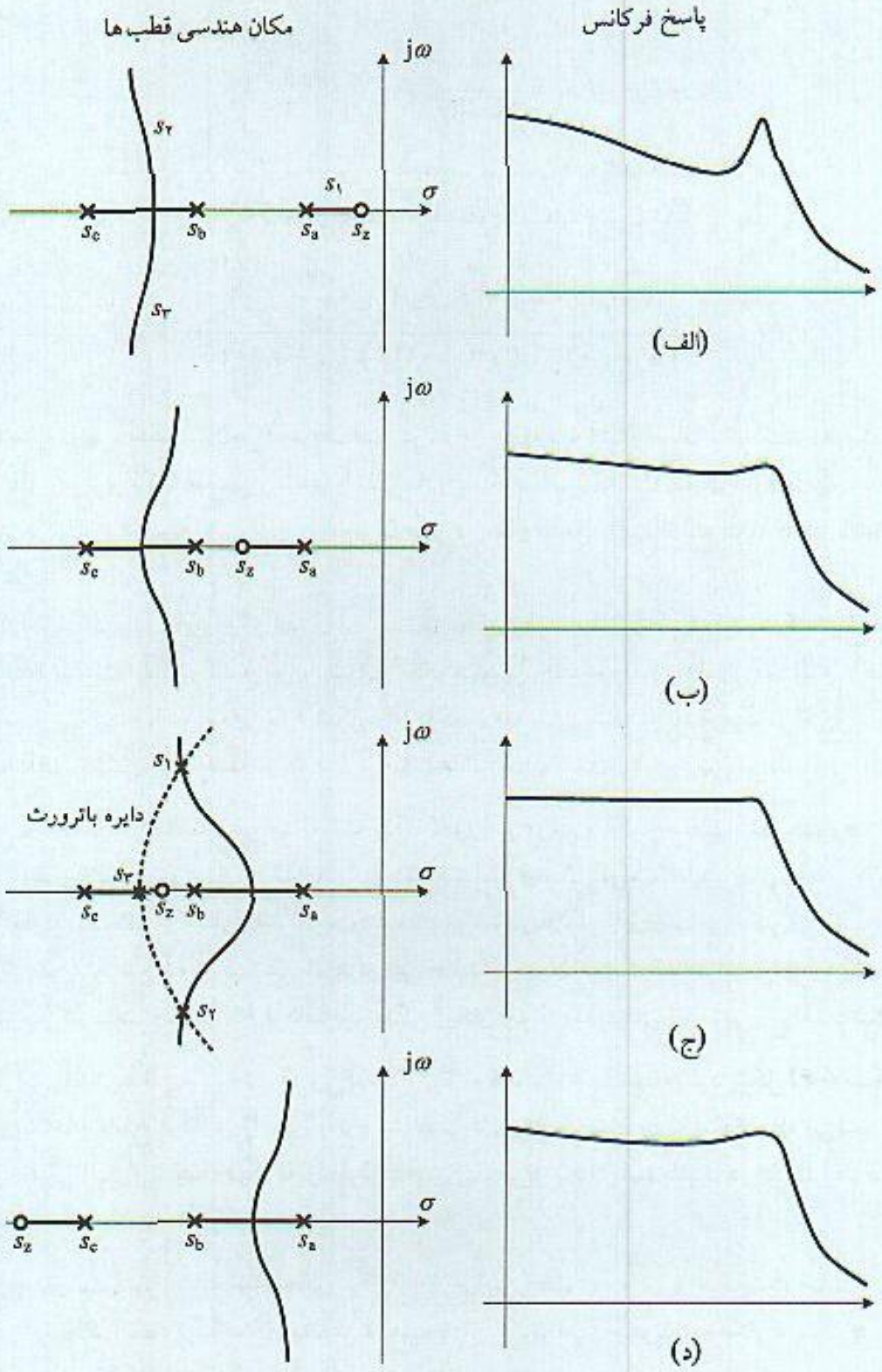
الف) در ساده‌ترین حالت صفر اضافه شده بین محور موهومی و اولین قطب s_a بصورت شکل (۶-۷الف) قرار داده می‌شود. در این شرایط به ازاء تمام مقادیر فیدبک تقویت‌کننده پایدار و قطب کوچکتر به محور $j\omega$ نزدیک شده و پهنای باند تقویت‌کننده کم می‌شود. علاوه‌بر آن قطب کوچکتر می‌تواند بعنوان قطب موثر تقویت‌کننده با فیدبک تلقی شود. در این حالت از مزیت فیدبک که افزایش پهنای باند است استفاده‌ای نمی‌شود. هم‌چنین پاسخ فرکانس برآمدگی زیادی حوالی قطب‌های موهومی خواهد داشت.

ب) در این حالت فرض می‌شود صفر بین قطب اول s_a و قطب دوم s_b اضافه شود. شکل (۶-۷ب) مکان هندسی ریشه‌ها و پاسخ فرکانس را برای مقدار مشخصی از محل s_b نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود قطب کوچکتر حقیقی است و ۲ قطب دیگر به ازاء فیدبک‌های زیاد می‌توانند مختلط باشند. در این شرایط حداکثر پهنای باند مسطح بدست نمی‌آید.

ج) در این حالت صفر اضافه شده مطابق شکل (۶-۷ج) بین قطب دوم و سوم اضافه شده است. ملاحظه می‌شود در این حالت نقطه ترک مکان ریشه‌ها به قطب s_b نزدیک‌تر است و دو شاخه مکان هندسی به سمت چپ صفحه s متمایل می‌شوند. از آنجایی که مکان هندسی دارای دو مجانب است شاخه‌های مکان به موازات محور موهومی قرار خواهند داشت. در این حالت تقویت‌کننده فیدبک به ازاء تمام مقادیر فیدبک پایدار است و مهم‌تر آنکه با انتخاب مناسب محل صفر می‌توان پاسخ فرکانس مناسب و حداکثر پهنای باند مسطح را بدست آورد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۷ مکان هندسی ریشه‌ها و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مثال (۶-۲) به ازاء مقادیر مختلف صفر اضافه شده در مدار

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

د) در این حالت صفر اضافه شده سمت چپ قطب سوم s_c قرار گرفته که در شکل (۶-۷ د) نشان داده شده‌است. در این شرایط یکی از شاخه‌های مکان هندسی از این قطب شروع شده و به محل صفر اضافه شده ختم می‌شود. ۲ شاخه دیگر از s_a و s_b شروع و از نقطه‌ای از محور حقیقی جدا و به مجانبهای مکان که با زاویه $\pm ۹۰^\circ$ هستند میل می‌کنند. از آنجایی که قطب سوم به سمت چپ صفحه s حرکت می‌کند برای ثابت ماندن متوسط قطب‌ها، لازم است نقطه ترک مکان هندسی به قطب s_a نزدیکتر باشد. هم‌چنین دو شاخه مکان هندسی به محور موهومی نزدیک شده و به موازات آن ادامه می‌یابند. در این حالت با انتخاب مناسب محل صفر می‌توان به ازاء تمام مقادیر فیدبک را پایدار نمود. اما واضح است که برای مقادیر بزرگ ضریب عدم حساسیت، Q قطب‌های موهومی زیاد شده و پاسخ فرکانس مناسب بدست نمی‌آید.

از بحث فوق به وضوح ملاحظه می‌شود بهترین حالت جبران روش (ب) است که صفر حاصل از مدار فیدبک جایی بین قطب دوم و سوم اضافه شده و با انتخاب مناسب محل صفر می‌توان سه قطب کوچکتر را روی دایره باترورث قرار داد و یک فیلتر فعال باترورث مرتبه ۳ با حداکثر پهنای باند مسطح را بدست آورد. برای انجام محاسبات و تعیین محل صفر، با توجه به رابطه (۶-۱۸) و (۶-۲۱) تابع انتقال مدار بسته :

$$A(s) = \frac{۹٫۶۷\times ۱۰^{-۴}\, a_o}{s^۳ + ۰٫۵۲۸\, s^۲ + \left(۰٫۰۵۱۶ + ۹٫۷۶\times ۱۰^{-۴}\, a_o f'_o\right) s + ۹٫۷۶\times ۱۰^{-۴}\left(۱ + a_o f'_o\right)} \qquad (۲۴-۶)$$

برای ایجاد شرایط پاسخ مسطح و ماکزیمم از معادله مشخصه مخرج رابطه (۶-۲۴) است و با استفاده از سطر چهارم جدول (۶-۲) و (۶-۳) :

$$b_۲ = -۴\alpha = ۰٫۵۲۸ \quad \Rightarrow \quad \alpha = -۰٫۱۳۲\ (\text{ns})^{-۱}$$

$$b_۱ = ۴\alpha^۲ \quad \Rightarrow \quad \gamma = -۰٫۲۶۴\ (\text{ns})^{-۱}$$

و بنابراین :

$$b_o = -۸\alpha^۳ \quad \Rightarrow \quad ۹٫۷۶\times ۱۰^{-۴}\left(۱ + a_o f'_o / s_z\right) = ۱۸٫۴\times ۱۰^{-۳}$$

از رابطه فوق می‌توان ضریب عدم حساسیت و مقدار s_z را بدست آورد.

$$D_o = ۱۹٫۲\,, \qquad s_z = -۰٫۲\ (\text{ns})^{-۱}$$

محاسبات فوق نشان می‌دهد صفر اضافه شده در $s_z = -۰٫۲\ (\text{ns})^{-۱}$ و بین قطب دوم و سوم است. ضریب عدم حساسیت بدست آمده ۱۹٫۲ می‌باشد. از روابط (۶-۲۰) و مقدار بهره باند میانی $a_o = -۳۵۴\ \text{k}\Omega$ عناصر مناسب مدار جبران بدست می‌آیند.

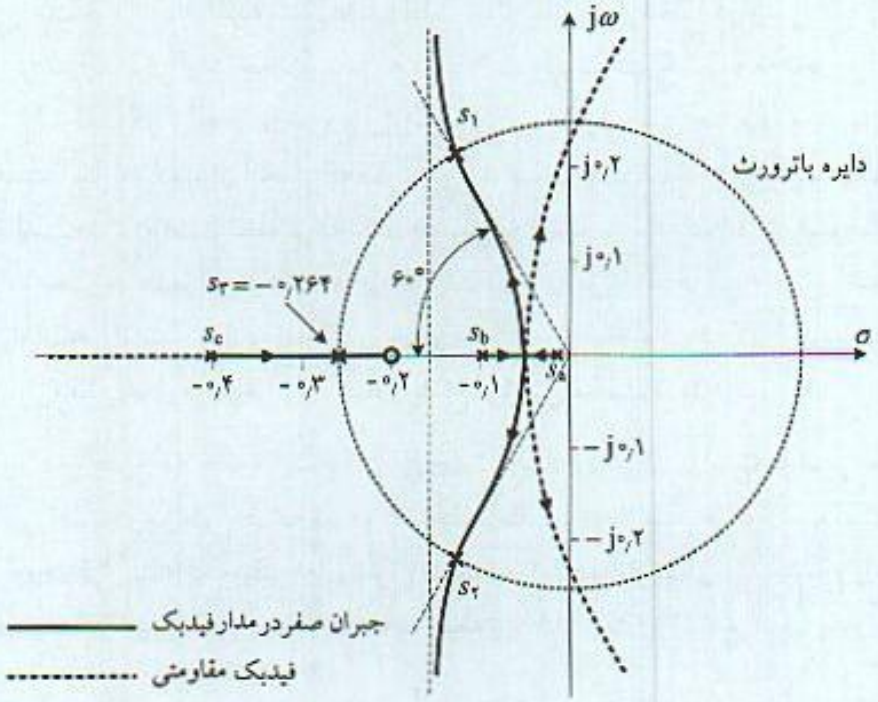
$$f'_o = -G_F = -۰٫۰۵۱\ \text{m}\Omega^{-۱} \quad \Rightarrow \quad R_F = ۲۰\ \text{k}\Omega$$

$$s_z = -۰٫۲ = -\frac{۱}{R_F C_F} \quad \Rightarrow \quad C_F = ۰٫۲۵۵\ \text{pF} \qquad (۲۵-۶)$$

در این شرایط قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۸ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده ۳ طبقه جبران شده با اصلاح مدار فیدبک

$$s_1, s_2 = -۰٫۱۳۲۳\ (\text{ns})^{-1} \pm j\ ۰٫۲۲۸\ \text{Grad/s}\ ,\quad s_3 = \gamma = ۲\alpha = -۰٫۲۶۴\ (\text{ns})^{-1} \qquad (۲۶-۶)$$

پهنای باند تقویت‌کننده در این شرایط شعاع دایره باترورث و قدر مطلق محل قطب سوم است، بنابراین:

$$\omega_H = |\gamma| = |۲\alpha| = ۰٫۲۶۴\ \text{Grad/s} \quad \Rightarrow \quad f_H = ۴۱\ \text{MHz} \qquad (۲۷-۶)$$

مقایسه این روش جبران با مثال (۶-۱) نشان می‌دهد جبران صفر در مدار فیدبک در مقایسه با فیدبک مقاومتی، ضریب عدم حساسیت را از ۴٫۳ به ۱۹٫۲ و پهنای باند را از ۱۹ MHz به ۴۱ MHz افزایش داده است. شکل (۶-۸) مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده جبران شده را نشان می‌دهد.

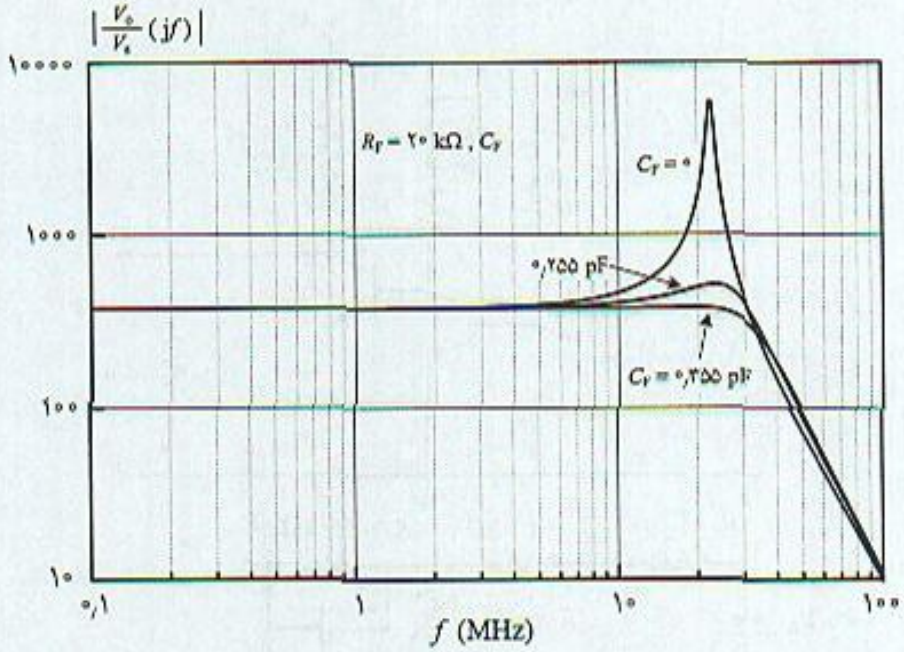
برای اطمینان از محاسبات انجام شده تقویت‌کننده کامل با مدار جبران با محاسبات دقیق بررسی شده است. جدول (۶-۵) محل دقیق قطب‌ها را نشان می‌دهد. با مقایسه با روش تقریبی بکار رفته، می‌توان دید فرض اولیه (طراحی بر اساس ۳ قطب) تقریب مناسبی بوده است. هم‌چنین قطب‌های بزرگتر با حضور خازن مدار فیدبک تغییرات قابل ملاحظه‌ای ندارند.

جدول ۶-۵ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده ۳ طبقه با جبران صفر در مدار فیدبک با محاسبات دقیق

G_F mΩ^{-1}	C_F pF	s_1 s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7
۰	۰	−۰٫۰۲۵ −۰٫۰۹۴	−۰٫۴۰۹	−۹٫۵۵	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶	۰
۰٫۰۱	۰٫۰۵۱	−۰٫۰۷۵ ± j۰٫۰۸۲	−۰٫۳۷۴	−۹٫۳۲	−۱۸٫۲۲	−۲۸٫۵۶	−۵۰۳٫۵
۰٫۰۵۱	۰٫۲۵۵	−۰٫۱۲۱ ± j۰٫۲۴	−۰٫۲۶	−۸٫۴۵	−۱۸٫۸۲	−۲۸٫۵۶	−۱۱۲٫۳
۰٫۱۰۲	۰٫۵۱	−۰٫۱۲۳ ± j۰٫۳۸۲	−۰٫۲۵۵	−۷٫۴۸	−۱۸٫۱۴	−۲۸٫۵۶	−۶۴٫۳

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



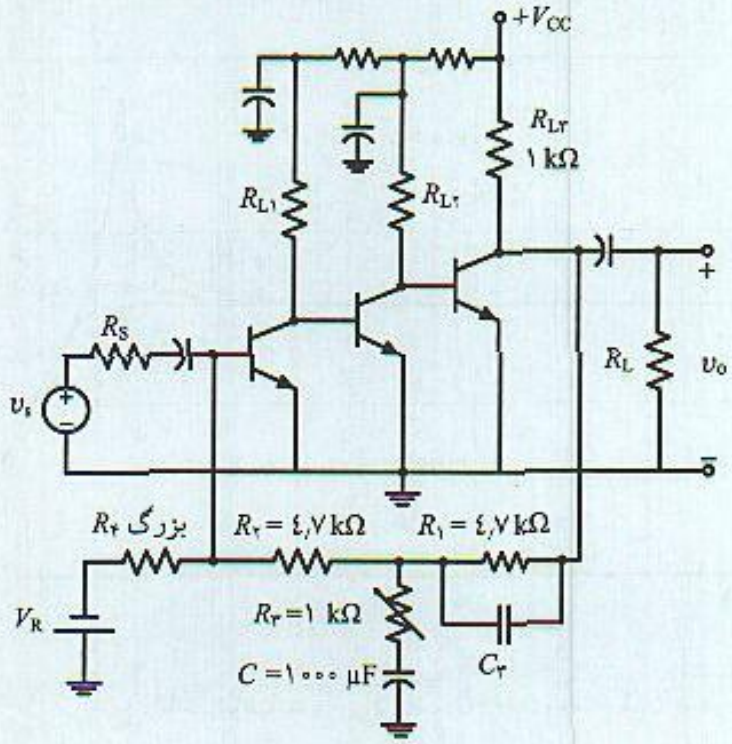
شکل ۶-۹ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده جبران شده مثال (۶-۲) با اضافه شدن صفر در مدار فیدبک در ۳ حالت مختلف از spice

نتایج بررسی تقویت‌کننده جبران شده با نرم‌افزار spice در شکل (۶-۹) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود تقویت‌کننده مدار بسته دارای بهره ولتاژ ۳۷۹٫۰۵ – در باند میانی ، پهنای باند MHz ۳۴٫۹۵ و برآمدگی پاسخ فرکانس ٪۳۶٫۴ است. برای کاهش این مقدار برآمدگی مقدار خازن را افزایش داده و با روش سعی و خطا بهترین مقدار آن برای پاسخ مسطح pF ۰٫۳۵۵ بدست می‌آید. در این شرایط پهنای باند تقویت‌کننده مختصری کاهش یافته و به MHz ۳۳٫۸۵ خواهد رسید. جهت مقایسه پاسخ فرکانس مدار بدون خازن جبران و با مقاومت kΩ ۲۰ از مثال (۶-۱) نیز در شکل (۶-۹) ترسیم شده است. ملاحظه می‌شود خازن جبران برآمدگی زیاد پاسخ فرکانس با فیدبک مقاومتی را از حذف می‌کند.

خازن pF ۰٫۲۵۵ مقدار بسیار کوچک و غیر عملی است. معمولاً این مقدار خازن در هر مدار بصورت خازن اضافی (parasitic) بین صفحه مدار چاپی و پایه‌های ترانزیستور وجود دارد. برای اصلاح مدار و بدست آوردن خازن مناسب و عملی، می‌توان مدار فیدبک فرکانس بالا و فرکانس پایین را ترکیب و مدار کامل شکل (۶-۱۰) را بدست آورد. مقاومتهای R_1 و R_2 تشکیل یک مقسم جریان می‌دهند و باعث می‌شوند بخش کوچکتری از سیگنال خروجی به ورودی فیدبک شود. از این جهت می‌توان خازن مدار جبران را بزرگتر از مقدار محاسبه شده در مثال (۶-۲) انتخاب نمود. هم چنین در این مدار بایاس کلکتور ترانزیستورها از یک منبع تغذیه انجام شده و فیلترهای بای پس لازم نیز بکار رفته است. بررسی دقیق این مسئله در یکی از مسائل تمرین انتهای فصل و به عهده دانشجویان واگذار می‌شود. آخرین نکته قابل ذکر در مورد مدار شکل (۶-۱۰) آن است که به علت وجود خازنهای پراکنده بین مدار چاپی و عناصر بکار رفته، ممکن است پهنای باند زیاد محاسبه شده در عمل بدست نیاید. در این رابطه تجربه عملی در طرح مدار چاپی برای کاهش خازنهای اضافی مدار اهمیت دارد. هم‌چنین با توجه به پهنای باند زیاد لازم است فیلترهای بای پس بکار رفته در مدار بدرستی طراحی شده و در طول این پهنای باند زیاد خازنهای مناسب انتخاب شوند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۰ مدار کامل تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۶-۲)

مثال ۶-۳

در تقویت‌کننده شکل (۶-۱۱ الف) از فیدبک جریان - سری استفاده شده است. مشخصات ترانزیستورها در نقطه کار بکار رفته و سایر عناصر مدار :

$$\beta_o = ۵۰\ ,\ r_x = ۲۵\,\Omega,\ r_\pi = ۲۵۰\,\Omega,\ g_x = ۲۰۰\ \text{m}\Omega^{-1},\ C_\pi = ۵۰\ \text{pF},\ C\mu = ۵\ \text{pF}$$

$R_s = ۱$ kΩ, $R_L = ۵۰\,\Omega$, $R_{L۱}$, $R_{L۲}$, $R_{L۳}$: بزرگ و قابل صرفنظر

می‌باشند. تقویت‌کننده را با ضریب عدم حساسیت ۵۰ و پاسخ فرکانس مسطح طرح کنید.

شکل (۶-۱۱ ب) مدار معادل فرکانس بالای این تقویت‌کننده را نشان می‌دهد. با توجه به نوع فیدبک و عناصر بکار رفته، بهره باند میانی :

$$a_o = \frac{i_o}{v_s} = ۱۰۰\ \text{m}\Omega^{-1} \qquad (۶-۲۸)$$

شکل (۶-۱۱ ج) مدار معادل شبکه فیدبک را نشان می‌دهد که در آن :

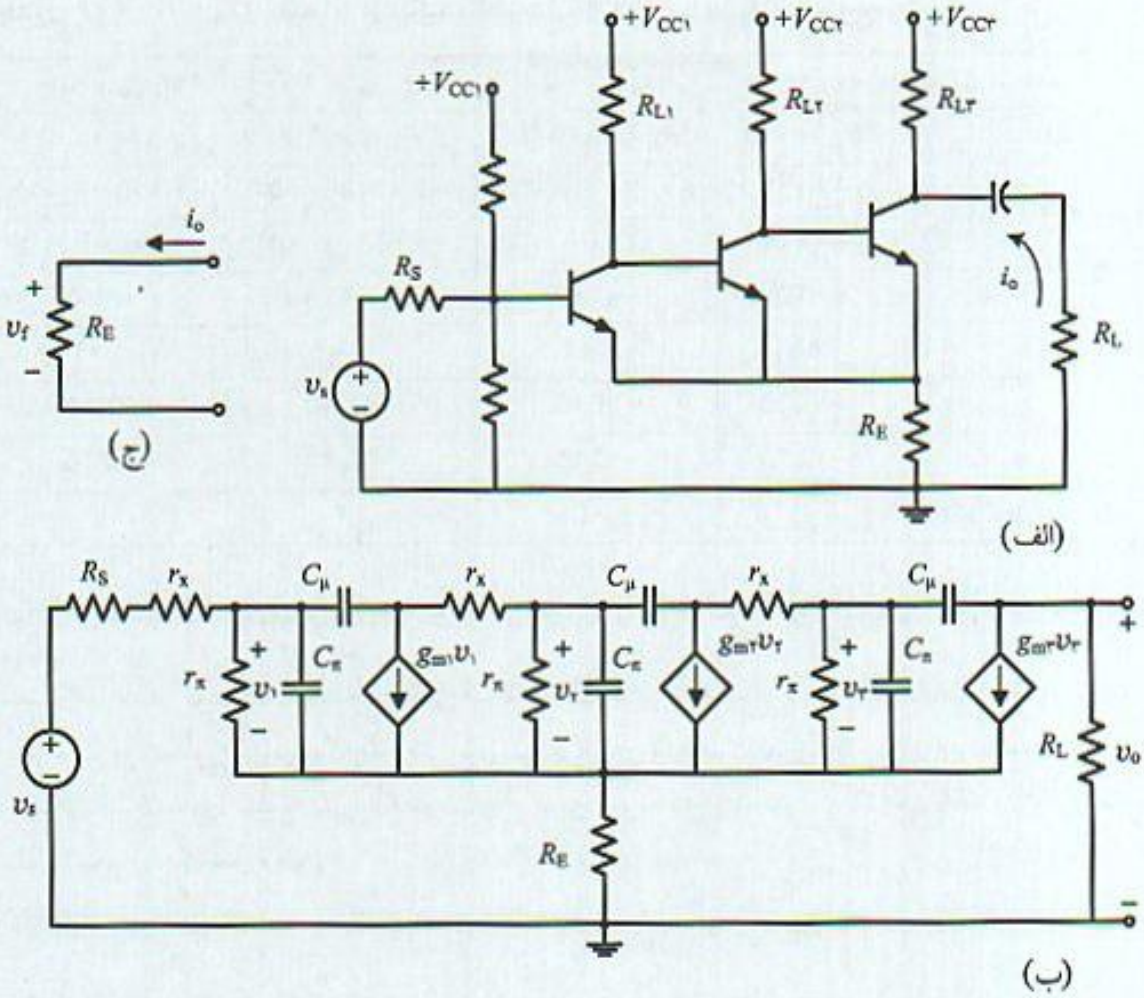
$$f_o = \frac{v_F}{i'_o} = R_E \qquad (۶-۲۹)$$

با توجه به ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰

$$۱ + a_o f_o = ۵۰ \quad \Rightarrow \quad f_o = R_E = ۰٫۵\,\Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۱ تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۶-۳) : الف) تقویت‌کننده ، ب)تقویت‌کننده اصلی، ج)مدار فیدبک

بنابراین مسئله طرح تقویت‌کننده‌ای است که با مقاومت ۰٫۵ Ω و در صورت نیاز با مدار جبران‌کننده دارای پاسخ فرکانس مسطح باشد. روش معمول در حل این مسائل در مثال (۶-۲) معرفی شد. در این بخش روش دیگری برای طرح این مدار بکار می‌رود. بر اساس این روش ابتدا شبکه فیدبک برای ضریب عدم حساسیت موردنظر انتخاب و سپس قطب‌های تابع انتقال مدار بسته $A(s)$ تعیین می‌شوند. چنانچه قطب‌های بدست آمده پاسخ فرکانس مناسب را بوجود می‌آورند حل مسئله پایان یافته ، در غیر اینصورت جبران‌کننده مناسب برای رسیدن به پاسخ مطلوب طراحی می‌شود.

جدول (۶-۶) نتایج بررسی دقیق محل قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته که بر مبنای مقاومت امیتر و ضریب عدم حساسیت مرتب شده‌اند را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود برای ضریب عدم حساسیت موردنظر مدار دارای زوج قطب نزدیک محور موهومی است. تقویت‌کننده پایدار اما پاسخ فرکانس آن دارای برآمدگی زیادی است. با فیدبک مقاومتی برای بدست آوردن پاسخ مسطح باید ضریب عدم حساسیت را کم نمود. با مقاومت ۰٫۰۵ Ω ضریب عدم حساسیت ۵ بدست می‌آید و مشخصات مدار :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۶ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۶-۳) در شرایط مختلف و با محاسبات دقیق

ضریب عدم حساسیت	$a_0 f_0 = 0$	$a_0 f_0 = 5$	$a_0 f_0 = 10$	$a_0 f_0 = 50$
مقاومت امیتر	$R_E = 0\ \Omega$	$R_E = 0{,}05\ \Omega$	$R_E = 0{,}1\ \Omega$	$R_E = 0{,}5\ \Omega$
s_1	$-0{,}007$	$-0{,}024+j0{,}035$	$-0{,}022+j0{,}052$	$-0{,}005+j0{,}116$
s_2	$-0{,}047$	$-0{,}024-j0{,}035$	$-0{,}022-j0{,}052$	$-0{,}005-j0{,}116$
s_3	$-0{,}357$	$-0{,}363$	$-0{,}368$	$-0{,}401$
s_4	$-8{,}05$	$-8{,}04$	$-8{,}04$	$-8{,}01$
s_5	$-12{,}15$	$-12{,}15$	$-12{,}15$	$-12{,}15$
s_6	$-15{,}25$	$-15{,}25$	$-15{,}25$	$-15{,}25$
Q قطب‌های مختلط	-	$0{,}95$	$1{,}3$	10

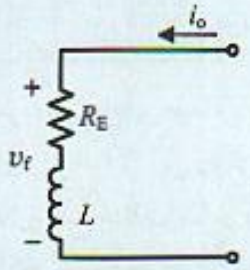
$$Q = 0{,}95\ ,\quad D_0 = 5\ ,\quad \omega_H = 0{,}03\ \text{Grad/s}\ ,\quad f_H = 4{,}8\ \text{MHz} \qquad (۶-۳۰)$$

است و تقریباً می‌توان گفت پاسخ فرکانس مسطح است. بنابراین واضح است پاسخ مسطح با ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰ با فیدبک مقاومتی بدست نمی‌آید و لازم است تقویت‌کننده را جبران نمود.

برای جبران مدار، سلف L را با مقاومت R_E سری نموده که در شکل (۶-۱۲) ملاحظه می‌شود. تابع انتقال شبکه فیدبک بصورت:

$$f(s) = R_E + L\,s \qquad (۶-۳۱)$$

است که نشان می‌دهد یک صفر به تابع انتقال بهره حلقه اضافه شده است. با توجه به مثال (۶-۲) این صفر باید بین قطب دوم و سوم قرار گیرد. به روش سعی و خطا محل دقیق این صفر محاسبه شود. با توجه به محل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی از جدول (۶-۶) فاصله متوسط قطب‌ها از محور موهومی (مرکز ثقل مکان هندسی):



شکل ۶-۱۲ مدار فیدبک برای جبران صفر در تقویت‌کننده مثال (۶-۳)

$$\text{فاصله متوسط قطب‌ها} = -\frac{0{,}413}{3} = -0{,}1377\ (\text{ns})^{-1}$$

برای ایجاد پاسخ فرکانس مسطح، قطب‌های تقویت‌کننده جبران شده روی دایره باترورث با قطب‌هایی در 2α و $\alpha \pm j\sqrt{3}\alpha$ واقع می‌شوند. در این شرایط مرکز ثقل مکان هندسی $-0{,}1377\ (\text{ns})^{-1}$ است و:

$$\text{فاصله متوسط قطب‌ها} = \frac{4\alpha}{3} = -0{,}1377\ (\text{ns})^{-1} \Rightarrow \alpha = -0{,}102\ (\text{ns})^{-1}$$

در نتیجه قطب‌های تقویت‌کننده جبران شده:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$s_1 , s_2 = -0{,}102 \pm j\,0{,}125 , \quad s_3 = 2\alpha = -0{,}205$$

اولین حدس برای صفر مدار فیدبک را $s_z = -0{,}1\ (\text{ns})^{-1}$ در نظر گرفته و مقدار سلف لازم:

$$L = -\frac{R_E}{s_z} = \frac{0{,}5 \times 10^{-3}\ \text{k}\Omega}{0{,}1\ (\text{ns})^{-1}} = 5 \times 10^{-3}\mu\text{H} \quad \Rightarrow \quad L = 5\ \text{nH}$$

بدست می‌آید. با مشخص شدن مقدار سلف می‌توان محل قطب‌های مدار جبران شده را بدست آورد که نتیجه در جدول (۶-۷) خلاصه شده است. ملاحظه می‌شود با سلف انتخاب شده، صفر حاصل از مدار فیدبک به محور موهومی نزدیک می‌باشد. حدس بعدی $s_z = -0{,}125\ (\text{ns})^{-1}$ است که مقدار سلف لازم $L = 4\ \text{nH}$ را بدست می‌دهد. از جدول (۶-۷) ملاحظه می‌شود در این شرایط صفر انتخاب شده به محور موهومی نزدیک است. بررسی مسئله به روش سعی و خطا نشان می‌دهد انتخاب مناسب:

$$z_s = -0{,}11\ (\text{ns})^{-1} \quad \Rightarrow \quad L = 4{,}5\ \text{nH}$$

در این شرایط با تقریب خوبی قطب‌ها به محل موردنظر نزدیک می‌باشند. پهنای باند حاصل با استفاده از فیلتر باترورث:

$$Q \approx 1 , \quad D_0 = 50 , \quad \omega_H = 0{,}198\ \text{Grad/s} , \quad f_H = 32\ \text{MHz} \qquad (۶-۳۲)$$

جدول ۶-۷ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۶-۳) و جبران صفر در مدار فیدبک با محاسبات کامپیوتری

s_z $(\text{ns})^{-1}$	$-0{,}1$	$-0{,}125$	$-0{,}11$
L (nH)	۵	۴	۴,۵
s_1	$-0{,}115 + j0{,}144$	$-0{,}078 + j0{,}13$	$-0{,}097 + j0{,}135$
s_2	$-0{,}115 - j0{,}144$	$-0{,}078 - j0{,}13$	$-0{,}097 - j0{,}135$
s_3	$-0{,}161$	$-0{,}238$	$-0{,}198$
s_4	$-6{,}86 + j5{,}56$	$-8{,}2 + j5{,}71$	$-7{,}45 + j5{,}65$
s_5	$-6{,}86 - j5{,}56$	$-8{,}2 - j5{,}71$	$-7{,}45 - j5{,}65$
s_6	$-11{,}9$	$-11{,}9$	$-11{,}9$
s_7	$-15{,}1$	$-15{,}1$	$-15{,}1$
Q قطبهای مختلط	۳,۱	۱,۳	۰,۹۵

با جبران تقویت‌کننده ضریب عدم حساسیت از ۵ به ۵۰ و پهنای باند از ۴,۸ MHz به ۳۲ MHz افزایش می‌یابد. در عمل ممکن است به علت سلف‌های اضافی موجود در مدار، مربوط به پایه‌های ترانزیستورها، با استفاده از مدار فیدبک اصلاح شده حالت **فوق جبران** (over compensated) بوجود آید. عملا لازم است سلف کوچکتری در مدار بکار برد. با توجه به حساسیت مدار به مقدار سلف، لازم است طرح مدار چاپی را بدقت انجام داد تا عناصر اضافی حداقل شوند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۶-۴-۲ جبران تقویت‌کننده با اصلاح تقویت‌کننده اصلی

در بخش قبل در مورد جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک با اصلاح مدار فیدبک و با اضافه کردن صفر در تابع انتقال مدار فیدبک بحث شد. ملاحظه شد با اضافه شدن صفر در محل مناسب می‌توان تغییر مهمی در مکان هندسی ریشه‌ها ایجاد و قطب‌های تقویت‌کننده را برای حداکثر پهنای باند مسطح روی دایره باترورث قرار داد. علاوه‌بر اصلاح مدار فیدبک، با تغییر تقویت‌کننده اصلی می‌توان تقویت‌کننده را برای دست یابی به ضریب عدم حساسیت بیشتر جبران نمود. در دو بخش بعدی این روشهای جبران بررسی می‌شود.

۶-۴-۳ جبران تقویت‌کننده اصلی با اضافه کردن خازن بزرگ

روش مهمی که عموماً در جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک و خصوصا در تقویت‌کننده‌های عملیاتی (op-amp) مورد استفاده قرار می‌گیرد اضافه کردن خازن نسبتاً بزرگ به تقویت‌کننده اصلی است. این کار سبب می‌شود مجموع ثابت زمانیهای تقویت‌کننده اصلی افزایش یابد و پهنای باند کاهش یابد. به عبارت دیگر بهره تقویت‌کننده در فرکانسهای بالا کاهش می‌یابد و به این ترتیب می‌توان به مدار فیدبک‌های بیشتری اعمال کرد و ضریب عدم حساسیت بالاتر بدست آورد. با انتخاب این خازن به اندازه کافی بزرگ می‌توان ثابت زمانی مربوط به آن را خیلی بزرگ نمود. بطوریکه چنانچه بتوان از سایر ثابت زمانی‌ها در مقابل آن صرفنظر نمود **قطب موثر** (dominant pole) در تقویت‌کننده ایجاد خواهد شد. به همین علت به این روش **جبران قطب موثر** (dominant pole compensation) گفته می‌شود. دو سوال اساسی در مورد این روش جبران آن است که :

- محل اضافه شدن خازن در تقویت‌کننده اصلی در چه طبقه‌ای است؟
- مقدار خازن لازم چقدر است؟

در پاسخ به سوال اول باید گفت در این روش جبران، عموماً خازن به طبقه‌ای از تقویت‌کننده اضافه می‌شود که اولا قطب کوچکتر در آن طبقه وجود دارد و ثانیا اضافه کردن خازن تعداد قطب‌های کل تقویت‌کننده را افزایش ندهد. این کار موجب می‌شود کوچکترین قطب تقویت‌کننده به محور $j\omega$ نزدیک‌تر شده و قطب موثر ایجاد شود. بنابراین لازم است خازن به طبقه‌ای با قطب کوچکتر اضافه شود. گرچه ثابت زمانی مدار باز رابطه یک به یک و مستقیمی با قطب‌ها ندارد اما واضح است که بزرگترین ثابت زمانی متناظر باکوچکترین قطب است. در نتیجه لازم است خازن به طبقه با ثابت زمانی بزرگتر و به عبارت دیگر به طبقه با بهره بیشتر اضافه شود. در مورد مقدار خازن لازم برای جبران و روش محاسبه آن در مثال‌های مختلف پاسخ داده می‌شود.

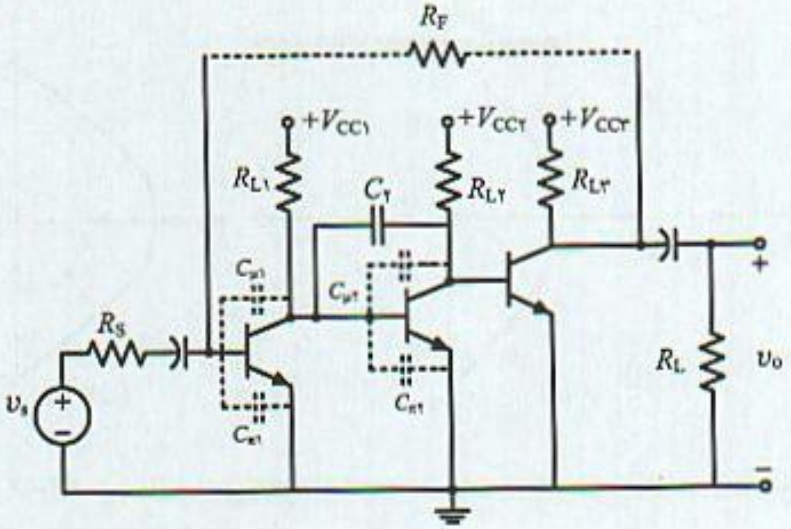
مثال ۶-۴

به تقویت‌کننده سه طبقه که در مثالهای قبل و در فصل‌های مختلف مطرح شد، خازنی به طبقه دوم و به مقدار ۵۰ pF بین بیس و کلکتور ترانزیستور T_2 اضافه شده است.

الف) اثر این خازن را بر تقویت‌کننده بررسی و قطب موثر حاصل از آن را مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۳ تقویت‌کننده ۳ طبقه با اضافه شدن خازن بزرگ به طبقه دوم

ب) مدار را با محاسبات دقیق بررسی و قطب‌های مدار را بدست آورید.

ج) مدار را با با نرم‌افزار spice بررسی و پاسخ فرکانس را با این خازن و مقاومتهای فیدبک ۱۳ kΩ و ۵ kΩ مشخص کنید.

حل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی (بدون فیدبک) با استفاده از نتایج فصل سوم مثال (۳-۱۱):

$$s_a = -0{,}0205\ (\text{ns})^{-1},\quad s_c = -0{,}409\ (\text{ns})^{-1},\quad s_E = -18{,}22\ (\text{ns})^{-1}$$

$$s_b = -0{,}0943\ (\text{ns})^{-1},\quad s_d = -9{,}55\ (\text{ns})^{-1},\quad s_F = -28{,}56\ (\text{ns})^{-1}$$

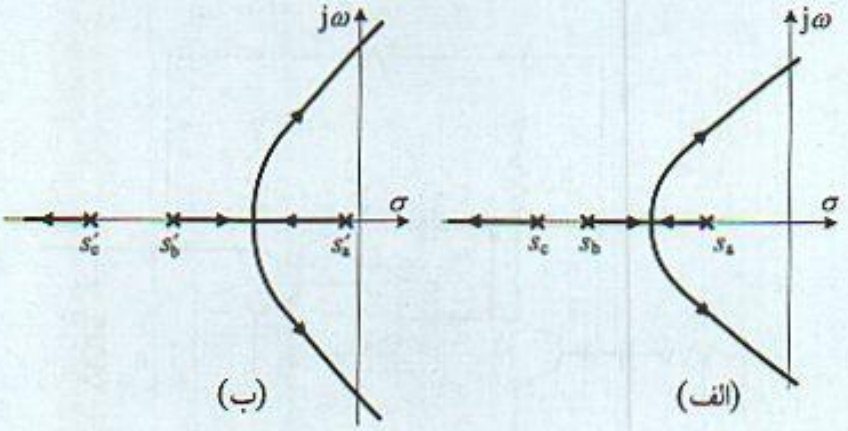
می‌باشند. شکل (۶-۱۳) مدار کامل تقویت‌کننده را با اضافه شدن این خازن نشان می‌دهد. با توجه به حلقه خازنی موجود در تقویت‌کننده که در شکل نشان داده شده قطبی به تقویت‌کننده اضافه نمی‌شود و تعداد قطب‌ها همان تعداد قبلی، ۶ عدد، باقی خواهد ماند.

مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده اصلی بدون خازن C_1 در شکل (۶-۱۴ الف) و با اضافه شدن C_1 در شکل (۶-۱۴ ب) ملاحظه می‌شود. اضافه کردن خازن باعث ایجاد قطب موثر در تقویت‌کننده می‌شود. توجه شود در حالت کلی قطب‌های تقویت‌کننده تغییر می‌یابند و از این جهت در شکل (۶-۱۴ ب) قطب‌ها با اندیس پریم نشان داده شده‌اند. از مقایسه دو مکان هندسی به وضوح می‌توان دید که در تقویت‌کننده جبران شده ناپایداری به ازاء فیدبک‌های بیشتر اتفاق می‌افتد و می‌توان ضریب عدم حساسیت بالاتری بدست آورد. گرچه با این روش می‌توان با کوچک کردن قطب به هر مقدار ضریب عدم حساسیت دست یافت اما باید در نظر داشت پهنای باند تقویت‌کننده به میزان زیادی کاهش خواهد یافت.

برای محاسبه قطب موثر ایجاد شده، ثابت زمانی مدار باز خازن جبران را می‌توان با محاسبه مقاومت دیده شده دو سر آن بدست آورد و با صرفنظر از اثر سایر ثابت زمانی‌ها قطب موثر ایجاد شده را تعیین نمود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۴ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۴) : الف) بدون جبران و فیدبک مقاومتی ، ب) جبران تقویت‌کننده

بنابراین با تقریب مناسب :

$$\sum \tau_{j0} \approx R_T C_1 \qquad (۶-۳۳)$$

R_T مقاومت دیده شده دو سر خازن C_1 در حالیکه سایر خازنها اتصال باز می‌باشند. با توجه به مدار شکل (۶-۱۳) می‌توان نشان داد :

$$R_T = ۵٫۹\ \text{k}\Omega$$

$$R_T C_1 = ۲۹۵\ (\text{ns})^{-1},\ s_{Low} = -\frac{1}{R_T C_1} = -۰٫۰۰۳۴۶\ (\text{ns})^{-1} \Rightarrow f_H = ۵۴۱٫۵۴\ \text{kHz}$$

ب) محاسبات دقیق کامپیوتری قطب‌های تقویت‌کننده اصلی با در نظر گرفتن خازن C_1 به شرح :

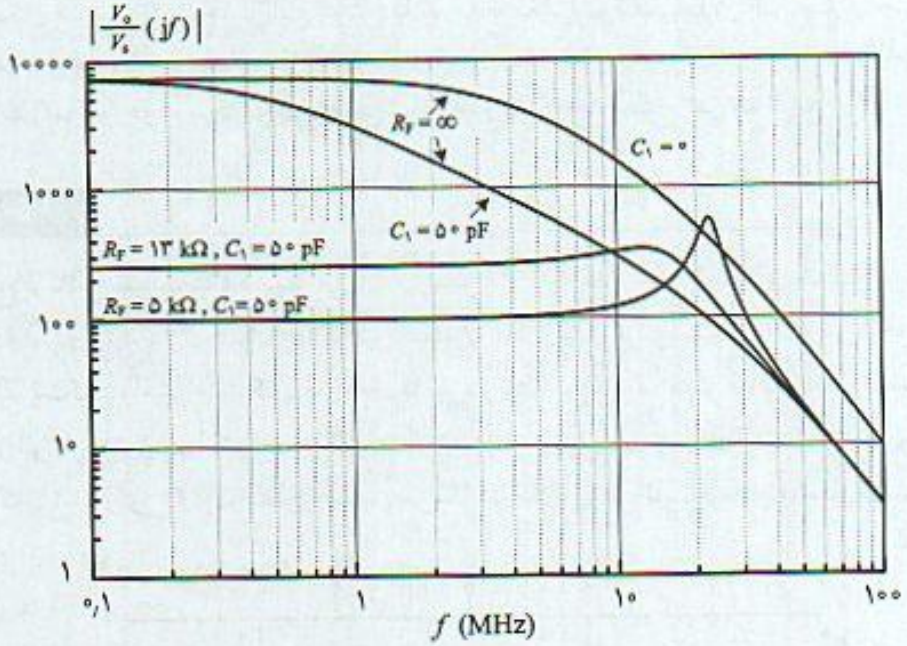
$$s'_a = -۰٫۰۰۲۳\ (\text{ns})^{-1},\quad s'_c = -۰٫۴۰۲\ (\text{ns})^{-1},\quad s'_E = -۹٫۵۸\ (\text{ns})^{-1}$$

$$s'_b = -۰٫۱۹۲۰\ (\text{ns})^{-1},\quad s'_d = -۱٫۷۱\ (\text{ns})^{-1},\quad s'_F = -۲۲٫۳\ (\text{ns})^{-1}$$

است. مقایسه قطب‌های تقویت‌کننده جبران شده با قطب‌های تقویت‌کننده جبران نشده نشان می‌دهد محاسبات تقریبی قطب موثر با مقدار واقعی خطای کمی حدود ۱۰٪ دارد. هم‌چنین سایر قطب‌ها به نحو موثری تغییر یافته‌اند.

ج) بررسی تقویت‌کننده با نرم‌افزار spice در چند حالت مختلف انجام و نتیجه محاسبات در شکل (۶-۱۵) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود با اضافه شدن خازن پهنای باند تقویت‌کننده به میزان قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است. به ازاء مقاومت $R_F = ۱۳\ \text{k}\Omega$ که تقویت‌کننده جبران نشده در مرز پایداری قرار داشت ، مثال (۶-۱) ، با این روش جبران تقویت‌کننده پایدار گرچه برآمدگی کمی در پاسخ فرکانس وجود دارد. علاوه‌بر آن به ازاء $R_F = ۵\ \text{k}\Omega$ که ضریب عدم حساسیت ۷۱ را سبب می‌شود، تقویت‌کننده جبران شده پایدار اما برآمدگی قابل ملاحظه‌ای در پاسخ فرکانس وجود دارد. در این شرایط بهره ولتاژ ۱۰۰- برای تقویت‌کننده جبران شده بدست آمده است.

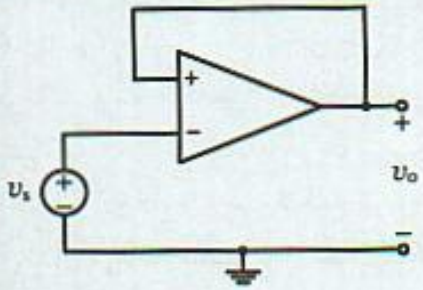
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۵ نتایج بررسی تقویت‌کننده مثال (۶-۴) با نرم‌افزار spice

علت اینکه چرا خازن C_1 به طبقه دوم اضافه شده شده است باید گفت این طبقه دارای بیشترین مقدار بهره است و قطب کوچکتر در این طبقه قرار دارد. در طبقه اول مقاومت منبع R_s و در طبقه آخر مقاومت بار R_L موثر هستند. برای طبقه دوم این مقادیر بزرگتر می‌باشند و بنابراین بهره این طبقه بیشتر است. با توجه به اینکه قطب کوچکتر توسط خازن C_μ این طبقه تعیین می‌شود، لازم است خازن جبران بین بیس و کلکتور ترانزیستور T_2 اضافه شود. به این ترتیب علاوه‌بر اینکه قطبی به مدار اضافه نمی‌شود قطب حقیقی کوچکتر به مبدا نزدیک شده و قطب موثر در مدار بوجود می‌آید. از این روش جبران عموماً طراحان تقویت‌کننده عملیاتی استفاده می‌کنند. با اضافه کردن خازن مناسبی به تقویت‌کننده، قطب موثری در تقویت‌کننده ایجاد می‌شود که حدود ۵ تا ۱۰ برابر نسبت به سایر قطب‌ها کوچکتر است. به این ترتیب می‌توان تقویت‌کننده جبران شده را با هر مقدار فیدبک بدون آنکه ناپایدار شود بکار برد. در واقع تقویت‌کننده‌های عملیاتی چنان طرح می‌شوند که حتی اگر خروجی به ورودی وصل شود، **فیدبک واحد** در مدار **دنبال‌کننده ولتاژ** (voltage follower) باز هم تقویت‌کننده پایدار باشد. این مدار در شکل (۶-۱۶) نشان داده شده و در آن تمام سیگنال خروجی به ورودی فیدبک می‌شود.

در op-ampها طراحی چنان انجام می‌شود که خازن در داخل تراشه قابل ساخت باشد به این علت عموماً به این نوع جبران در تقویت‌کننده‌های عملیاتی **جبران داخلی** (internal compensation) گفته می‌شود.



شکل ۶-۱۶ تقویت‌کننده عملیاتی با فیدبک واحد، مدار دنبال‌کننده ولتاژ

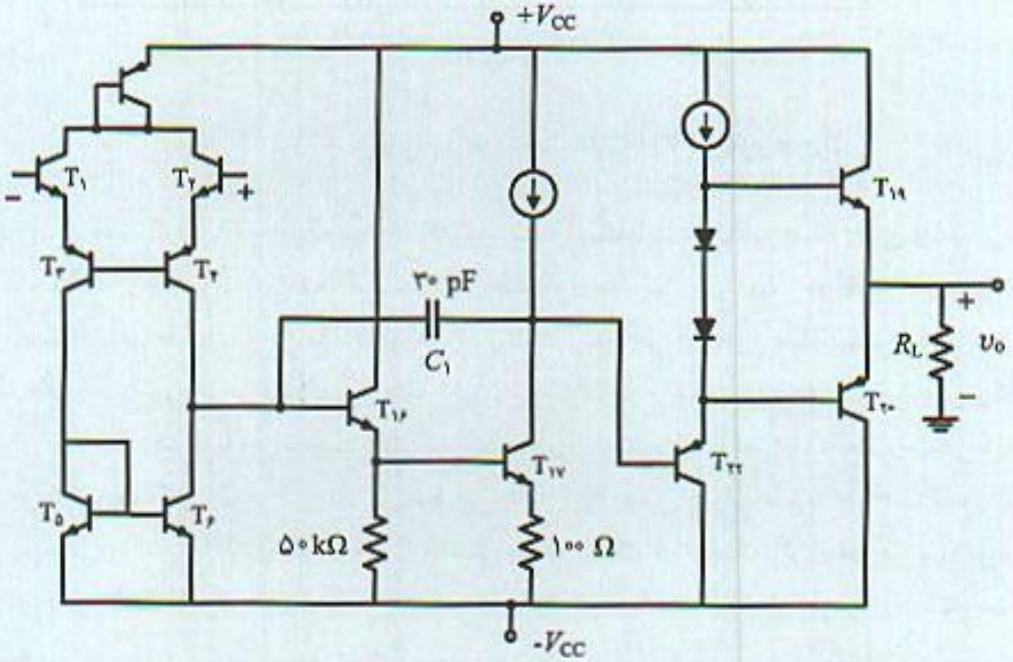
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

محاسبات مکان هندسی ریشه‌ها در این روش، با توجه به تغییرات قطب‌ها در اثر خازن جبران، روش مفیدی در طراحی و محاسبه مقدار خازن نیست. به این جهت طراحی جبران‌کننده بر اساس پاسخ فرکانس بهره حلقه $T(j\omega)$ و در حوزه فرکانس انجام می‌شود که در فصل بعد مطرح خواهد شد.

مثال ۶-۵

بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱: شکل (۶-۱۷) مدار ساده شده تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱ را نشان می‌دهد. در ۷۴۱ خازن جبران ۳۰ pF بین کلکتور $T_{۱۷}$ و بیس ترانزیستور $T_{۱۶}$ و در داخل تراشه قرار دارد. $T_{۱۷}$ تقویت‌کننده امیتر مشترک با بار فعال با بهره زیاد است. $T_{۱۶}$ امیتر فالور بعنوان بافر و برای جلوگیری از اثر بارگذاری طبقات بعد بر تقویت‌کننده دیفرانسیل ورودی بکار رفته است. بررسی مدار با توجه به اینکه ۷۴۱ دارای ۲۰ ترانزیستور است حتی با استفاده از روش ثابت زمانی مشکل است.

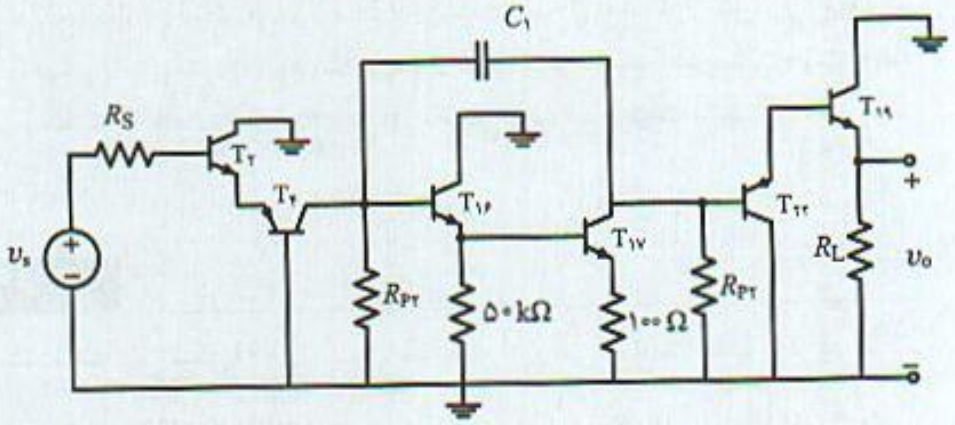


شکل ۶-۱۷ مدار ساده شده تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱

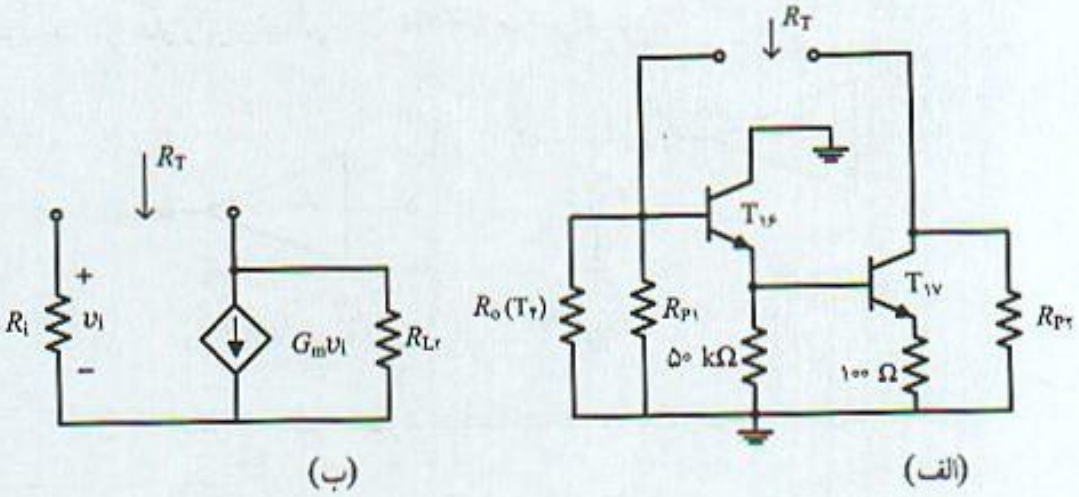
برای تعیین پاسخ فرکانس ۷۴۱ بخش‌هایی از مدار که تاثیر قابل ملاحظه‌ای بر پاسخ فرکانس ندارد را از تقویت‌کننده حذف و با استفاده از مدار معادل نیم مدار در تقویت‌کننده‌های دیفرانسیل، مدار معادل ساده شده شکل (۶-۱۸) بدست می‌آید. در این مدار عناصر بایاس ، منابع جریان ،با توجه به مقاومت خروجی بزرگ آنها حذف شده‌اند. مقاومت R_{p1} و خازن C_{p1} امپدانس معادل خروجی بار فعال $T_۴$ است. R_{p2} و C_{p1} نیز اثر امپدانس بار فعال ترانزیستور $T_{۱۷}$ می‌باشد. پاسخ فرکانس ۷۴۱ عمدتا توسط خازن جبران $C_۱$ تعیین و از روش ثابت زمانی برای محاسبه فرکانس قطع ۳ dB آن استفاده می‌شود. برای این کار مقاومت دو سر خازن $C_۱$ را با استفاده از مقاومت خروجی طبقه اول و کل مقاومت کلکتور ترانزیستور $T_{۱۶}$ و از شکل‌های (۶-۱۹) محاسبه می‌شود. محاسبات مداری نشان می‌دهد عناصر مدار معادل شکل (۶-۱۹ ب):

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۱۸ مدار معادل ساده شده تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱ برای بررسی پاسخ فرکانس



شکل ۶-۱۹ مدار معادل ساده شده دو سر خازن جبران برای محاسبه ثابت زمانی

$$R_{o1} = ۸۶٫۳\ \text{k}\Omega\ ,\quad R_{L1} = ۱٫۹۵\ \text{M}\Omega\ ,\quad G_x = ۶٫۴\ \text{mA/V} \qquad (۳۴-۶)$$

و مقاومت دیده شده دو سر خازن جبران و ثابت زمانی آن:

$$R_T = R_{L1} + (۱ + G_x R_{L2})R_{o1} = ۱٫۰۸ \times ۱۰^{۹}\ \Omega \Rightarrow \tau = R_T C_1 = ۳۲٫۴\ \text{ms} \qquad (۳۵\text{-الف}-۶)$$

بنابراین فرکانس قطع ۳ dB تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱:

$$f_H = \frac{۱}{۲\pi\tau} = ۴٫۹\ \text{Hz} \qquad (۳۵\text{-ب}-۶)$$

محاسبات دقیق نشان می‌دهد ۷۴۱ دارای فرکانس قطع ۵ Hz است. بنابراین محاسبات تقریبی به روشی ساده تقریب بسیار خوبی از پاسخ فرکانس را بدست می‌دهد.

۶-۴-۴ اصلاح تقویت‌کننده اصلی با اضافه کردن صفر

روش دیگری که برای جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک استفاده می‌شود اصلاح تقویت‌کننده اصلی با اضافه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

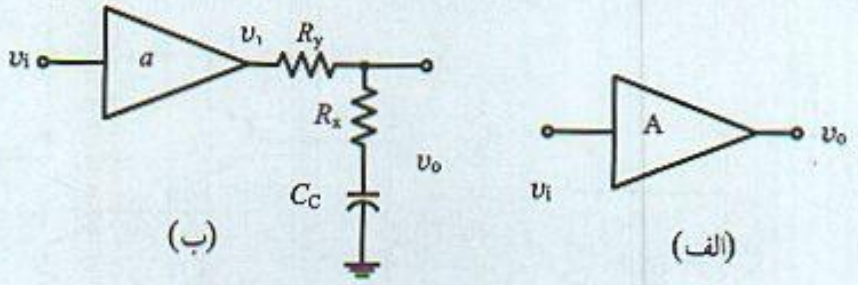
شدن صفر به تابع انتقال آن است. معمولا صفر تابع انتقال در محل قطب کوچکتر قرار داده می‌شود تا با حذف صفر و قطب پهنای باند بیشتری در مقایسه با جبران قطب موثر بدست آید. به این جهت به این روش **جبران حذف صفر و قطب** (pole-zero cancellation) نامیده می‌شود. جزئیات بیشتر این روش جبران در مثال (۶-۶) بررسی می‌شود.

مثال ۶-۶

در تقویت‌کننده عملیاتی شکل (۶-۲۰ الف) با مقاومت خروجی کم با سه قطب موثر در نقاط :

$$s_a = 2\pi\,(\mu s)^{-1}\,,\quad s_b = 2\pi\,(10)\,(\mu s)^{-1}\,,\quad s_c = 2\pi\,(50)(\mu s)^{-1}$$

و دارای بهره باند میانی ۱۰۰۰ − است. این تقویت‌کننده با مداری به صورت شکل (۶-۲۰ ب) جبران می‌شود. عناصر مدار را برای پهنای باند ۲۰۰ kHz طراحی کنید.



شکل ۶-۲۰ الف) تقویت‌کننده مثال (۶-۶)، ب) تقویت‌کننده با مدار جبران

حل با توجه به مقاومت کم خروجی تقویت‌کننده تابع انتقال کل مدار :

$$a(s) = \frac{V_o}{V_i} = a_1(s)\,H(s)$$

که در آن :

$$H(s) = \frac{V_o}{V_1} = \frac{1 + R_x C_c s}{1 + (R_x + R_y)\,C_c s}$$

و بنابراین تابع کل انتقال برای تقویت‌کننده با قطب‌های داده شده:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_1} = \frac{a_o\,(1 + R_x C_c s)}{\left(1 + \frac{s}{s_a}\right)\left(1 + \frac{s}{s_b}\right)\left(1 + \frac{s}{s_c}\right)\left[1 + (R_x + R_y)\,C_c s\right]}$$

ملاحظه می‌شود با این نوع جبران یک صفر به تابع انتقال اضافه شده است. هم‌چنین با مدار جبران شکل (۶-۲۰) قطبی نیز به تابع انتقال اضافه می‌شود. این قطب همواره از صفر اضافه شده کوچکتر است. با انتخاب مناسب عناصر مدار می‌توان قطب اضافه شده را قطب موثر قرار داد و این قطب پهنای باند تقویت‌کننده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جبران شده را مشخص می‌کند. برای اینکه حذف صفر و قطب وجود داشته باشد لازم است:

$$\frac{۱}{R_x C_c} = s_a \quad \Rightarrow \quad R_x C_c = \frac{۱}{s_a}$$

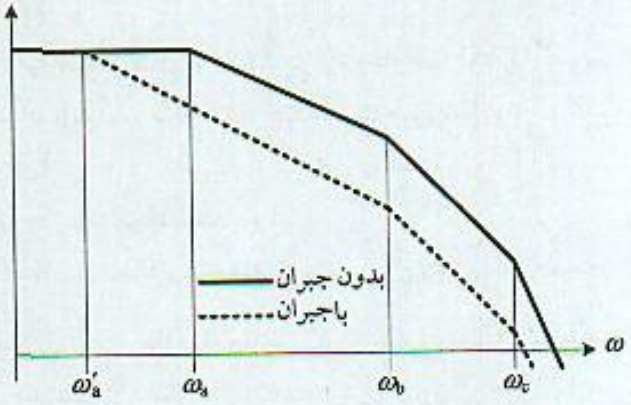
با انتخاب خازن ۱۰ pF در این صورت:

$$R_x = \frac{۱}{s_a C_c} = \frac{۱}{۲\pi\,(۱\mu s^{-۱})(۱۰\ \text{pF})} = ۱۵{,}۹\ \text{k}\Omega$$

برای بدست آوردن پهنای باند ۲۰۰ kHz، قطب ایجاد شده توسط مدار جبران در ۲۰۰ kHz قرار داده می‌شود. بنابراین:

$$\frac{۱}{(R_x + R_y)\,C_c} = ۲\pi\,(۲۰۰\ \text{kHz}) \quad \Rightarrow \quad R_y = ۱۵{,}۹\ \text{k}\Omega$$

شکل (۶-۲۱) نمودار بد (Bode) تقویت‌کننده جبران شده و نشده را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود بهره فرکانس پایین تقویت‌کننده تغییری پیدا نمی‌کند، اما مقدار بهره در فرکانسهای بالا کاهش می‌یابد. این مسئله سبب می‌شود بتوان با اعمال فیدبک بیشتر ضریب عدم حساسیت بالاتری در مقایسه با تقویت‌کننده بدون جبران بدست آورد. در مقایسه با جبران قطب موثر این روش جبران پهنای باند بیشتری را بدست می‌دهد. عموماً مدار جبران در تقویت‌کننده‌های عملیاتی در بیرون به تراشه اضافه می‌شود. سازندگان اطلاعاتی در مورد مقادیر عناصر لازم در شرایط مختلف عرضه می‌کنند و استفاده‌کنندگان می‌توانند بسته به کاربرد مدار جبران لازم را انتخاب نمایند. به این روش **جبران بیرونی** (external compensation) گفته می‌شود.



شکل ۶-۲۱ نمودار Bode جبران تقویت‌کننده فیدبک با اضافه شدن صفر در تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی

۶-۴-۵ جبران با اصلاح همزمان تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک

از مشخصات مهم و موردنظر در تقویت‌کننده‌های فیدبک ضریب عدم حساسیت است. در یک طرح مناسب لازم است تقویت‌کننده پایدار با پاسخ فرکانس مسطح و در عین حال ضریب عدم حساسیت بزرگ باشد. در بخش‌های قبل ملاحظه شد با فیدبک مقاومتی ضریب عدم حساسیت بسیار کمی بدست می‌آید. با جبران مدار فیدبک می‌توان تا حدودی ضریب عدم حساسیت را افزایش داد. هم‌چنین نشان داده شد برای هر چه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بیشتر شدن ضریب عدم حساسیت، می‌توان با اضافه کردن خازن به تقویت‌کننده اصلی مدار را جبران نمود و البته پهنای باند در این حالت کم می‌شود.

برای دست‌یابی به ضریب عدم حساسیت بالا و پاسخ فرکانس مسطح می‌توان دو روش قبل را ترکیب و همزمان مدار تقویت‌کننده و مدار فیدبک را اصلاح نمود. برای این کار:

- اضافه کردن خازن نسبتاً بزرگ در محل مناسب به تقویت‌کننده اصلی بطوریکه به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنظر تقویت‌کننده پایدار باشد.
- اصلاح مدار فیدبک (با اضافه کردن صفر) بطوریکه مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده به نحو مناسبی تغییر یافته و به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنظر پهنای باند مسطح و ماکزیمم بدست آید.

محاسبات این روش جبران تا حدودی پیچیده و به محاسبات دقیق با استفاده از کامپیوتر نیاز دارد. در این رابطه ۲ مثال ارائه و پس از آن روند طراحی تقویت‌کننده‌های فیدبک ارائه می‌شود.

مثال ۶-۷

تقویت‌کننده سه طبقه با بهره باند میانی ۷۰۰۰ − و پهنای باند ۳ MHz که در بخش‌های قبل بررسی شد را در نظر بگیرید. این تقویت‌کننده را برای ضریب عدم حساسیت ۷۱ طراحی و در صورت لزوم روش مناسب جبران در تقویت‌کننده بکار برید.

با توجه به ضریب عدم حساسیت مورد نیاز:

$$1 + a_0 f_0 = 71 \,, \quad f_0 = \frac{70}{a_0} = \frac{70}{-354\ \text{k}\Omega} = -0{,}2\ \text{m}\Omega^{-1} \Rightarrow R_F = 5\ \text{k}\Omega$$

حل

در مثال (۵-۲) ناپایداری این تقویت‌کننده بررسی و نشان داده شد به ازاء مقاومت ۱۳ kΩ تقویت‌کننده در مرز ناپایداری قرار می‌گیرد. بنابراین اساساً به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنیاز، ۷۱، تقویت‌کننده ناپایدار است و به جبران‌کننده نیاز دارد. برای این کار لازم است روش جبران همزمان را بکار برد:

- اصلاح تقویت‌کننده با اضافه کردن خازن و ایجاد قطب موثر
- اصلاح مدار فیدبک و تغییر شکل مکان هندسی ریشه‌ها برای بدست آوردن پاسخ مسطح

ابتدا خازن ۵۰ pF را بین کلکتور و بیس T_2 قرار داده تا به ازاء $D_0 = 71$ تقویت‌کننده پایدار شود و قطب‌ها سمت چپ صفحه s قرار گیرند. محاسبات دقیق محل قطب‌ها در جدول (۶-۸) نشان می‌دهد با اضافه شدن این خازن تقویت‌کننده پایدار، اما قطب‌ها به محور موهومی نزدیک است. بنابراین ضریب کیفیت قطب‌های موهومی زیاد ($Q = 3{,}1$) و برآمدگی زیادی در پاسخ فرکانس وجود دارد.

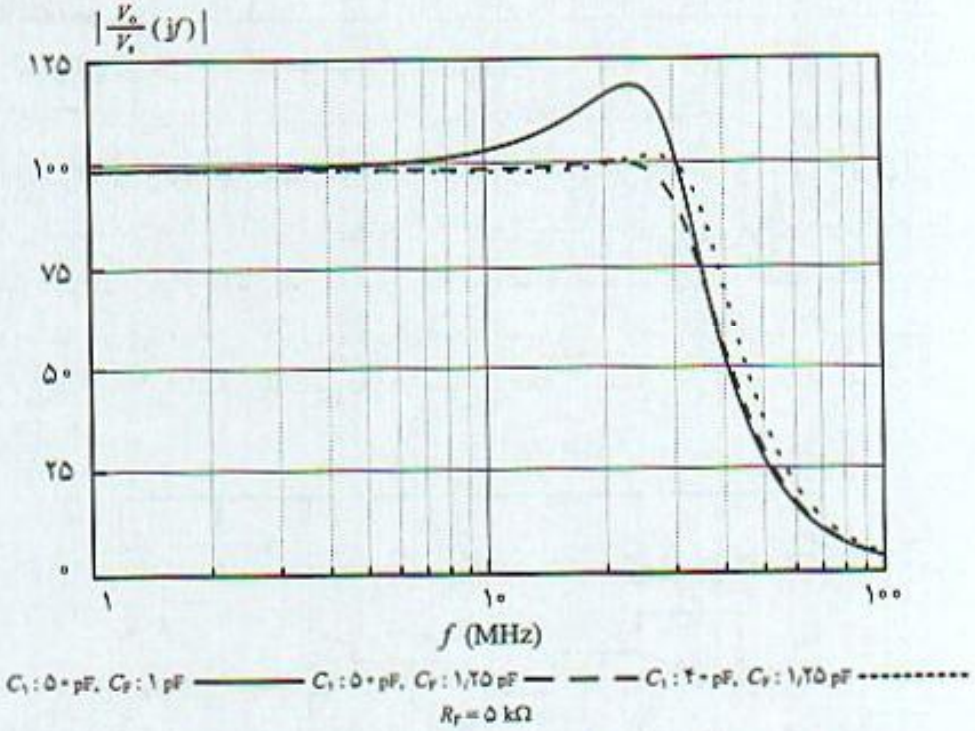
برای مسطح شدن پاسخ فرکانس و از بین بردن برآمدگی زیاد، باید مکان هندسی را از محور موهومی دور نمود. برای این کار خازن C_F به مدار فیدبک اضافه می‌شود. جدول (۶-۸) نشان می‌دهد با خازنی به مقدار $C_F = 1\text{pF}$ قطب‌های موهومی با $Q = 1$ بدست می‌آیند. این قطب‌ها با زاویه $\pm 60°$ و با توجه به اینکه قطب سومی هم روی محور حقیقی وجود دارد، تقریباً می‌توان گفت حالت باترورث مرتبه ۳ ایجاد شده و پهنای باند مسطح بدست آمده است.

برای بررسی صحت محاسبات تقویت‌کننده از طریق نرم‌افزار spice مطالعه شده و نتایج حاصل در

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۸ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده ۳ طبقه با جبران همزمان تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک

C_1 (pF)	۰	۰	۰٫۵	۱
C_F (pF)	۰	۵۰	۵۰	۵۰
s_1	+۰٫۰۵۸+j۰٫۳۲	−۰٫۰۲۹+j۰٫۱۷۲	−۰٫۰۷۵+j۰٫۱۸۹	−۰٫۱۴۷+j۰٫۲۳۹
s_2	+۰٫۰۵۸−j۰٫۳۲	−۰٫۰۲۹−j۰٫۱۷۲	−۰٫۰۷۵−j۰٫۱۸۹	−۰٫۱۴۷−j۰٫۲۳۹
s_3	−۰٫۶۵	−۰٫۵۴	−۰٫۴	−۰٫۲۰۷
s_4	−۹٫۶۲	−۱٫۷۱	−۱٫۷۱	−۱٫۲
s_5	−۱۸٫۲۲	−۹٫۶۷	−۷٫۶۲	−۶٫۱۲
s_6	−۲۸٫۵۶	−۲۲٫۳۱	−۲۲٫۱۸	−۲۲٫۰۴
s_7	−	−	−۶۵٫۴	−۴۱٫۹
Q	−	۳٫۱	۱٫۳۴	۰٫۹۵



شکل ۶-۲۲ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۶-۷) با نرم‌افزار spice

شکل (۶-۲۲) خلاصه شده است. با محاسبات تقریبی با خازن‌های ۵۰ pF و ۱ pF برآمدگی حدود ۱۸٪ در پاسخ فرکانس، پهنای باند ۳۵٫۸۵ MHz با بهره باند میانی ۱۰۰ حاصل شده است. محاسبات به روش سعی و خطا از طریق برنامه spice نشان می‌دهد با افزایش خازن C_F به ۱٫۲۵ pF برآمدگی پاسخ فرکانس حذف و پهنای باند ۳۶٫۱۵ MHz بدست می‌آید. هم‌چنین برای افزایش هرچه بیشتر پهنای باند می‌توان با انتخاب خازن‌های ۴۰ pF و ۱٫۲۵ pF پهنای باند مسطح ۴۰٫۲ MHz حاصل می‌شود. نتایج بررسی این دو حالت نیز در شکل (۶-۲۲) نشان داده شده است. جدول (۶-۹) تمام مثال‌ها و روشهای مختلف بررسی تقویت‌کننده سه طبقه که در بخش‌های مختلف بررسی و ارائه شد با مشخصات مهم بدست آمده خلاصه شده است.

POWEREN.IR

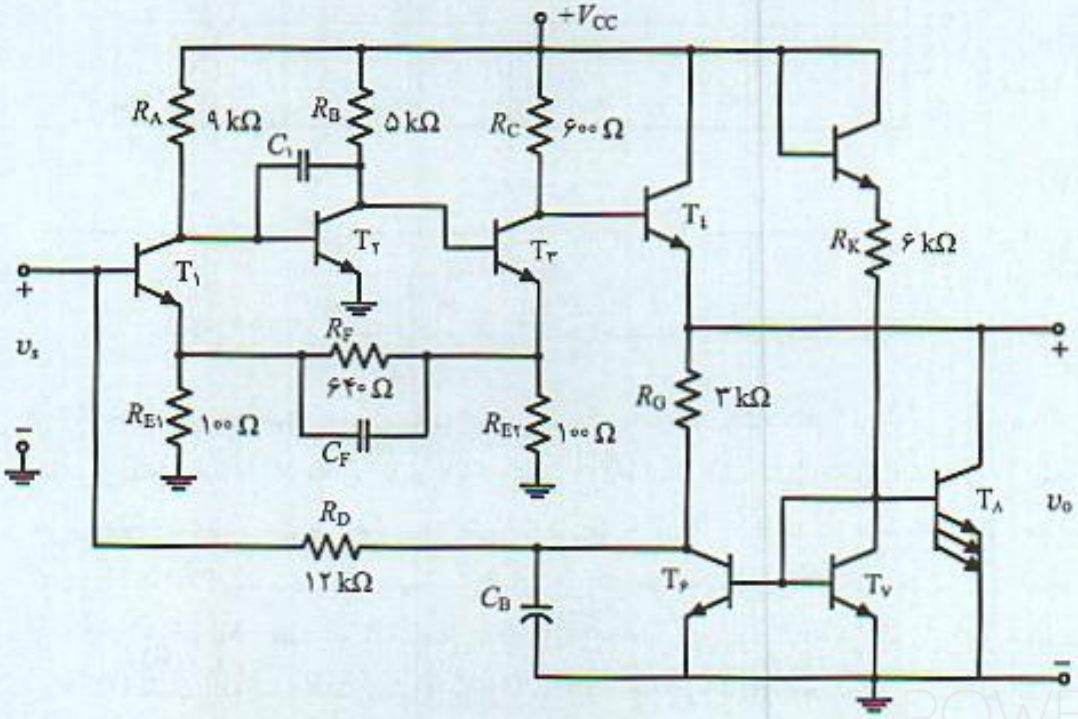
POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۶-۹ خلاصه مثالها و مشخصات مهم تقویت‌کننده ۳ طبقه در بخش‌های قبل

مثال	موضوع	مشخصات مهم
(۳-۱۱)	طرح تقویت‌کننده اصلی	$A_V = -۷۰۰۰, f_H = ۳MHz$
(۴-۸)	طرح مدار در باند میانی	$D_o = ۷۱,\ R_F = ۵\,k\Omega$
(۵-۲)	بررسی ناپایداری	$D_{o(max)} = ۲۸٫۲, R_F = ۱۳\,k\Omega$
(۶-۱)	فیدبک مقاومتی	$D_o = ۴٫۳, R_F = ۲۰\,k\Omega, f_H = ۱۹MHz$
(۶-۲)	جبران اصلاح مدار فیدبک	$D_o = ۱۹٫۲, R_F = ۲۰\,k\Omega, C_F = ۰٫۲۵۵pF, f_H = ۱۴MHz$
(۶-۴)	جبران بااصلاح تقویت‌کننده	$D_o = ۷۱, R_F = ۵\,k\Omega, C_۱ = ۵۰pF$
(۶-۷)	جبران همزمان	$D_o = ۷۱, R_F = ۵\,k\Omega, C_۱ = ۵۰pF, C_F = ۱pF, f_H = ۳۵MHz$

مثال ۶-۸

تقویت‌کننده عملیاتی MC۱۵۵۳ تقویت‌کننده‌ای با پهنای باند ۵۰ MHz و بهره باند میانی تثبیت شده ۵۰ است. شکل (۶-۲۳) مدار کامل این تقویت‌کننده را نشان می‌دهد. فیدبک موجود در این تقویت‌کننده از نوع جریان سری است که از ترانزیستور طبقه سوم $T_۳$ به ورودی اعمال می‌شود. ترانزیستورهای $T_۵$، $T_۶$، $T_۷$ و $T_۸$ بایاس تقویت‌کننده را بعهده دارند. ترانزیستور $T_۴$ تقویت‌کننده امیتر فالور برای تطبیق امپدانس و عدم بارگذاری مقاومت بار بر ترانزیستور $T_۲$ به عنوان تقویت‌کننده اصلی بکار رفته است. بیشترین مقدار بهره در طبقه دوم بدست می‌آید و خازن جبران $C_۱$ برای ایجاد قطب موثر در این طبقه اضافه شده است. هم‌چنین خازن C_F برای جبران مدار فیدبک و مسطح نمودن پاسخ فرکانس به مدار و در داخل مدار مجتمع اضافه شده



شکل ۶-۲۳ تقویت‌کننده عملیاتی MC۱۵۵۳

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

است. بررسی پاسخ فرکانس بالا و مدارهای جبران این تقویت‌کننده در مسائل پایان فصل و به عهده دانشجویان واگذار می‌شود.

۶-۵ روند طراحی تقویت‌کننده به روش مکان هندسی ریشه‌ها

در طرح یک تقویت‌کننده فیدبک بهره باند میانی مدار بسته A_o، ضریب عدم حساسیت D_o و پهنای باند مقادیر موردنظر می‌باشند. طراحی کامل یک تقویت‌کننده با فیدبک را به شرح زیر می‌توان خلاصه نمود:

۱- طرح کامل تقویت‌کننده در باند میانی و مدار فیدبک بر اساس ضریب عدم حساسیت مورد نیاز

۲- تعیین تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی (بهره باند میانی، قطب‌های تقویت‌کننده) و مدار فیدبک

۳- رسم مکان هندسی ریشه‌ها، این‌کار عموماً برای سه قطب کوچکتر انجام می‌شود.

۴- بررسی شرایط پایداری و تعیین حداکثر مقدار فیدبک

۵- تعیین مقدار فیدبک مقاومتی (مستقل از فرکانس) برای بدست آوردن پاسخ فرکانس مناسب و محاسبه ضریب عدم حساسیت و پهنای باند حاصل، چنانچه این مقادیر به پارامترهای موردنظر نزدیک هستند طرح مدار در این مرحله کامل می‌شود. معمولا با فیدبک مقاومتی ضریب عدم حساسیت کمی بدست می‌آید.

۶- جبران تقویت‌کننده فیدبک به روش اصلاح مدار فیدبک و افزایش ضریب عدم حساسیت

۷- جبران تقویت‌کننده با اصلاح تقویت‌کننده اصلی، جبران قطب موثر، و افزایش هر چه بیشتر ضریب عدم حساسیت

۸- جبران همزمان تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک برای بدست آوردن ضریب عدم حساسیت موردنظر و پاسخ فرکانس مسطح

۹- بررسی دقیق مدار طرح شده با کامپیوتر در هر مرحله برای اطمینان از صحت محاسبات تقریبی

۲ فرض مهم و اساسی در طرح تقویت‌کننده‌های فیدبک آن است که:

- قطب‌های بزرگ تقویت‌کننده اصلی با تغییر فیدبک تغییرات قابل ملاحظه‌ای ندارند.
- مشخصات تقویت‌کننده اصلی (بهره و محل قطب‌ها) با تغییر فیدبک و مدار جبران‌کننده تغییر نمی‌کند.

در بعضی از تقویت‌کننده‌ها ممکن است فرضهای فوق برقرار نباشند. این مسئله باعث می‌شود محاسبات تقریبی از دقت کافی برخوردار نباشد. در مثال (۶-۹) یکی از این تقویت‌کننده‌ها بررسی می‌شود.

مثال ۶-۹

شکل (۶-۲۴) تقویت‌کننده ۲ طبقه با فیدبک ولتاژ سری که در آن ترانزیستورها و عناصر مدار به مشخصات:

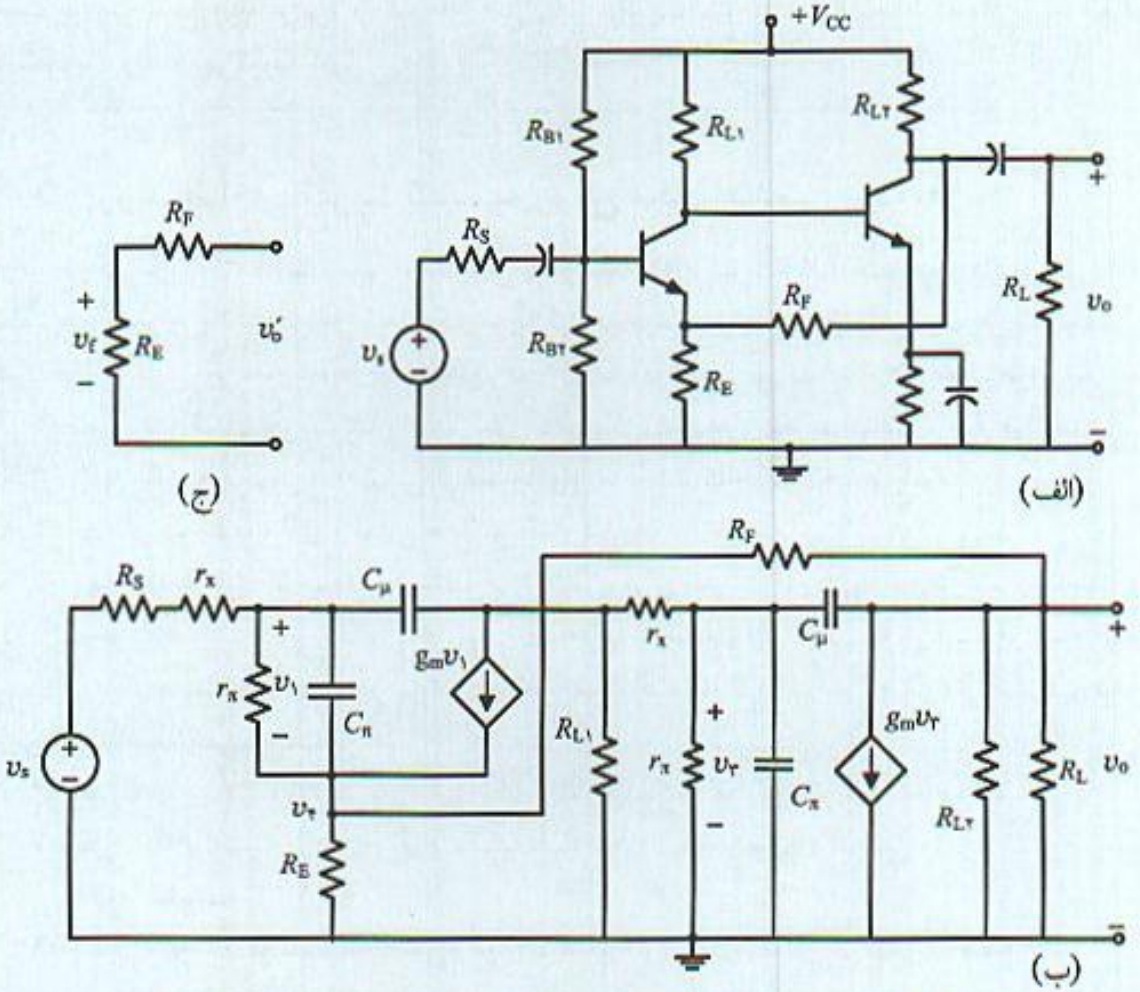
$$\beta_o = ۵۰,\ r_x = ۲۵\,\Omega,\ r_\pi = ۲۵۰\ \Omega,\ g_x = ۲۰۰\ \text{m}\Omega^{-۱},\ C_\mu = ۱۰\ \text{pF},\ C_\pi = ۱۰۰\ \text{pF}$$

$$R_s = ۰/۱\ \text{k}\Omega,\ R_{L۱} = R_{L۲} = ۱\ \text{k}\Omega,\ R_L = ۲۵۰\ \Omega,\ R_E = ۱۰\ \Omega$$

می‌باشند. هدف از طراحی، تقویت‌کننده‌ای با پهنای باند و ضریب عدم حساسیت ماکزیمم که پاسخ پله بدون بالازدگی باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۲۴ تقویت‌کننده مثال (۹-۶): الف) تقویت‌کننده، ب) مدار معادل فرکانس بالا، ج) مدار معادل فیدبک

محاسبات دقیق در مورد این مدار با مقاومت $R_F = \infty$ نشان می‌دهد بهره باند میانی و محل قطب‌های تقویت‌کننده مدار باز :

$$a_o = ۱۱۳۰, s_a = -۰٫۰۰۴۹\ (ns)^{-1}, s_b = -۰٫۱۸۲(ns)^{-1}, s_c = -۴٫۵۵\ (ns)^{-1}, s_d = -۷٫۴۹(ns)^{-1}$$

می‌باشند. با توجه به اینکه دو قطب تقویت‌کننده در مقایسه با سایر قطب‌ها بزرگ هستند با صرفنظر از اثر بارگذاری مدار فیدبک بر تقویت‌کننده اصلی، تابع انتقال :

$$a(s) = \frac{a_o}{\left(۱ + \frac{s}{۰٫۰۴۹}\right)\left(۱ + \frac{s}{۰٫۱۸۲}\right)} = \frac{۸٫۹ \times ۱۰^{-۵}\, a_o}{(s + ۰٫۰۴۹)(s + ۰٫۱۸۲)}, \quad a_o = ۱۱۳۰$$

فرض عدم بارگذاری مدار فیدبک با توجه به مدار معادل تقویت‌کننده به معنی آن است که :

$$R_F + R_E \gg (۰٫۲۵\ k\Omega) \parallel (۰٫۲۵ = k\Omega), \quad R_F \gg R_E = ۱۰\ \Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با توجه به نکات فوق فرض $R_F \gg ۲۰۰\ \Omega$ بعنوان عدم بارگذاری فیدبک منطقی است. بنابراین تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته و ضریب فیدبک در مدار با توجه به مدار شکل (۲۴-۶ ج):

$$A(s) = \frac{۸٫۹ \times ۱۰^{-۵}\, a_o}{s^۲ + ۰٫۱۸۷ s + ۸٫۹ \times ۱۰^{-۵}\,(۱ + a_o f_o)}, \quad f_o = \frac{R_E}{R_E + R_F}$$

برای داشتن ضریب عدم حساسیت ماکزیمم و پاسخ پله بدون بالازدگی لازم است معادله مشخصه بصورت:

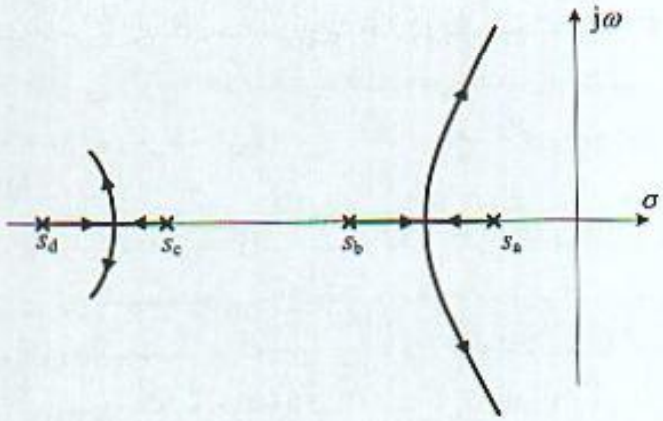
$$(s - \alpha)^۲ = s^۲ - ۲\alpha s + \alpha^۲$$

باشد. بنابراین در مقایسه با عبارت $A(s)$:

$$-۲\alpha = ۰٫۱۸۷$$

$$۸٫۷۹ \times ۱۰^۳ (۱ + a_o f_o) = \alpha^۲ \quad \Rightarrow \quad \alpha = -۰٫۰۹۳۵۵ \text{ و } D_o = ۹٫۸۲$$

با توجه به مقدار D_o و رابطه ضریب فیدبک، مقاومت فیدبک لازم $R_F = ۱٫۲۷\ k\Omega$ بدست می‌آید. در نتیجه با استفاده از رابطه (۶-۷) و به ازاء $Q = ۰٫۵$ پهنای باند تقویت‌کننده $f_H = ۱۰\ MHz$ است. شکل (۶-۲۵) مکان هندسی ریشه‌ها را با توجه به محاسبات تقریبی فوق نشان می‌دهد.



شکل ۶-۲۵ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۹) با محاسبات تقریبی

برای بررسی دقیق مدار و اطمینان از صحت محاسبات، محل قطب‌های تقویت‌کننده با فیدبک با محاسبات دقیق بدست آمده است. نتایج در جدول (۶-۱۰) خلاصه شده است. ملاحظه می‌شود محاسبات تقریبی با مقادیر دقیق اختلاف زیادی دارند. به ازاء مقاومت $R_F = ۱٫۱\ k\Omega$ دو قطب مضاعف روی محور حقیقی بدست می‌آید که جواب موردنظر در طرح تقویت‌کننده می‌باشد. در این شرایط پهنای باند تقویت‌کننده:

$$\omega_H = \frac{۰٫۰۹۸}{\sqrt{۲}} = ۰٫۰۶۹\ Grad/s, \quad f_H = ۱۱\ MHz$$

می‌باشد. می‌توان با انتخاب مقدار کوچکتر برای R_F، پهنای باند مدار را افزایش داد. با توجه به جدول (۶-۱۰) به ازاء $R_F = ۵۰۰\ \Omega$، قطب‌های کوچکتر تقویت‌کننده در حالت باترورث مرتبه ۲ قرار می‌گیرند و

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مشخصات تقویت‌کننده با فیدبک:

$$D_o = (۱ + a_o f_o) = ۲۲٫۱۵\,, \quad \omega_H = ۰٫۱۴۸\ \text{Grad/s}\,, \qquad f_H = ۲۳٫۶\ \text{MHz}$$

بدست می‌آیند. چنانچه پهنای باند بیشتر موردنظر باشد، با اضافه کردن خازن کوچکی به موازات مقاومت R_F می‌توان مدار فیدبک را جبران نمود و هم‌چنین ضریب عدم حساسیت بالاتری بدست آورد.

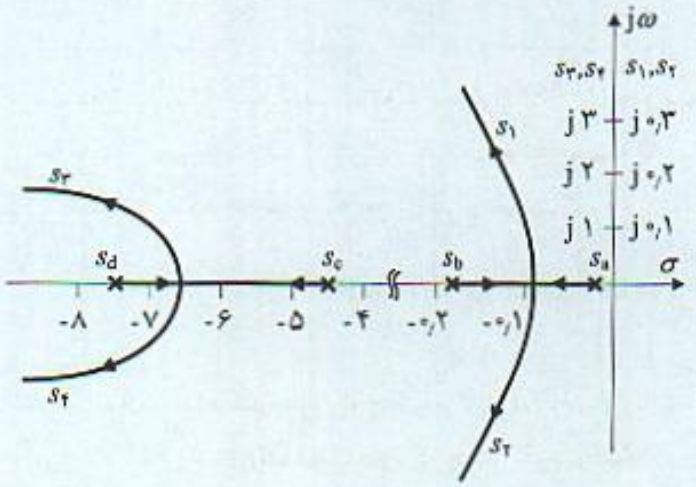
جدول ۶-۱۰ محل دقیق قطب‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۹) با تغییر مقاومت فیدبک

R_F (kΩ)	s_1	s_2	s_3	s_4
∞	−۰٫۰۰۴۹	−۰٫۱۸۲	−۴٫۵۵	−۷٫۴۹
۲	−۰٫۰۳۸	−۰٫۱۵۴	−۴٫۶۱	−۷٫۴۸
۱٫۲۷	−۰٫۰۶۹	−۰٫۱۲۷	−۴٫۶۴	−۷٫۴۸
۱٫۱	−۰٫۰۹۸+j۰٫۰۱	−۰٫۰۹۸−j۰٫۰۱	−۴٫۶۵	−۷٫۴۸
۰٫۵	−۰٫۱۰۵+j۰٫۰۹۶	−۰٫۱۰۵−j۰٫۰۹۶	−۴٫۷۷	−۷٫۴۷
۰٫۱	−۰٫۱۴۲+j۰٫۲۴۴	−۰٫۱۴۲−j۰٫۲۴۴	−۵٫۶۶	−۷٫۳۵
۰٫۰۵	−۰٫۱۷۴+j۰٫۳۱۳	−۰٫۱۷۴−j۰٫۳۱۳	−۶٫۹۴+j۰٫۴۱۱	−۶٫۹۴−j۰٫۴۱۱

با استفاده از نتایج دقیق محاسبات قطب‌ها می‌توان مکان هندسی ریشه‌ها را رسم نمود که در شکل (۶-۲۶) نشان داده شده است. در رسم مکان هندسی با توجه به فاصله زیاد قطب‌ها واحدهای مختلفی برای ۲ قطب کوچکتر و بزرگتر در نظر گرفته شده است. مقایسه با شکل (۶-۲۵) نشان می‌دهد محاسبات تقریبی به روش فیدبک با محاسبات دقیق بسیار متفاوت است.

در مورد اینکه چرا محاسبات تقریبی با محاسبات دقیق متفاوت است دو نکته را می‌توان در نظر گرفت:

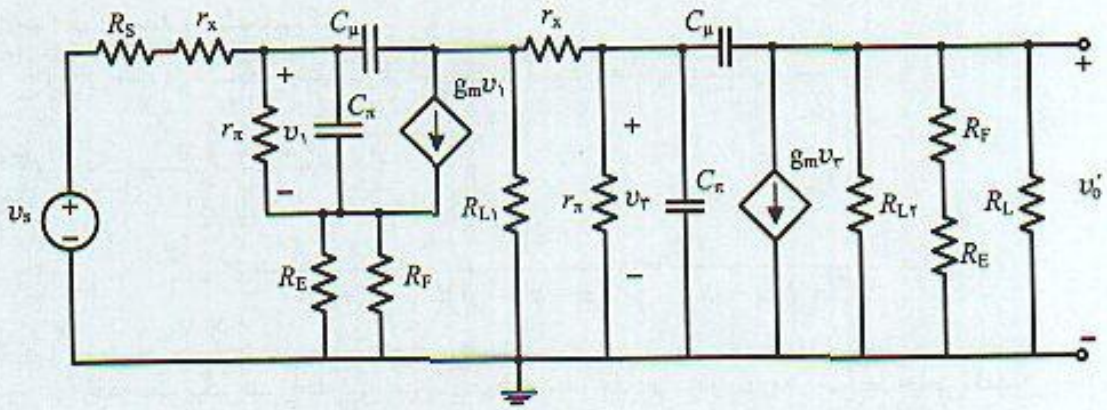
- اساساً در این مدار با فیدبک ولتاژ-سری، تقسیم مدار به تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک خصوصاً در فرکانسهای بالا از دقت کافی برخوردار نیست. با توجه به شکل (۶-۲۷) که مدار معادل تقویت‌کننده بدون فیدبک را نشان می‌دهد به علت وجود خازن C_μ، نمی‌توان ولتاژ فیدبک شده در



شکل ۶-۲۶ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده مثال (۶-۹) با محاسبات دقیق

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۶-۲۷ مدار معادل فرکانس بالای تقویت‌کننده بدون فیدبک مثال (۶-۹)

ورودی را بصورت سری با منبع در نظر گرفت. بنابراین در جداسازی مدار به تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک خطایی وجود دارد. این نوع خطا در فیدبکهای سری وجود دارد.

- اثر بارگذاری مدار فیدبک با توجه به مقدار کم مقاومت R_F، بر مشخصات تقویت‌کننده اصلی قابل صرفنظر نیست. کوچک بودن مقاومت مدار فیدبک سبب می‌شود در مدار معادل تقویت‌کننده اصلی در ورودی و خروجی اثر بارگذاری داشته مقدار بهره باند میانی و محل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی دچار تغییر شود. اساساً اثر بارگذاری مدار فیدبک در تقویت‌کننده‌های با بهره کم قابل ملاحظه و صرفنظر از آنها باعث خطا در محاسبات می‌شود.

آخرین نکته قابل ذکر در مورد طرح تقویت‌کننده‌های فیدبک با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها آن است که نقطه شروع در این محاسبات تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی است. این امر مستلزم آن است که محل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی مشخص و معلوم باشد. با توجه به مطالب فصل سوم در خصوص تقویت‌کننده‌های چند طبقه که تعیین محل قطب‌ها مشکل و نیاز به محاسبات دقیق کامپوتری دارد، در نتیجه علیرغم محاسبات و نتایج دقیق در جبران تقویت‌کننده‌ها در صفحه مختلط s، کاربرد این روش در عمل همراه با محدودیت است.

مسائل فصل ششم

۶-۱) در مورد تابع انتقال باترورث مرتبه ۳ و با بسط عبارت $\frac{1}{1-s^6}$:

الف) رابطه (۶-۱۷) را بدست آورید.

ب) محل قطب‌های فیلتر را تعیین کنید.

ج) زاویه قطب‌های مختلط با محور حقیقی و Q آنها را مشخص کنید.

۶-۲) در تابع انتقال

$$H(s) = \frac{s+z}{s^2+as+b}$$

الف) رابطه‌ای را بدست آورید که این تابع انتقال دارای پاسخ فرکانسی با حداکثر پهنای باند مسطح شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) پهنای باند را مشخص کنید.

ج) برای مقادیر مشخص شده در فرض (الف) نمودار صفر و قطب را رسم کنید.

۶-۳) یک سیستم مرتبه ۲ با معادله

$$H(s) = \frac{K}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{K}{(s - \alpha - j\beta)(s - \alpha + j\beta)}$$

را در نظر بگیرید. رابطه بین ضرایب b_0 و b_2 و مقادیر α و β را در شرایط خاص تعیین و جدول (م ۶-۳) را کامل کنید.

جدول (م ۶-۳)

	زاویه قطب‌ها	b_0	b_1	ω_H	M_{pT}
$Q = 0.5$					
$Q = 0.707$					
$Q = 1$					

۶-۴) در یک تقویت‌کننده با دو قطب حقیقی s_a و s_b و بهره باند میانی a_0 فیدبک مقاومتی f_0 اعمال می‌شود.

الف) عبارت کامل تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته را مشخص کنید.

ب) روابطی برای تعیین ω_0 و Q بر حسب محل قطب‌های تقویت‌کننده اصلی و a_0 بدست آورید.

۶-۵) یک تقویت‌کننده فیدبک با بهره باند میانی A_0، ضریب عدم حساسیت D_0 و پهنای باند مسطح به مقدار ω_H موردنظر است. این مدار به کمک یک تقویت‌کننده اصلی با بهره باند میانی a_0 و قطب‌های s_a و s_b طراحی می‌شود. روابطی برای تعیین مقادیر a_0 s_a و s_b و فیدبک لازم f_0 بر حسب مقادیر تقویت‌کننده مدار بسته ارائه نمایید.

۶-۶) در یک تقویت‌کننده با بهره باند میانی a_0 و قطب‌هایی در s_a و s_a، n ضریب جدایی قطب‌ها (pole seperation) تعریف می‌شود $s_b = n\, s_a$ به این تقویت‌کننده فیدبک مقاومتی f_0 اعمال می‌شود.

الف) عبارتی برای ω_0 و Q بر حسب n و سایر مقادیر بدست آورید.

ب) برای مقادیر بزرگ عدم حساسیت عبارت Q را ساده کنید.

ج) در حالت‌های مهم ۱ و ۰٫۷۰۷، $Q = 0.5$ روابط را ساده کنید.

۶-۷) تقویت‌کننده با بهره باند میانی $a_0 = 500$ را می‌توان با دو قطب فرکانس بالای $s_a = -0.02\ (ns)^{-1}$ و $s_a = -0.1\ (ns)^{-1}$ تقریب زد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) پهنای باند (مقدار دقیق) این تقویت‌کننده چقدر است.

ب) به این تقویت‌کننده فیدبک مقاومتی f_0 اعمال می‌شود.

۱- مقدار فیدبک f_0 را چنان تعیین کنید که پاسخ پله بدون بالازدگی باشد. در این حالت پاسخ فرکانس چگونه است و پهنای باند تقویت‌کننده با فیدبک چقدر است. مقدار ضریب عدم حساسیت چقدر است.

۲- مقدار فیدبک را چنان تعیین کنید که پاسخ فرکانس بدون برآمدگی باشد. پاسخ پله مدار چگونه است و پهنای باند تقویت‌کننده حاصل چقدر است. ضریب عدم حساسیت در این حالت چقدر است. با حالت ۱ مقایسه کنید.

۳- مقدار فیدبک را چنان تعیین کنید که Q قطب‌های موهومی ۱ باشد. در این حالت پاسخ پله و پاسخ فرکانس چگونه است. ضریب عدم حساسیت و پهنای باند را با حالتهای قبل مقایسه کنید.

۶-۸) به یک تقویت‌کننده با $a_0 = ۶۰۰$، $s_a = ۱\ (\mu s)^{-1}$ و $s_b = ۸\ (\mu s)^{-1}$ فیدبک f_0 اعمال می‌شود.

الف) مکان هندسی ریشه‌ها را رسم کنید.

ب) مقدار فیدبک را چنان مشخص کنید که حداکثر پهنای باند مسطح بدست آید.

ج) ضریب عدم حساسیت و پهنای باند تقویت‌کننده با فیدبک چقدر است.

۶-۹) به تقویت‌کننده مسئله (۶-۸) صفری در $s_c > s_b$ اضافه می‌شود.

الف) در این شرایط تابع انتقال بهره حلقه $a\ f(s)$ را بنویسید.

ب) مکان هندسی ریشه‌ها را در این حالت رسم کنید و با مسئله (۶-۷) مقایسه کنید.

ج) در این شرایط محل صفر و مقدار f_0 را چنان مشخص کنید که ضریب عدم حساسیت ۲ برابر مسئله (۶-۷) شود. پاسخ فرکانس مدار چگونه است.

۶-۱۰) در یک تقویت‌کننده فیدبک با فیدبک مقاومتی f_0 و تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی

$$a(s) = \frac{۱۰۰۰}{(۱ + \frac{s}{۲})(۱ + \frac{s}{۱۰})}, \quad s : (\mu s)^{-۱}$$

الف) پهنای باند تقویت‌کننده اصلی چقدر است.

ب) مقدار ضریب عدم حساسیت را چنان تعیین کنید که تقویت‌کننده دارای دو قطب مساوی باشد. پهنای باند مدار چقدر است.

ج) مقدار حداکثر ضریب عدم حساسیت تقویت‌کننده مدار بسته با پاسخ فرکانس مناسب (بدون برآمدگی چقدر است. پهنای باند مدار در این شرایط چقدر است.

د) به ازاء به ازاء فیدبک $f_0 = ۴ \times ۱۰^{-۳}$ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده و پاسخ پله تقویت‌کننده مدار بسته را بدقت رسم کنید.

ه) با فرض فیدبک جبران شده بصورت $f(s) = f_0\ (۱ + \frac{s}{z_0})$ مکان هندسی ریشه‌ها را رسم کنید.

و) در حالت (ه) مقدار ضریب عدم حساسیت را برای پاسخ فرکانس مناسب مشخص کنید.

ز) مقدار ضریب عدم حساسیت و پهنای باند مدار در حالت (و) را با حالت (ج) مقایسه کنید. چه نتیجه‌ای از این مقایسه می‌توان گرفت. توضیح دهید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۶-۱۱) تابع انتقال بهره حلقه $a\,f(s)$ یک تقویت‌کننده با فیدبک بصورت

$$a\,f(s) = \frac{a_0 f_0 \left(1 + \frac{s}{s_z}\right)}{(1+s)\left(1+\frac{s}{3}\right)\left(1+\frac{s}{5}\right)}, \quad s : (\mu s)^{-1}$$

است.

الف) نشان دهید به ازاء تمام مقادیر $a_0 f_0$ اگر $3 < s_z < 5$ باشد تقویت‌کننده مدار بسته پایدار است.

ب) مقدار s_z را چنان بیابید که حداکثر پهنای باند مسطح حاصل شود. ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ج) مکان هندسی ریشه‌ها را با توجه به فرض (ب) رسم کنید.

۶-۱۲) به یک تقویت‌کننده با تابع انتقال

$$a\,f(s) = \frac{1000}{(1+s)\left(1+\frac{s}{5}\right)\left(1+\frac{s}{10}\right)}$$

که در آن s با واحد $(\mu s)^{-1}$ و فیدبک مقاومتی (مستقل از فرکانس) f_0 اعمال می‌شود.

الف) پهنای باند تقویت‌کننده اصلی چقدر است.

ب) حداکثر ضریب عدم حساسیت که با این تقویت‌کننده می‌توان بدست آورد چقدر است.

ج) برای داشتن پاسخ فرکانس با $Q = 1$ (قطب‌های مختلط)، مقدار f_0، ضریب عدم حساسیت و پهنای باند تقریبی چقدر است.

د) مقدار ضریب عدم حساسیت را چنان بدست آورید که یکی از قطب‌های مدار بسته در $s = -10$ واقع شود. در این حالت وضعیت پایداری تقویت‌کننده چگونه است.

۶-۱۳) در یک تقویت‌کننده به مشخصات $a_0 = 1000$ و محل قطب‌ها

$$s_1 = -0/02\,(ns)^{-1},\ s_2 = -0/04\,(ns)^{-1},\ s_3 = -0/1\,(ns)^{-1},\ s_4 = -10\,(ns)^{-1}$$

فیدبک مقاومتی اعمال می‌شود.

الف) پهنای باند تقویت‌کننده اصلی چقدر است.

ب) حداکثر ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ج) مقدار فیدبک f_0 را چنان مشخص کنید که $D_0 = D_{(xax)} - 5$ باشد.

د) پاسخ فرکانس در حالت (ج) چگونه است.

ه) حداکثر ضریب عدم حساسیت با پاسخ فرکانس مناسب و پهنای باند در این حالت چقدر است.

و) برای افزایش ضریب عدم حساسیت مدار به روش اضافه شدن صفر در مدار فیدبک جبران می‌شود. حداکثر ضریب عدم حساسیت، پهنای باند و بهره باند میانی را مشخص کنید.

۶-۱۴) در مثال (۶-۲) تقویت‌کننده ۳ طبقه با فیدبک ولتاژ موازی مقداری از فیدبک، مقاومت R_F را محاسبه کنید که :

POWEREN.IR

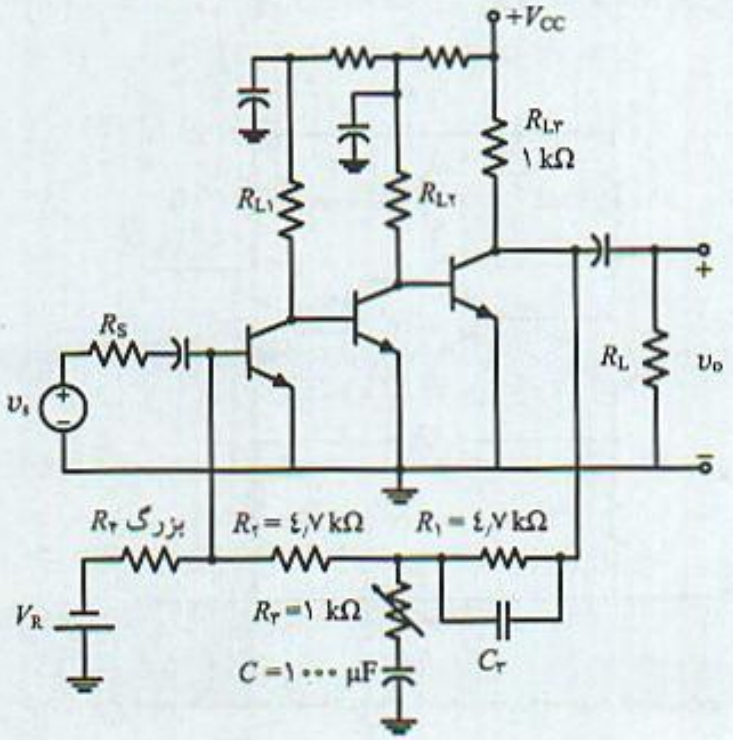
POWEREN.IR
PowerEn.ir

الف) تقویت‌کننده دارای ۲ ریشه حقیقی و مضاعف باشد.
ب) در این حالت پاسخ فرکانس مدار چگونه است و پهنای باند تقریبی مدار چقدر است.
ج) مقدار ضریب عدم حساسیت چقدر است.

۶-۱۵) در مثال (۶-۲) تقویت‌کننده ۳ طبقه با فیدبک ولتاژ موازی ملاحظه شد با جبران صفر توسط مدار فیدبک با مقاومت $R_F = ۲۰\ k\Omega$ موازی با خازن ۰/۲۵۵ pF حداکثر پهنای باند مسطح بدست می‌آید. با توجه به مسئله فوق و اینکه با فیدبک مقاومتی و $R_F = ۱۳\ k\Omega$ مدار ناپایدار می‌شود.
الف) به ازاء فیدبک مقاومتی $R_F = ۲۰\ k\Omega$ وضعیت پایداری مدار چگونه است.
ب) در این حالت پاسخ فرکانس مدار چگونه است و برآمدگی آن چقدر است.
ج) مقدار ضریب عدم حساسیت چقدر است.

۶-۱۶) در مثال (۶-۳) که به روش سعی و خطا مدار جبران‌کننده سری مقاومت R_E و سلف L طراحی شد.
الف) محاسبات دقیق را با استفاده از جدول‌های (۶-۲) و (۶-۳) انجام دهید.
ب) حداکثر ضریب عدم حساسیت با پاسخ مناسب، مقاومتهای R_E و L را محاسبه کنید.
ج) نتایج حاصل را با مقدار بدست آمده در مثال (۶-۳) مقایسه کنید.

۶-۱۷) در مثال (۶-۳) و در مورد تقویت‌کننده ۳ طبقه مدار بایاس جبران‌کننده را می‌توان ترکیب و مدار کامل تقویت‌کننده جبران شده را بصورت شکل (م ۶-۱۷) بدست آورد.
الف) مقدار خازن $C_۳$ را چنان محاسبه کنید که همان روش جبران در مثال (۶-۳) انجام پذیرد.
ب) نشان دهید قطب حاصل از مدار فیدبک جزء قطب‌های بزرگ تقویت‌کننده است.

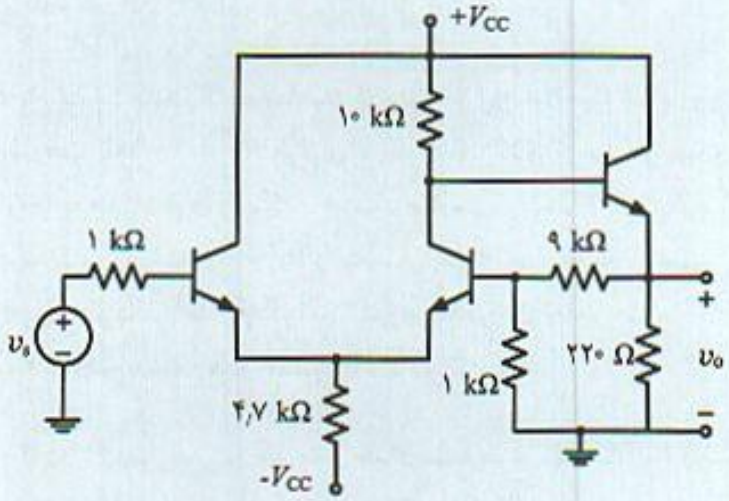


شکل (م ۶-۱۷)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۶-۱۸) در تقویت‌کننده با فیدبک شکل (م ۶-۱۸) بهره حلقه مدار باز ۱۶۰ و قطب‌های مدار حلقه باز در محلهای ω_p و $8\omega_p$ قرار دارند.



شکل (م ۶-۱۸)

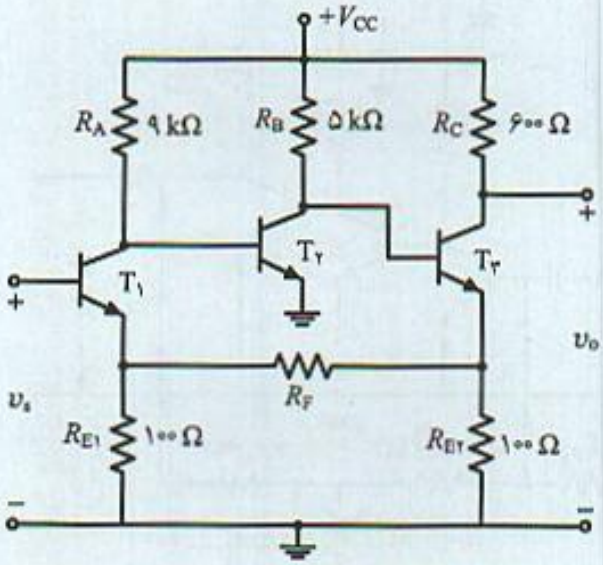
الف) Q قطب‌های مدار با فیدبک را بدست آورید.

ب) پاسخ فرکانس چگونه است.

ج) چه روش یا روشهایی برای جبران این تقویت‌کننده پیشنهاد می‌کنید.

۶-۱۹) شکل (م ۶-۱۹) یک تقویت‌کننده با فیدبک را نشان می‌دهد که در آن:

$$A_V = -6000,\ s_1 = -0.006\ (ns)^{-1},\ s_2 = -0.05\ (ns)^{-1},\ s_3 = -0.1\ (ns)^{-1},\ s_4 = -20\ (ns)^{-1}$$



شکل (م ۶-۱۹)

الف) با مشخص کردن نوع فیدبک تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک و پهنای باند تقویت‌کننده اصلی را مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) حداکثر ضریب عدم حساسیت مدار چقدر است.

ج) مقدار مقاومت R_F را چنان بیابید که یکی از قطب‌ها در $s = -0/15$ واقع شود ضریب عدم حساسیت و پاسخ فرکانس چگونه است.

د) برای جبران به روش "صفر در مدار فیدبک" تابع انتقال مدار فیدبک بصورت $f_0\left(1+\frac{s}{z_0}\right)$ جبران می‌شود. f_0 و s_z را چنان بیابید که حداکثر پهنای باند مسطح حاصل شود.

ه) ضریب عدم حساسیت، بهره ولتاژ باند میانی، و پهنای باند مدار در حالت (د) چقدر است.

و) دو مدار مناسب برای تحقق جبران معرفی کنید.

۶-۲۰) در تقویت‌کننده مسئله (۶-۱۹):

الف) برای افزایش ضریب عدم حساسیت نسبت به مقدار محاسبه شده در فرض (د) تقویت‌کننده اصلی جبران می‌شود. چه روشی را باید بکار برد و چه عنصری و در کجا به مدار اضافه کرد.

ب) برای جبران همزمان تقویت‌کننده اصلی در مدار فیدبک چه مداری لازم است روش طراحی را ذکر کنید.

۶-۲۱) در یک تقویت‌کننده با مشخصات

$$a_0 = 1000,\ s_1 = -0/02\ (\text{ns})^{-1},\ s_2 = -1/04\ (\text{ns})^{-1},\ s_3 = -0/1\ (\text{ns})^{-1},\ s_4 = -7\ (\text{ns})^{-1}$$

الف) حداکثر ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ب) چه محدودیتی بر بهره باند میانی مدار بسته باید قرار داد تا تقویت‌کننده‌ای پایدار حاصل شود.

ج) حداکثر ضریب عدم حساسیت با پاسخ فرکانس مناسب و فیدبک مقاومتی چقدر است.

د) برای افزایش هر چه بیشتر ضریب عدم حساسیت و افزایش پهنای باند چه روشی بکار می‌برید با انتخاب روش مناسب پارامترهای جبران، پهنای باند و ضریب عدم حساسیت را تعیین کنید.

ه) به ازاء f_0 ی که در حالت (د) بدست می‌آید وضعیت پاسخ فرکانس مدار با فیدبک مقاومتی چگونه است.

۶-۲۲) تقویت‌کننده‌ای با بهره ولتاژ باند میانی ۱۰۰۰۰ و قطب‌هایی در ۱ MHz، ۵ MHz و ۲۰ MHz در نظر بگیرید. به این تقویت‌کننده فیدبک اعمال می‌شود.

الف) مکان هندسی ریشه‌ها را با تغییر فیدبک مقاومتی رسم کنید.

ب) حداکثر ضریب عدم حساسیت و حداقل بهره باند میانی تقویت‌کننده مدار بسته چقدر است.

ج) مقدار f_0 فیدبک را تعیین کنید که پاسخ پله بدون بالازدگی و ضریب عدم حساسیت ماکزیمم باشد. بهره باند میانی و پهنای باند مدار را بدست آورید و با تقویت‌کننده اصلی مقایسه کنید.

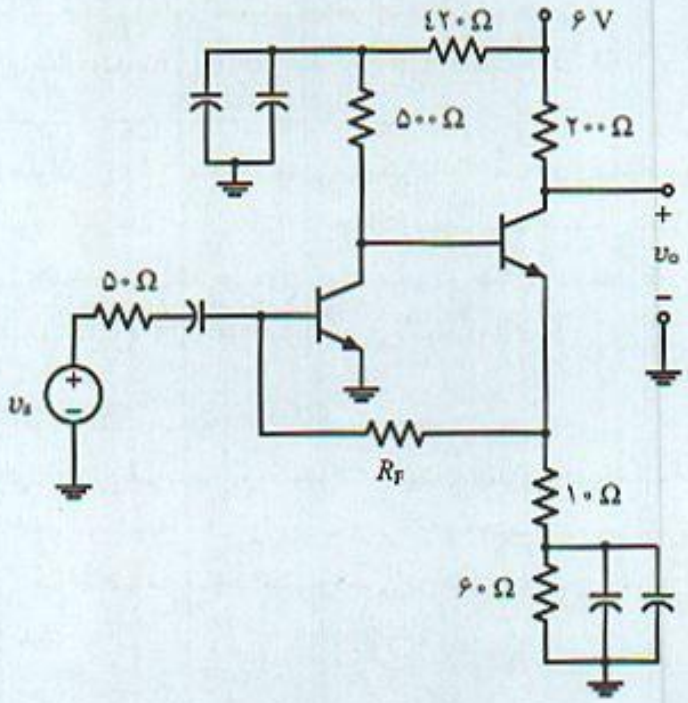
د) مقدار f_0 فیدبک مقاومتی که قطب‌های مختلط با $Q = 0/707$ شود را مشخص کنید بهره باند میانی و تقریبی از پهنای باند را در این حالت مشخص کنید.

ه) اگر مقدار فیدبک مقاومتی f_0 نصف مقدار ماکزیمم باشد پاسخ فرکانس به چه صورت است.

۶-۲۳) در تقویت‌کننده دو طبقه شکل (م ۶-۲۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۶-۲۳)

الف) فیدبک موجود در مدار چیست. مدار تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک را رسم و توابع لازم برای بیان آنها را مشخص کنید.

ب) با فرض اینکه قطب‌های تقویت‌کننده اصلی در

$$s_1 = -0.02\,(ns)^{-1},\ s_2 = -0.08\,(ns)^{-1},\ s_3 = -0.2\,(ns)^{-1},\ s_4 = -0.7\,(ns)^{-1}$$

قرار داشته باشند:

۱- مکان هندسی ریشه‌ها را برای مقادیر مختلف R_F رسم کنید.

۲- به ازاء چه مقدار R_F حداکثر پهنای باند مسطح حاصل می‌شود ($Q = 1$) ضریب عدم حساسیت و بهره باند میانی چقدر است.

۳- برای افزایش پهنای باند و ضریب عدم حساسیت مدار را بنحو مناسب جبران کند و مقداری از R_F را بیابید که حداکثر پهنای باند مسطح حاصل شود.

۴- در صحت محاسبات فوق اظهار نظر کنید.

۶-۲۴) در مدار شکل (م ۶-۲۴) تقویت‌کننده اصلی بکار رفته دارای مشخصات زیر و s با واحد $(ns)^{-1}$ است.

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = 7000,\ s_a = -0.007,\ s_b = -0.047,\ s_c = -0.35,\ s_d = -3.05$$

الف) حداکثر ضریب عدم حساسیت تقویت‌کننده با فیدبک چقدر است.

ب) با فرض ضریب عدم حساسیت ۵۱ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده فیدبک را مشخص کنید. در این حالت یکی از قطب‌ها در $s = -0.401$ قرار دارد.

ج) برای داشتن حداکثر ضریب عدم حساسیت با ماکزیمم پهنای باند مسطح، تقویت‌کننده را به روش

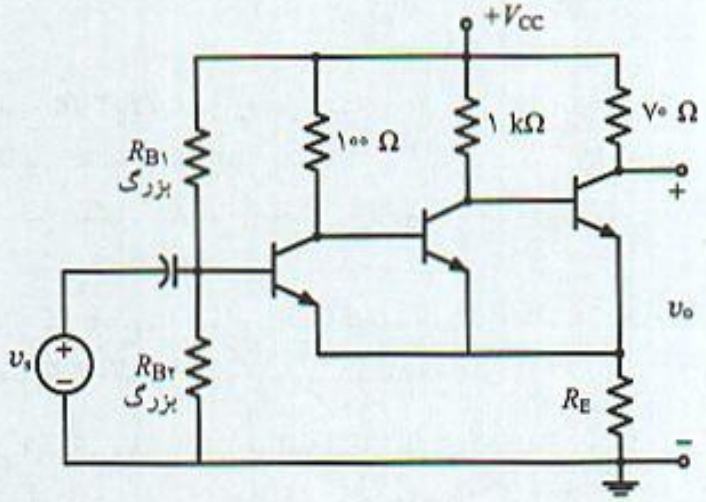
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مناسب جبران و مقدار مقاومت R_E و عنصر مناسب برای این کار را مشخص کنید.

د) در فرض (ج) مقدار بهره ولتاژ با فیدبک، پهنای باند و ضریب عدم حساسیت را مشخص کنید.

ه) برای افزایش هر چه بیشتر ضریب عدم حساسیت و داشتن پهنای باند مسطح و ماکزیمم چگونه مدار را اصلاح می‌کنید. فقط شرح دهید.



شکل (م ۶-۲۴)

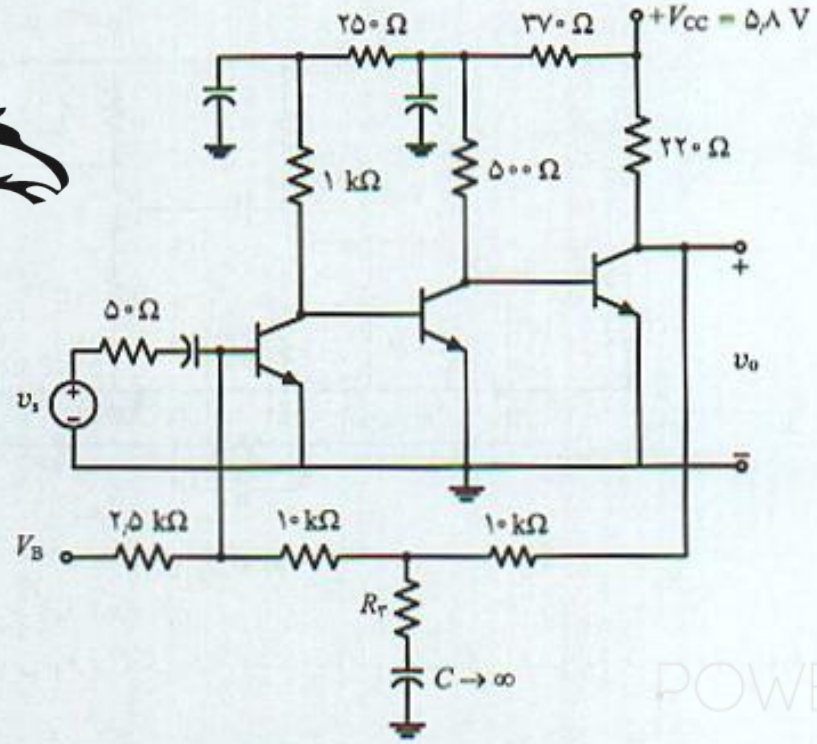
۶-۲۵) در مدار شکل (م ۶-۲۵):

الف) ولتاژ V_b را برای جریان نقطه کار ۱۰ mA ترانزیستور $T_۳$ مشخص کنید.

ب) جریان نقطه کار سایر ترانزیستورها را مشخص کنید.

ج) با فرض $r_x = ۰٫۱\beta$، بهره مدار به ازاء $R_۳ = ۰$ و فرض‌های معقول چقدر است.

د) این تقویت‌کننده دارای صفر و قطب فرکانس بالا بصورت زیر است.



شکل (م ۶-۲۵)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$s_1 = -0.05\ (ns)^{-1}$

$s_2 = -0.010\ (ns)^{-1}$ $\quad s_{z1} = 9\ (ns)^{-1}$

$s_3 = -0.060\ (ns)^{-1}$ $\quad s_{z2} = 22.5\ (ns)^{-1}$

$s_4 = -1.8\ (ns)^{-1}$ $\quad s_{z3} = 45\ (ns)^{-1}$

$s_5 = -11\ (ns)^{-1}$

$s_6 = -2.5\ (ns)^{-1}$

۱- به ازاء $R_3 = 0$ فرکانس قطع ۳ dB بالای مدار چقدر است.

۲- حدود R_3 که به ازاء آن تقویت‌کننده پایدار باشد.

۳- مقدار R_3 که به ازاء آن حداکثر پهنای باند مسطح حاصل شود چقدر است. پهنای باند را در این حالت با حالت ۱ مقایسه کنید.

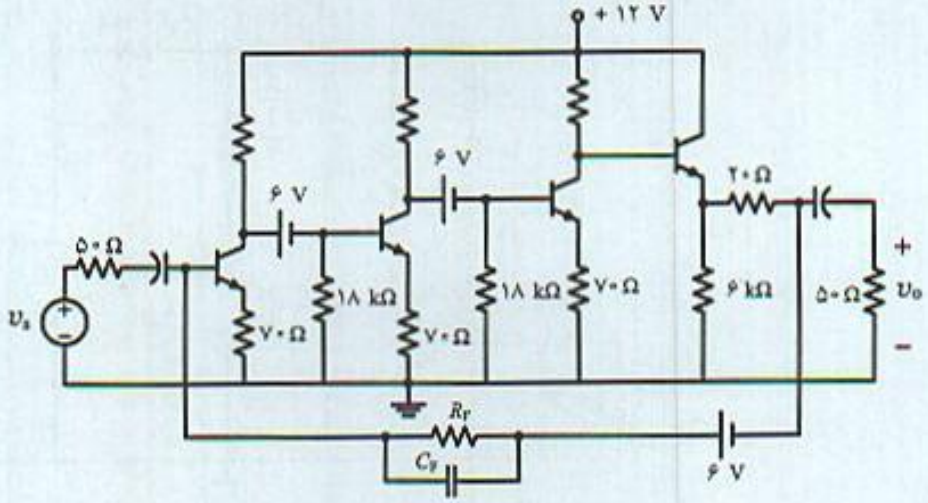
۴- مقدار R_3 که به ازاء آن بالازدگی پاسخ پله صفر و ω_H ماکزیمم است را محاسبه کنید. مقدار ضریب عدم حساسیت و ω_H حاصل را با حالت (۱) و (۳) مقایسه کنید.

ه) با اضافه کردن سلف به مدار فیدبک صفر مناسب در تابع انتقال فیدبک اضافه کرده تا مدار جبران شود و ماکزیمم پهنای باند حاصل شود پهنای باند را در این حالت با حالت ۱، ۲، ۳ و ۴ مقایسه کنید.

و) چه مدار عملی دیگری برای جبران در حالت (د) به نظر شما می‌رسد. مدار لازم را معرفی کنید.

۶-۲۶) در تقویت‌کننده چهار طبقه شکل (م ۶-۲۶) با فرض $a_0 = \frac{v_o}{v_s} = -125000$ و سه قطب کوچکتر تقویت‌کننده در نقاط زیر:

$$s_a = -0.16778\ (ns)^{-1}\ S_b = -2\ (ns)^{-1},\ s_c = -23.8\ (ns)^{-1}$$



شکل (م ۶-۲۶)

الف) در این مدار فیدبک ولتاژ موازی بکار رفته است. مقاومت فیدبک را چنان انتخاب کنید که بهره ولتاژ مدار بسته ۱۰۰ باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) وضعیت پاسخ فرکانس را به ازاء R_F فوق تعیین کنید و پاسخ فرکانس تقریبی را رسم کنید.

ج) برای جبران تقویت‌کننده در حالت (الف) با استفاده از جبران صفر در مدار فیدبک، صفر مدار فیدبک را در محل برآمدگی پاسخ فرکانس در فرض (ب) قرار دهید و مقدار خازن C_F را محاسبه کنید.

د) جبران را برای بهترین مقدار (فیلتر باترورث مرتبه ۳) بکار برده پهنای باند، بهره باند میانی ضریب عدم حساسیت را با روش جبران قبل مقایسه کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۷

فیدبک در میدان فرکانس جبران تقویت‌کننده‌های

مقدمه

در فصل ششم طراحی تقویت‌کننده‌ها بر اساس مکان هندسی ریشه‌ها در صفحه مختلط s مطرح و روشهای مختلف جبران تقویت‌کننده‌ها بررسی شد. محاسبات طرح تقویت‌کننده‌ها با استفاده از مکان قطب‌ها با در نظر گرفتن چند فرض منطقی که عموماً در تقویت‌کننده‌های فیدبک وجود دارد بسیار دقیق است. اما دارای این محدودیت است که لازم است قطب‌های تقویت‌کننده اصلی مشخص شده باشد.

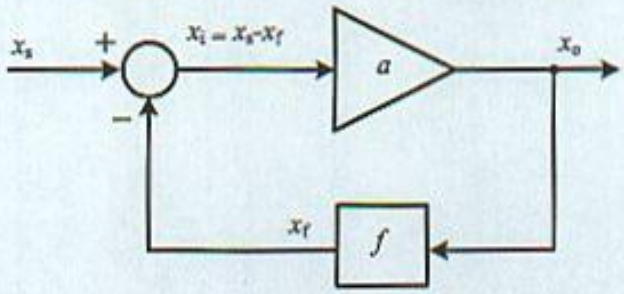
در این فصل روش دیگری برای جبران سازی تقویت‌کننده‌های فیدبک مبتنی بر پاسخ فرکانس اندازه گیری شده بهره حلقه مطرح می‌شود. محاسبات این روش ساده‌تر و نتایج بدست آمده گرچه بدقت روش قبل نیست، اما در بسیاری از کاربردهای عملی از تقریب مناسبی برخوردار است. مهمترین خصوصیت این روش قابل اندازه گیری بودن مشخصات آنها است و نیازی به دانستن محل قطب‌ها نمی‌باشد.

۷-۱ معیارهای پاسخ مناسب در میدان فرکانس

شکل (۷-۱) شمای کلی تقویت‌کننده فیدبک منفی را نشان می‌دهد. برای معرفی معیارهای مناسب طراحی تقویت‌کننده‌های فیدبک با پاسخ فرکانس مسطح، در چند حالت خاص مسئله را بررسی و مقادیر **حاشیه فاز** و **حاشیه بهره** محاسبه می‌شوند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱ تقویت‌کننده فیدبک

۷-۱-۱ تقویت‌کننده اصلی یک قطبی

با فرض تابع انتقال شامل یک قطب برای تقویت‌کننده اصلی :

$$a(s) = \frac{a_o}{1 + \frac{s}{s_a}} \qquad \text{(۷-۱ الف)}$$

تابع انتقال بهره حلقه :

$$T(s) = \frac{T_o}{1 + \frac{s}{s_a}} \quad , \quad T_o = a_o f_o = D_o - 1 \qquad \text{(۷-۱ ب)}$$

و عبارت قدر مطلق و فاز بهره حلقه از رابطه (۷-۲) بدست می‌آید.

$$|T(j\omega)| = \frac{T_o}{\left|1 + j\frac{\omega}{s_a}\right|} = \frac{T_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{s_a}\right)^2}} \quad , \quad \angle T(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{s_a}\right) \qquad \text{(۷-۲)}$$

از رابطه فاز پاسخ فرکانس بهره حلقه ملاحظه می‌شود عبارت فاز مستقل از فیدبک و فقط به تقویت‌کننده اصلی بستگی دارد. در فرکانسهای خیلی بالا زاویه فاز به °۹۰- خواهد رسید و بنابراین در این تقویت‌کننده‌ها فرکانس ω_c (phase cross over frequency)، فرکانسی که زاویه فاز °۱۸۰- شود، بی معنی است و معیار **حاشیه بهره** GM قابل تعریف نیست. برای محاسبه عبارت **حاشیه فاز** PM ابتدا فرکانس ω_g (gain cross over frequency)، فرکانسی که مقدار بهره حلقه °۱ است، تعیین می‌شود.

$$|T(j\omega_g)| = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_g = s_a\sqrt{T_o^2 - 1} \qquad \text{(۷-۳ الف)}$$

و بنابراین PM :

$$PM = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{s_a}\right) = 180^\circ - \tan^{-1}\sqrt{T_o^2 - 1} \qquad \text{(۷-۳ ب)}$$

ملاحظه می‌شود PM همواره مثبت و تقویت‌کننده به ازاء تمام مقادیر فیدبک پایدار است. علاوه‌بر آن از رابطه (۷-۳ ب) می‌توان دید به ازاء مقادیر بزرگ عدم حساسیت ، PM به °۹۰ خواهد رسید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۷-۱-۲ تقویت‌کننده اصلی دو قطبی

در حالتی‌که تقویت‌کننده دارای دو قطب است، تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی :

$$a(s) = \frac{a_o}{\left(1 + \frac{s}{s_a}\right)\left(1 + \frac{s}{s_b}\right)} \qquad (۷-۴ \text{ الف})$$

و بنابراین تابع انتقال بهره حلقه با فیدبک مقاومتی :

$$T(s) = \frac{T_o}{\left(1 + \frac{s}{s_a}\right)\left(1 + \frac{s}{s_b}\right)} = \frac{s_a s_b T_o}{s^2 + (s_a + s_b)s + s_a s_b} \qquad (۷-۴ \text{ ب})$$

است. با توجه به اینکه تابع انتقال بهره حلقه دو قطبی است فاز بهره حلقه در فرکانس‌های بالا به °۱۸۰- مجانب می‌شود. از طرف دیگر در فرکانسهای بالا مقدار بهره حلقه عدد کوچکی است و بنابراین GM :

$$\omega_c \to \infty \quad \Rightarrow \quad GM \to \infty \qquad (۷-۵)$$

رابطه (۷-۵) نشان می‌دهد به ازاء تمام مقادیر فیدبک GM مستقل از فیدبک و عدد بسیار بزرگی است و در نتیجه تقویت‌کننده پایدار است. برای بررسی پاسخ فرکانس و معرفی معیاری جهت طرح مدار در میدان فرکانس تابع انتقال تقویت‌کننده مدار بسته با رابطه (۷-۶) را در نظر بگیرید.

$$A(s) = \frac{s_a s_b a_o}{s^2 + (s_a + s_b)s + s_a s_b (1 + T_o)} \qquad (۷-۶)$$

رابطه (۷-۶) را می‌توان به فرم معمول توابع انتقال مرتبه ۲ در رابطه (۷-۵) با استفاده از پارامترهای Q و ω_o نشان داد. این مقادیر :

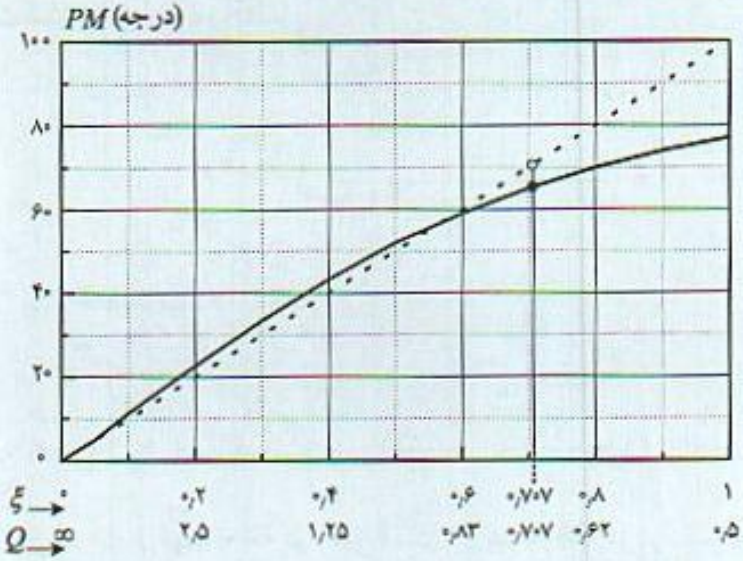
$$\omega_o = \sqrt{s_a s_b (1 + T_o^2)} \ , \quad Q = \frac{\omega_o}{s_a + s_b} \qquad (۷-۷)$$

با توجه به اینکه به ازاء تمام مقادیر f_o حاشیه بهره عدد بسیار بزرگی است بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که GM معیار مناسبی برای طرح مدار نیست. علاوه‌بر آن با توجه به مطالب فصل ششم که Q تعیین‌کننده پاسخ فرکانس یک سیستم مرتبه دو است ، منطقی است که ارتباطی بین Q و PM وجود داشته و معیار پاسخ فرکانس مناسب در حوزه فرکانس **حاشیه فاز** PM باشد. برای سیستم مرتبه دوم عبارت PM بر حسب Q از رابطه (۷-۸) بدست می‌آید :

$$PM = \tan^{-1}\sqrt{\frac{2Q^2}{2Q^2(Q^2+1) - 1}} \qquad (۷-۸ \text{ الف})$$

در رابطه (۷-۸ الف) PM بر حسب رادیان است. اثبات این رابطه در مسئله‌ای در پایان فصل به عهده دانشجویان واگذار می‌شود. شکل (۷-۲) تغییرات PM را بر حسب پارامترهای ζ و Q نشان می‌دهد. در

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲ تغییرات حاشیه فاز بر حسب ضریب‌های میرایی ξ و کیفیت Q

محدوده مناسب در طرح تقویت‌کننده‌ها رابطه (۷-۸الف) را می‌توان به صورت خطی با رابطه (۷-۸ب) تقریب زد که بصورت خط چین در شکل (۷-۲) مشخص شده است.

$$PM = \frac{۵۰^\circ}{Q} \qquad (۷-۸ب)$$

در رابطه (۷-۸ب) PM بر حسب درجه است.

با توجه به اینکه در طرح تقویت‌کننده‌ها عموماً $Q = ۰٫۷۰۷$ انتخاب می‌شود. بنابراین معیار طراحی تقویت‌کننده‌ها با تابع انتقال مرتبه دو:

$$PM = ۶۰^\circ \qquad (۷-۹)$$

است. برای تقویت‌کننده‌ها با مرتبه بالاتر $۵۰^\circ \le PM \le ۶۰^\circ$ انتخاب می‌شود. در این شرایط برآمدگی قابل ملاحظه‌ای در پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته وجود ندارد.

۷-۲ روشهای جبران تقویت‌کننده‌ها در میدان فرکانس

در بخش قبل معیارهای مناسب جهت بدست آوردن پاسخ مسطح برای تقویت‌کننده‌های فیدبک بر اساس حاشیه فاز مشخص شد. در این بخش روش‌های مختلف طراحی تقویت‌کننده‌ها معرفی می‌شود. مثالی که در این بخش در نظر گرفته می‌شود و انواع مختلف جبران در مورد آن بررسی می‌شود، تقویت‌کننده سه طبقه مثال (۶-۳) با فیدبک جریان سری در شکل (۶-۱۱) است.

۷-۲-۱ جبران با فیدبک مقاومتی

در این روش تابع انتقال شبکه فیدبک ثابت و مستقل از فرکانس است. عناصر شبکه فیدبک چنان تعیین

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

می‌شوند که PM مطلوب برای پاسخ فرکانس مناسب بدست آید. با توجه به اینکه فیدبک مقاومتی است، با تغیر فیدبک فقط قدر مطلق بهره حلقه تغییر می‌کند و در عبارت فاز تغییری بوجود نمی‌آید. به این علت به این روش **جبران بهره** (gain compensation) گفته می‌شود.

مثال ۷-۱

در تقویت‌کننده شکل (۷-۳) با فیدبک جریان - سری ترانزیستورهایی به مشخصات :

$$\beta_o = ۵۰ \ , r_x = ۲۵\ \Omega \ , r_\pi = ۲۵۰\ \Omega \ , g_m = ۲۰۰\ m\Omega^{-1} \ , C_\mu = ۵\ pF \ , C_\pi = ۵۰\ pF$$

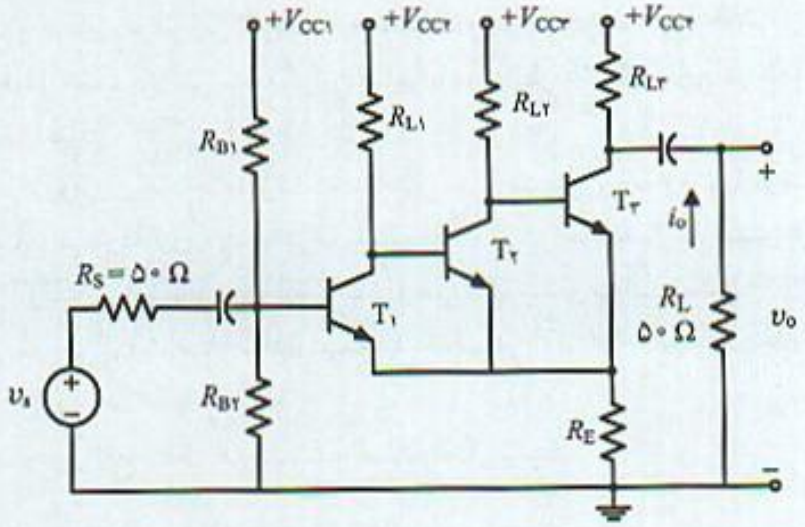
بکار رفته‌اند. پاسخ فرکانس اندازه گیری شده این تقویت‌کننده در شکل (۷-۵) نشان داده شده است. در مورد این تقویت‌کننده فرضهای زیر را بررسی کنید :

الف) حداکثر مقدار مقاومت R_E و ضریب عدم حساسیت در مرز ناپایداری چقدر است؟
ب) مقاومت R_E و ضریب عدم حساسیت برای پاسخ فرکانس مناسب $PM = ۶۰°$ چقدر است؟
ج) بهره ولتاژ باند میانی و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته در فرض (ب) چگونه است؟
د) برای ضریب عدم حساسیت ۵۰ مقاومت R_E و پایداری تقویت‌کننده را بررسی کنید.
ه) مدار را با نرم‌افزار spice بررسی و نتایج حاصل را با روش‌های تقریبی مقایسه نمایید.

سایر عناصر بکار رفته در مدار مقاومت‌های :

بزرگ و قابل صرفنظر : $R_{B۱}$, $R_{B۲}$, $R_{L۳}$, $R_{L۲}$, $R_{L۱}$ و $R_S = R_L = ۵۰\ \Omega$

می‌باشند.

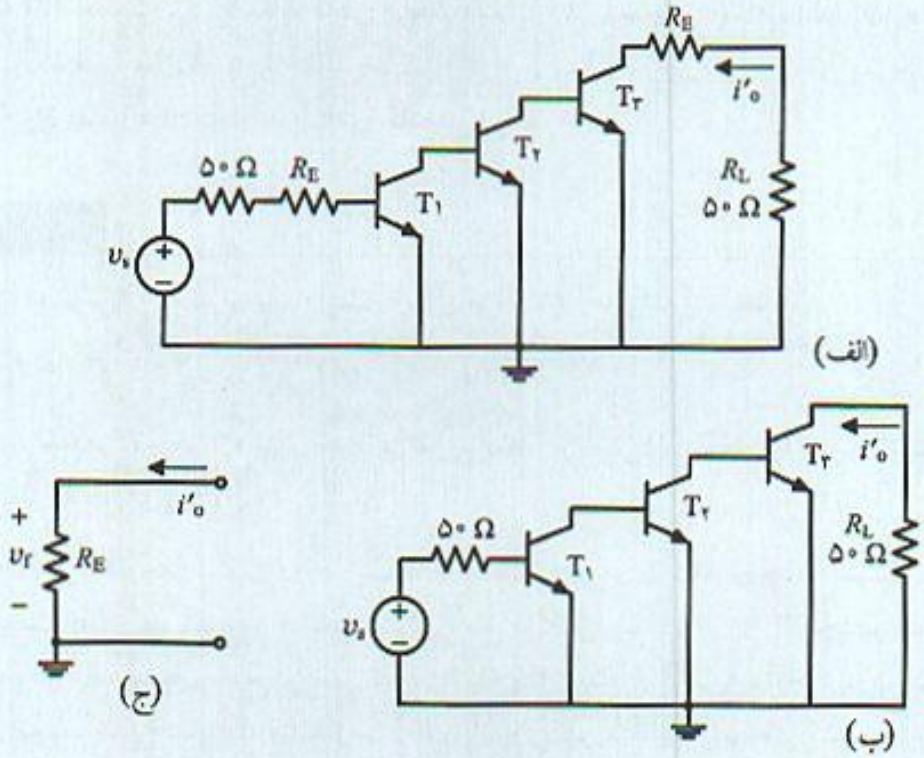


شکل ۷-۳ تقویت‌کننده ۳ طبقه با فیدبک جریان سری مثال (۷-۱)

الف) با توجه به نوع فیدبک بکار رفته، جریان سری، مدار معادل تقویت‌کننده اصلی با اتصال باز کردن خروجی و ورودی بدست می‌آید که در شکل (۷-۴ الف) نشان داده شده است. این مدار با این فرض بدست

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۴ تقویت‌کننده اصلی ۳ طبقه مثال (۷-۱) : الف) مدار معادل کامل، ب) مدار ساده شده، ج) مدار فیدبک

آمده است که جریان خروجی، جریان ترانزیستور طبقه آخر، خیلی بیشتر از جریان امیتر سایر ترانزیستورها است و ولتاژی که دو سر مقاومت امیتر وجود دارد فقط متناسب با جریان خروجی است. البته این فرض کاملاً دقیق نیست و خطایی در اثر این تقریب در محاسبات وجود دارد. هم‌چنین خطایی از جهت ورودی وجود دارد که در فصل ششم بررسی شد. بنابراین اساساً باید در نظر داشت خطایی در محاسبات به روش تقریبی فیدبک وجود دارد.

مقاومت R_E در ورودی و خروجی تقویت‌کننده اصلی بصورت سری با مقاومت بار و منبع قرار گرفته و بر تقویت‌کننده اصلی اثر بارگذاری دارد. با فرض اینکه مقدار آن در مقایسه با مقاومتهای ذکر شده خیلی کوچکتر باشد اثر بارگذاری آن قابل صرفنظر است و می‌توان مدار معادل شکل (۷-۴ ب) را بعنوان تقویت‌کننده اصلی در نظر گرفت. مدار معادل شبکه فیدبک نیز در شکل (۷-۴ ج) رسم شده ضریب فیدبک $f_o = R_E$ است.

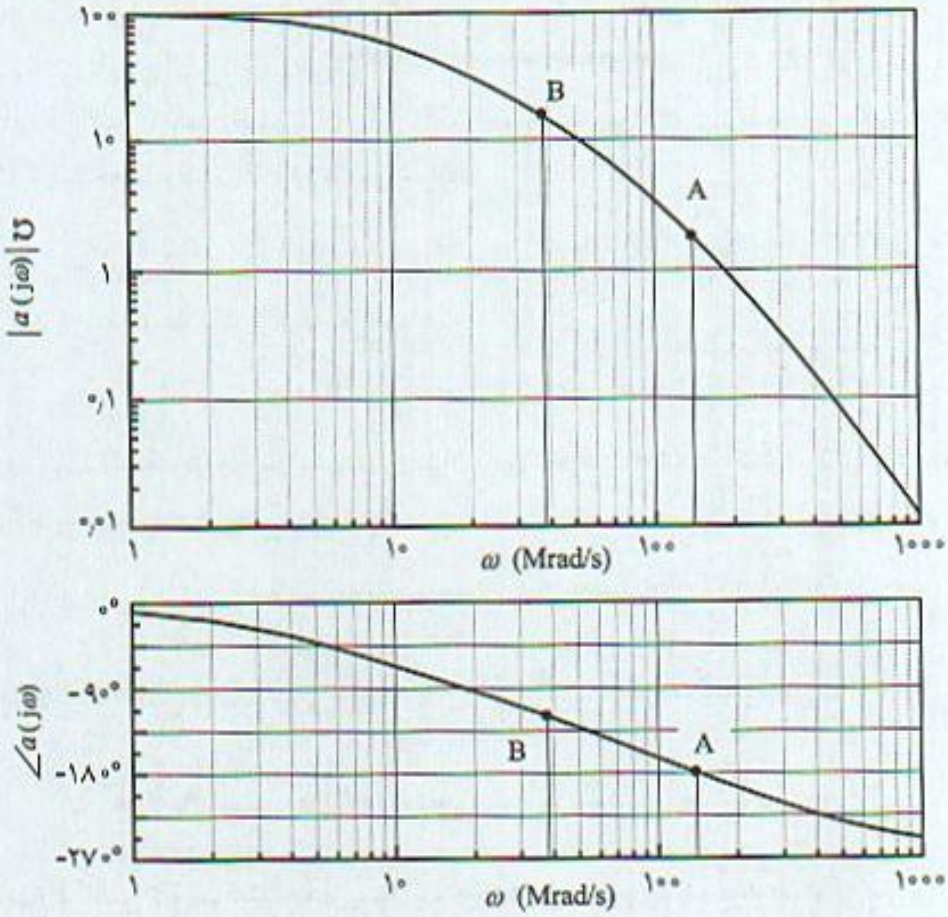
با توجه به بحث فوق تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی و مدار فیدبک :

$$a(s) = \frac{i'_o}{v_s}\,\Omega^{-1}, \qquad f_o = \frac{v_f}{i'_o} = R_E\ (\Omega) \qquad \text{(۷-۱۰ الف)}$$

به همین علت پاسخ فرکانس بهره تقویت‌کننده اصلی در شکل (۷-۵) بر حسب مهو (mho) رسم شده است. از این منحنی ملاحظه می‌شود فرکانس قطع ۳ dB تقویت‌کننده اصلی :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۵ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده اصلی شکل (۷-۴): الف) منحنی قدر مطلق، ب) منحنی فاز

$$\omega_H = ۷ \text{ Mrad/s} \quad \Rightarrow \quad f_H = ۱٫۱۵ \text{ MHz} \qquad (۷-۱۰ \text{ ب})$$

می‌باشد.

مرز ناپایداری برای محاسبه مقاومت R_E در مرز ناپایداری با توجه به منحنی فاز تقویت‌کننده اصلی، فرکانس بحرانی (فرکانسی که زاویه فاز °۱۸۰ − است) $\omega_c = ۱۴۰$ Mrad/s و بهره تقویت‌کننده اصلی در این فرکانس $|a(j\omega_c)| = ۱٫۸$ است. این مشخصات در نقطه A روی منحنی قدر مطلق و فاز در شکل (۷-۵) نشان داده شده است. بنابراین شرط پایداری تقویت‌کننده آن است که:

$$|T(j\omega_c)| = |af_o(j\omega_c)| < ۱ \quad \Rightarrow \quad f_o < \frac{۱}{|a(j\omega_c)|} = \frac{۱}{۱٫۸}, \quad f_{o(max)} = ۰٫۵۵\,\Omega \qquad (۷-۱۱)$$

در نتیجه به ازاء $R_E \geq ۰٫۵۵\,\Omega$ تقویت‌کننده با فیدبک ناپایدار و بازاء $R_E < ۰٫۵۵\,\Omega$ پایدار است. حداکثر ضریب عدم حساسیت ممکن $D_{o(max)} = ۱ + a_o f_{o(max)} = ۵۶$ می‌باشد.

ب) پاسخ فرکانس مناسب برای پاسخ فرکانس مناسب با توجه به معیار طراحی در میدان فرکانس $(PM = ۶۰°)$:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$PM = ۱۸۰° + \varphi = ۶۰° \Rightarrow \varphi = -۱۲۰°$$

پس روی منحنی فاز فرکانسی تعیین می‌شود که زاویه آن °۱۲۰ – است. در این فرکانس لازم است بهره حلقه "۱" شود. این فرکانس با نقطه B در شکل (۷-۵) مشخص شده است. در این نقطه بهره تقویت‌کننده اصلی ۱۵٫۵ است. در نتیجه مقاومت R_E لازم در این شرایط :

$$\varphi = -۱۲۰° \Rightarrow \omega_g = ۳۸٫۸ \text{ Mrad/s} \Rightarrow |a(j\omega_g)| = ۱۵٫۵$$

و بنابراین بهترین مقدار فیدبک برای پاسخ مسطح :

$$|a f_o(j\omega_g)| = ۱ \Rightarrow f_{o(opt)} = ۰٫۰۶۵\,\Omega$$

مقدار ضریب فیدبک در این شرایط $f_{o(opt)}$ نشان داده شده است. مشخصات مهم تقویت‌کننده با فیدبک با پاسخ فرکانس مناسب :

$$D_{o(opt)} = ۱ + a_o f_o = ۷٫۵ \quad \text{(ضریب عدم حساسیت)}$$

$$A_o = \frac{a_o}{۱ + a_o f_o} = \frac{۱۰۰}{۷٫۵} = ۱۳٫۳۳\,\Omega^{-۱} \quad \text{(بهره هدایت انتقالی در باند میانی)}$$

$$A_{Vo} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_L i_o}{v_s} = R_L A_o = -۶۶۶٫۶۶ \quad \text{(بهره ولتاژ باند میانی)}$$

ج) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته را می‌توان از رابطه اصلی فیدبک و در فرکانس‌های مختلف :

$$A(j\omega) = \frac{a f(j\omega)}{۱ + a f(j\omega)} \qquad \text{(۷-۱ الف)}$$

بدست آورد که در شکل (۷-۶) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود برآمدگی مختصری در پاسخ فرکانس وجود دارد و پهنای باند مدار ۶٫۹ MHz است و در مقایسه با تقویت‌کننده اصلی افزایش قابل ملاحظه‌ای دارد.

د) طرح تقویت‌کننده با ضریب عدم حساسیت ۵۰ برای این مقدار ضریب عدم حساسیت لازم است مقاومت فیدبک مدار :

$$۱ + a_o f_o = ۵۰ \Rightarrow f_o = R_E = ۰٫۴۹\,\Omega$$

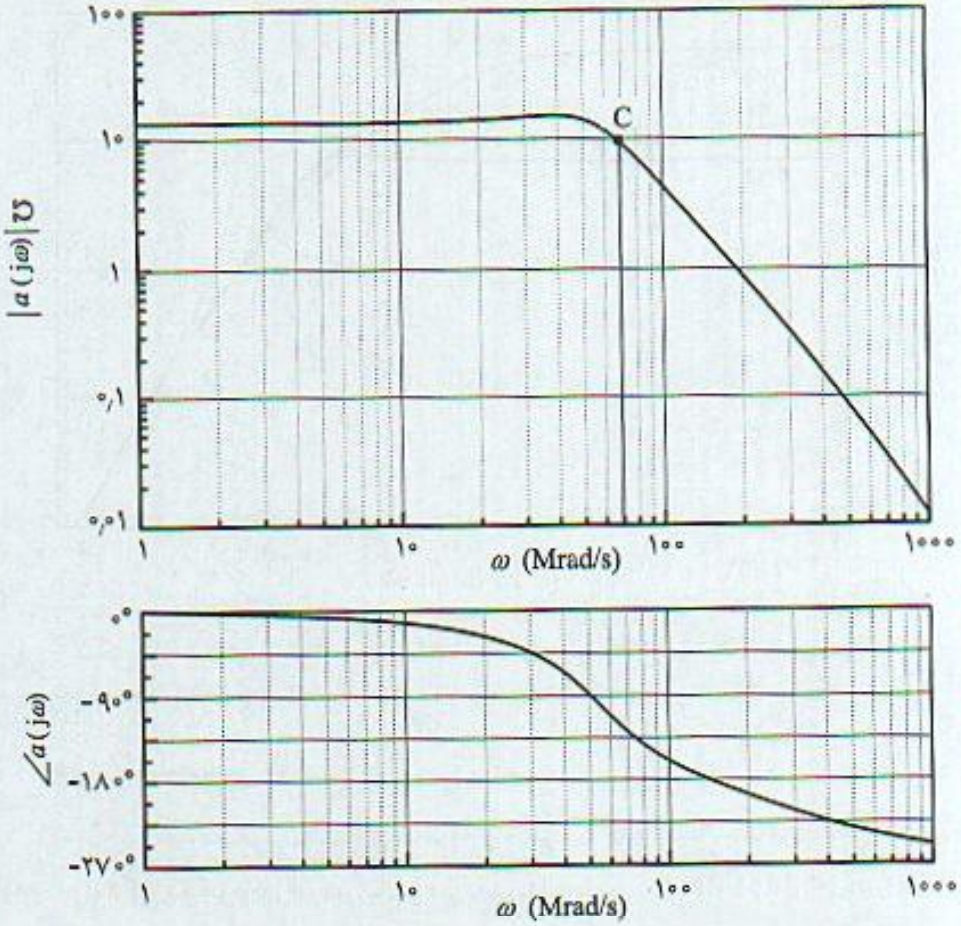
انتخاب شود. برای تعیین وضعیت پایداری GM به ازاء فیدبک $f_o = ۰٫۴۹$ محاسبه می‌شود.

$$GM = \frac{۱}{|T(j\omega_c)|} = \frac{۱}{|a f_o(j\omega_c)|} = \frac{۱}{f_o |a(j\omega_c)|} = ۱٫۱۳۳, \quad GM = ۱٫۰۹\,\text{dB}$$

که نشان می‌دهد تقویت‌کننده پایدار است. برای تعیین پاسخ فرکانس، PM به ازاء $R_E = ۰٫۴۹\,\Omega$ محاسبه و با استفاده از رابطه (۷-۸ب) Q قطب‌های موهومی تعیین می‌شود. ابتدا لازم است فرکانس بهره حلقه واحد ω_g را محاسبه نمود. در این فرکانس :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۶ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده فیدبک مثال (۷-۱) با پاسخ فرکانس مسطح و مقاومت فیدبک ۰٫۰۶۵ Ω

$$|T(j\omega_g)| = ۱ \quad \Rightarrow \quad |a(j\omega_g)| = \frac{۱}{f_o} = \frac{۱}{۰٫۴۹} = ۲٫۰۴$$

بنابراین روی منحنی قدر مطلق بهره تقویت‌کننده اصلی فرکانسی تعیین می‌شود که دارای بهره ۲٫۰۴ است، این فرکانس ω_g است و در شکل (۷-۵) با نقطه B و $\omega_g = ۱۲۰$ Mrad/s مشخص است. زاویه فاز بهره حلقه در این فرکانس $\varphi = -۱۷۴°$ و در نتیجه:

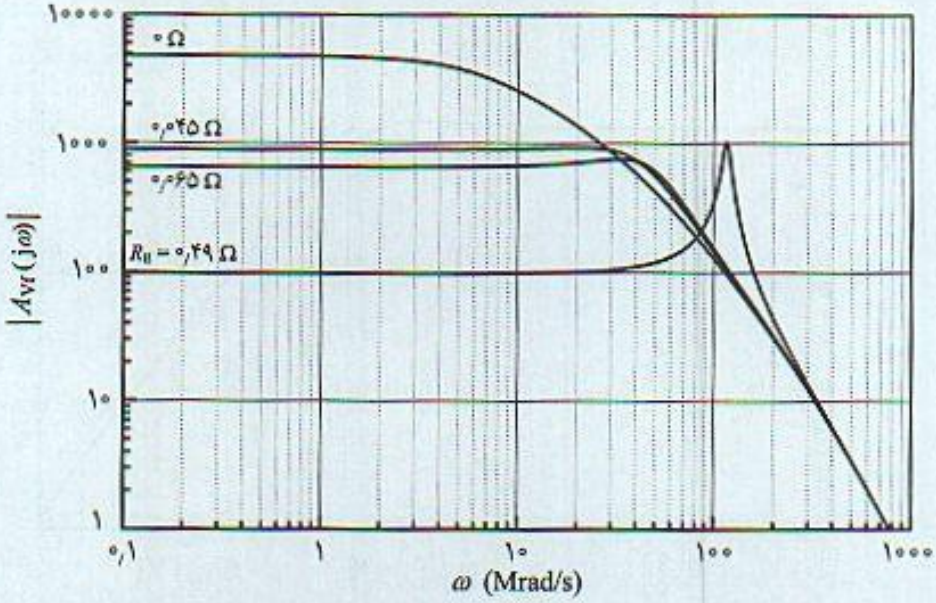
$$PM = ۱۸۰° + \varphi = ۱۸۰° - ۱۷۴° = ۶° \quad \Rightarrow \quad Q = \frac{۵۰}{PM} = \frac{۵۰°}{۶°} = ۸٫۳۳$$

با توجه به مقدار زیاد Q ملاحظه می‌شود تقویت‌کننده پایدار اما در پاسخ فرکانس برآمدگی زیادی وجود دارد.

هـ) بررسی دقیق تقویت‌کننده با فیدبک با نرم‌افزار spice بررسی و پاسخ فرکانس بهره ولتاژ مدار اندازه‌گیری و نتایج بررسی در شکل (۷-۷) خلاصه شده است. ملاحظه می‌شود پاسخ مسطح با $R_E = ۰٫۰۴۵\Omega$ بدست می‌آید. با این مقاومت ضریب عدم حساسیت ۵٫۵ و پهنای باند تقویت‌کننده مدار بسته ۷٫۳۱ MHz است. به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰، پاسخ فرکانس دارای برآمدگی زیاد است.

POWEREN.IR

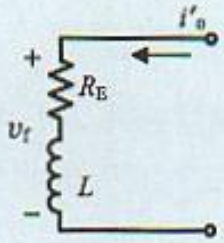
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۷ پاسخ فرکانس بهره ولتاژ تقویت‌کننده فیدبک مثال (۷-۱) با نرم‌افزار spice

۷-۲-۲ جبران‌کننده پیش فاز

در مثال (۷-۱) ملاحظه شد که تقویت‌کننده فیدبک به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰ پاسخ فرکانس مناسبی ندارد. برآمدگی موجود در آن تقریباً در فرکانس بحرانی ω_c = ۱۴۰ Mrad/s و نشان می‌دهد تقویت‌کننده فاصله چندانی با مرز پایداری ندارد. یک روش جبران تقویت‌کننده اصلاح مدار فیدبک است. مدار جبرانی که معمولاً استفاده می‌شود در شکل (۷-۸) نشان داده شده است که ترکیب سری سلف و مقاومت است. تابع انتقال شبکه فیدبک در این مدار تابعی از فرکانس:



شکل ۷-۸ جبران‌کننده پیش فاز
ترکیب سری مقاومت و سلف

$$f(s) = R_E + L\,s = R_E\left(1 + \frac{L}{R_E}s\right) \qquad (۱۲-۷)$$

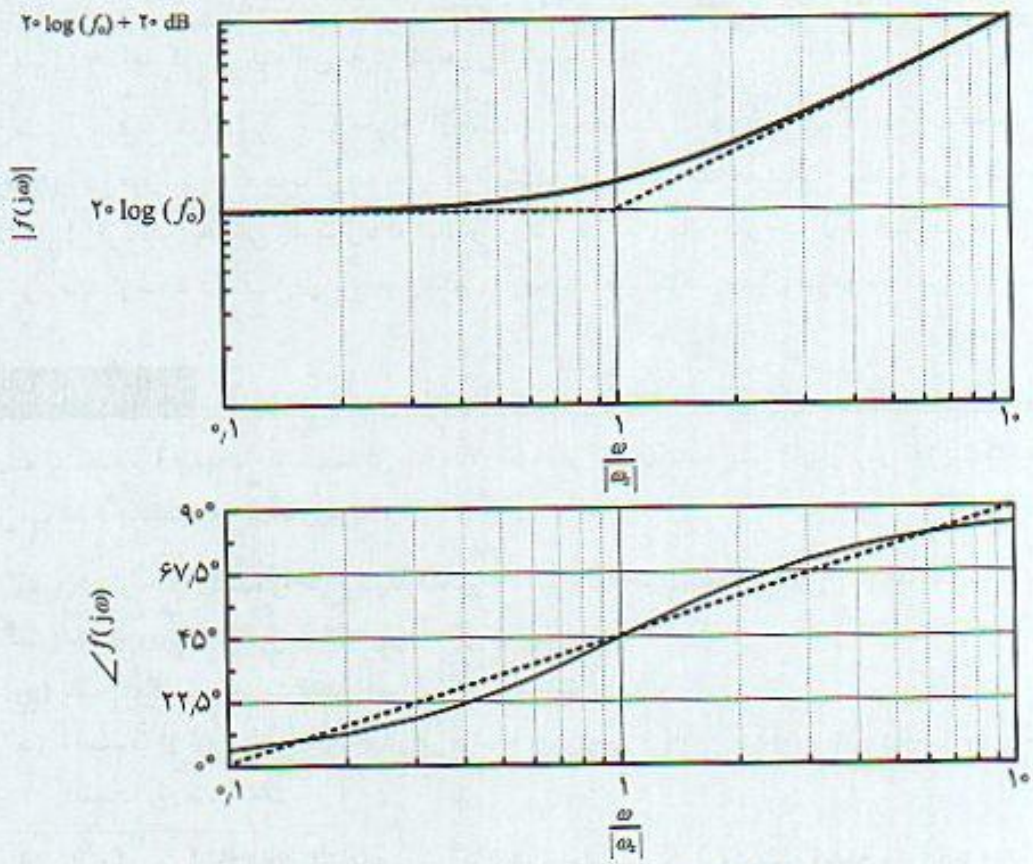
است. رابطه (۷-۱۲) را می‌توان بصورت (۷-۱۳) نیز نشان داد:

$$f(s) = f_o\left(1 + \frac{s}{s_z}\right) \quad \Rightarrow \quad f_o = R_E\,,\ s_z = \frac{R_E}{L} \qquad (۱۳-۷)$$

نمودار پاسخ فرکانس مدار جبران‌کننده $f(j\omega)$ در شکل (۷-۹) نشان داده شده است. پاسخ فاز نشان می‌دهد که زاویه فاز این مدار همواره مثبت است. در فرکانس‌های خیلی پایین زاویه فاز °۰، در محل صفر

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۹ پاسخ فرکانس جبران‌کننده پیش فاز

تابع انتقال و در فرکانسهای خیلی بالا زاویه فاز بترتیب °۴۵+ و °۹۰+ است. در شکل (۷-۹) مجانب‌های پاسخ فرکانس بعنوان نمودار بد (Bode) مدار فیدبک نیز رسم شده‌اند. به علت اینکه زاویه فاز همواره مثبت است به این روش **جبران پیش فاز** (Lead Compensation) گفته می‌شود. با استفاده از این مدار به عنوان جبران‌کننده، عبارت کامل بهره حلقه بصورت:

$$T(s) = a(s)f(s) = a(s)f_0\left(1 + \frac{s}{s_z}\right)$$

است. بنابراین قدر مطلق و فاز بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده

$$\left|T(j\omega)\right| = \left|a f_0(j\omega)\right| \left|1 + j\frac{\omega}{s_z}\right| \qquad \text{(۷-۱۴ الف)}$$

$$\angle T(j\omega) = \angle a f_0(j\omega) + \angle 1 + j\frac{\omega}{s_z} \qquad \text{(۷-۱۴ ب)}$$

رابطه (۷-۱۴ ب) نشان می‌دهد فاز مثبت جبران‌کننده با عبارت فاز تقویت‌کننده اصلی جمع می‌شود و می‌تواند تغییر مهمی در عبارت فاز بهره حلقه خصوصاً حوالی فرکانس بحرانی ایجاد نماید. در فرکانس‌های خیلی بالا، به فاز تقویت‌کننده اصلی °۹۰ + جمع شده و سبب می‌شود فاز بهره حلقه در حالت

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بدون جبران که °۲۷۰ − است به °۱۸۰ − برسد. علاوه‌بر تغییرات مهم فاز، قدر مطلق بهره حلقه نیز تغییر مختصری خواهد کرد که البته این تغییرات تعیین‌کننده نیست.

سئوال مهم در مورد این روش جبران آن است که محل صفر تابع انتقال فیدبک در چه محلی قرار داده شود؟ در این مورد باید گفت با توجه به اینکه از شیفت فاز مثبت مدار فیدبک استفاده می‌شود، **صفر مدار فیدبک**، در **فرکانس بحرانی** ω_c قرار داده شده و از °۴۵ + انتقال فاز مدار جبران در این فرکانس استفاده می‌شود. باید توجه کرد که بیش از این مقدار انتقال فاز بعلت تغییرات قدر مطلق بهره حلقه نمی‌توان استفاده کرد.

مثال ۷-۲

در تقویت‌کننده با فیدبک جریان سری مثال (۷-۱) مدار جبران‌کننده پیش فاز را برای تقویت‌کننده و برای ضریب عدم حساسیت ۵۰ بکار ببرید و:

الف) مدار جبران‌کننده را طرح کنید. مقادیر حاصل را با جبران‌کننده مثال (۶-۳) مقایسه کنید.

ب) پس از جبران مقادیر حاشیه بهره و فاز تقویت‌کننده با فیدبک را مشخص کنید.

ج) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده جبران شده را بدست آورید.

د) با استفاده از نرم‌افزار spice مدار طرح شده را بررسی و پاسخ فرکانس بهره ولتاژ تقویت‌کننده با فیدبک را رسم کنید.

حل

الف) مدار جبران‌کننده: با توجه به ضریب عدم حساسیت ۵۰ و مقدار فیدبک در باند میانی از مثال (۷-۱) به مقدار Ω ۰٫۴۹ و با استفاده از °۴۵ + شیفت فاز در فرکانس ω_c:

$$s_z = \omega_c = ۱۴۰ \text{ Mrad/s} \quad \Rightarrow \quad L = \frac{R_E}{\omega_c} = \frac{۰٫۴۹\ \Omega}{۱۴۰ \text{ Mrad/s}} = ۳٫۵ \text{ nH} \qquad (۷-۱۵)$$

در مثال (۶-۳) فصل ششم و با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها مقدار سلف nH ۴٫۵ محاسبه شده است.

ب) حاشیه بهره: با توجه به اینکه در فرکانسهای بالا انتقال فاز °۹۰ + بدست می‌آید، فاز عبارت بهره حلقه از مقدار °۲۷۰ − به °۱۸۰ − می‌رسد. بنابراین فرکانس بحرانی جدید در مدار جبران شده در مقایسه با مثال (۷-۱) و با فیدبک مقاومتی (۱۴۰ Mrad/s) به فرکانسهای بسیار بالا انتقال می‌یابد. در این فرکانس‌ها بهره حلقه مقدار بسیار کمی است و بنابراین GM تقویت‌کننده جبران شده بسیار بزرگ و بینهایت خواهد شد. این مطلب به این مفهوم است که با جبران مدار، مرتبه تابع انتقال تقویت‌کننده از "۳" با فیدبک مقاومتی با این جبران به مرتبه "۲" تبدیل شده است. این مطلب از نمودار پاسخ فرکانس بهره حلقه نیز که در شکل (۷-۱۰) نشان داده شده است به وضوح دیده می‌شود.

ج) حاشیه فاز: با توجه به پاسخ فرکانس بهره حلقه رسم شده در شکل (۷-۱۰) ابتدا فرکانس بهره حلقه واحد، ω_g تعیین می‌شود. این فرکانس با نقطه D در شکل (۷-۱۰) نشان داده شده است.

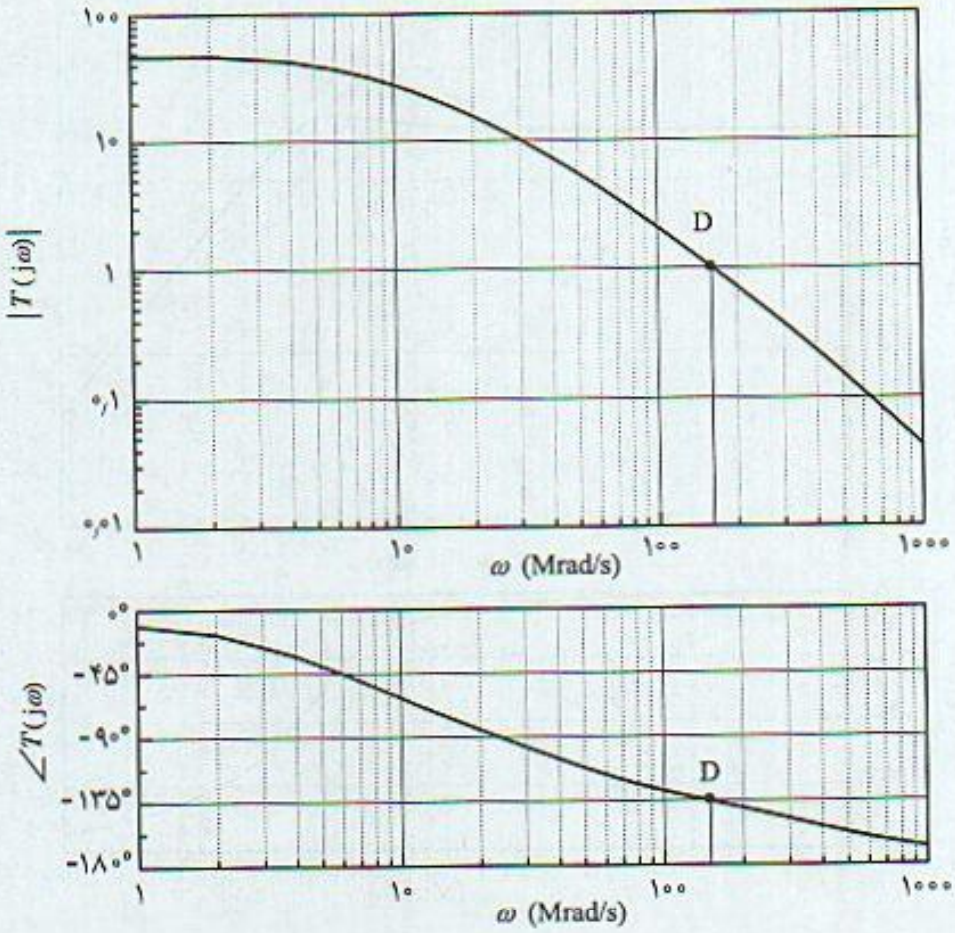
$$|T(j\omega_g)| = ۱ \quad \Rightarrow \quad \omega_g = ۱۵۰ \text{ Mrad/s} \qquad (۷-۱۶ \text{ الف})$$

در این فرکانس زاویه فاز بهره حلقه °۱۳۵ − = φ و بنابراین:

$$PM = ۱۸۰° + \varphi = ۴۵° \qquad (۷-۱۶ \text{ ب})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۰ پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده با جبران‌کننده پیش فاز

بنابراین Q قطب‌های موهومی تقریباً ۱٫۱۱ و برآمدگی مختصری در پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته وجود خواهد داشت. این پاسخ فرکانس در شکل (۷-۱۱) رسم شده است. سایر مشخصات تقویت‌کننده جبران شده به شرح زیر است.

$$D_0 = ۱ + a_0 f_0 = ۵۰$$

$$A_0 = \frac{a_0}{۱ + a_0 f_0} = \frac{۱۰۰}{۵۰} = ۲ \qquad (۷-۱۶ج)$$

$$A_{V0} = \frac{v_0}{v_s} = R_L \frac{i_0}{v_s} = R_L A_0 = ۱۰۰$$

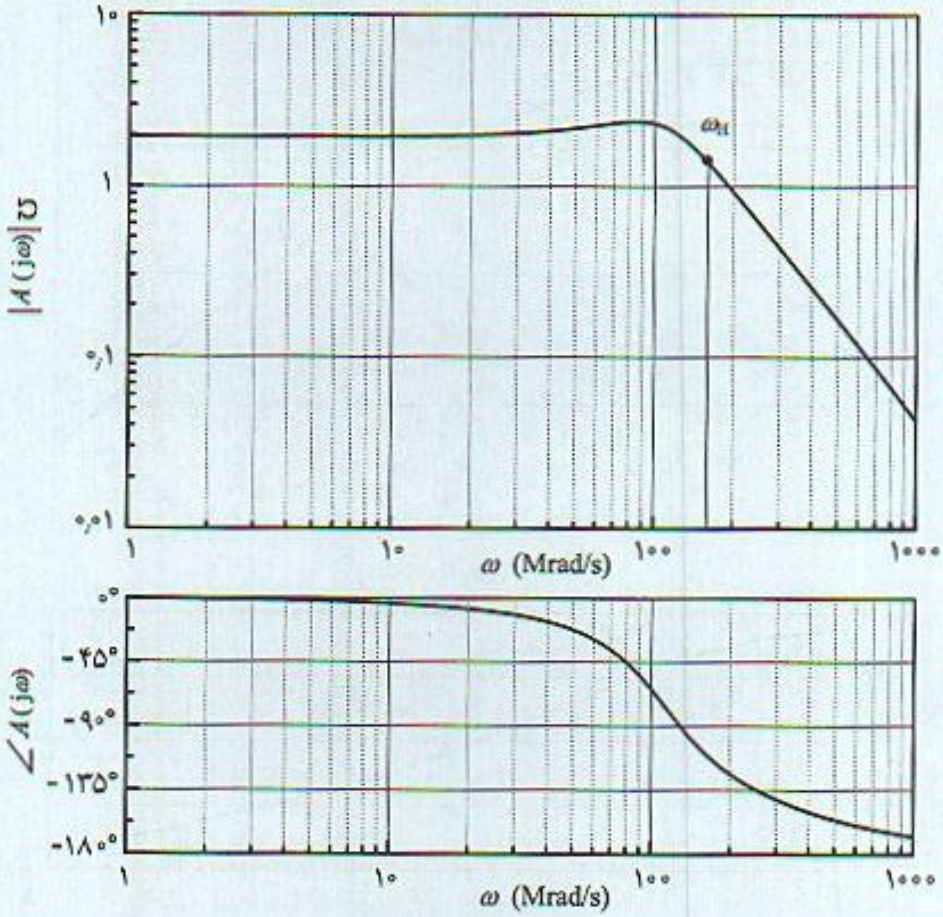
$$\omega_H = ۱۶۰ \text{ Mrad/s} \quad \Rightarrow \quad f_H = ۲۵٫۴۷ \text{ MHz}$$

که نشان می‌دهد پهنای باند تقویت‌کننده با فیدبک به میزان زیادی افزایش یافته است.

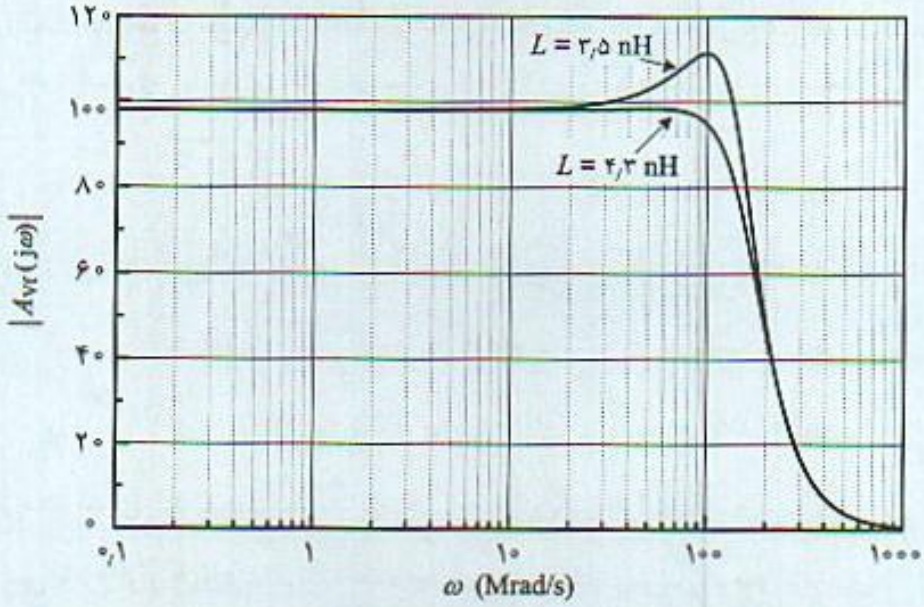
د) بررسی با نرم‌افزار spice : تقویت‌کننده جبران شده با مدار پیش‌فاز توسط نرم‌افزار spice بررسی و بهره ولتاژ تقویت‌کننده مدار بسته به ازاء ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰ اندازه‌گیری شده است. شکل (۷-۱۲) نتیجه محاسبات را نشان می‌دهد. با $L = ۳٫۵$ nH برآمدگی مختصری در پاسخ فرکانس وجود دارد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۱ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته با ضریب عدم حساسیت ۵۰ و با جبران‌کننده پیش فاز



شکل ۷-۱۲ پاسخ فرکانس بهره ولتاژ تقویت‌کننده مدار بسته مثال (۷-۲) از نرم‌افزار spice

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

برای کاهش این برآمدگی L را قدری افزایش داده و ملاحظه می‌شود با $L = ۴٫۳\ \text{nH}$ پاسخ فرکانس کاملا مسطح با پهنای باند ۲۵٫۴۵ MHz بدست می‌آید. مقایسه جبران پیش فاز با روش‌های جبران در فصل ششم نشان می‌دهد روش مکان هندسی ریشه‌ها برآورد دقیق‌تری از عناصر مدار جبران را تعیین می‌کند.

۷-۲-۳ جبران قطب موثر

در بخش (۶-۶-۳) جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک به روش قطب موثر با اضافه کردن خازن بزرگ به تقویت‌کننده اصلی بررسی شد. با روش تقریبی و با استفاده از ثابت زمانی محل قطب کوچک تقویت‌کننده مشخص و خصوصیات مهم این روش جبران مطرح شد. اما در میدان فرکانس محاسبات این روش جبران ساده‌تر و سریع‌تر انجام می‌شود. قبل از پرداختن به این روش و کاربرد آن در یک تقویت‌کننده خاص، ابتدا با یک مثال جزئیات این روش جبران معرفی می‌شود.

مثال ۷-۳

در یک مدار فیدبک با تابع انتقال بهره حلقه:

$$a f_o(s) = \frac{a_o f_o}{(۱ + s)^۳}, \quad a_o f_o = ۱۰, \quad D_o = ۱۱, \quad s : (\text{rad/s}) \qquad \text{(۱-۷ الف)}$$

الف) مقادیر PM و GM را مشخص و در مورد پایداری تقویت‌کننده توضیح دهید.
ب) یکی از قطب‌ها به $s = -۰٫۱$ منتقل می‌شود. در این حالت پایداری تقویت‌کننده چگونه است.
ج) در حالت (ب) فرض کنید قطب مذکور به $s = -۰٫۰۱$ منتقل می‌شود فرض (ب) را تکرار کنید.
د) دو حالت را با هم مقایسه و اثر قطب موثر را بر پاسخ فرکانس بهره حلقه ارزیابی کنید.

شکل (۷-۱۳) پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده را در شرایط مختلف ذکر شده نشان می‌دهد. در هر یک از موارد با تعیین GM و PM وضعیت پایداری مشخص می‌شود.

حل الف) ۳ قطب تابع انتقال روی هم قرار دارند. برای محاسبه GM و PM با استفاده از شکل (۷-۱۳) و مقادیر نشان داده شده بانقطه A ملاحظه می‌شود:

$$\omega_c = ۱٫۷\ \text{rad/s}, \ |T(j\omega_c)| = ۱٫۳ \Rightarrow GM = \frac{۱}{۱٫۳} = ۰٫۷۶۹, \ GM = -۲٫۲۷۸\ \text{dB}$$

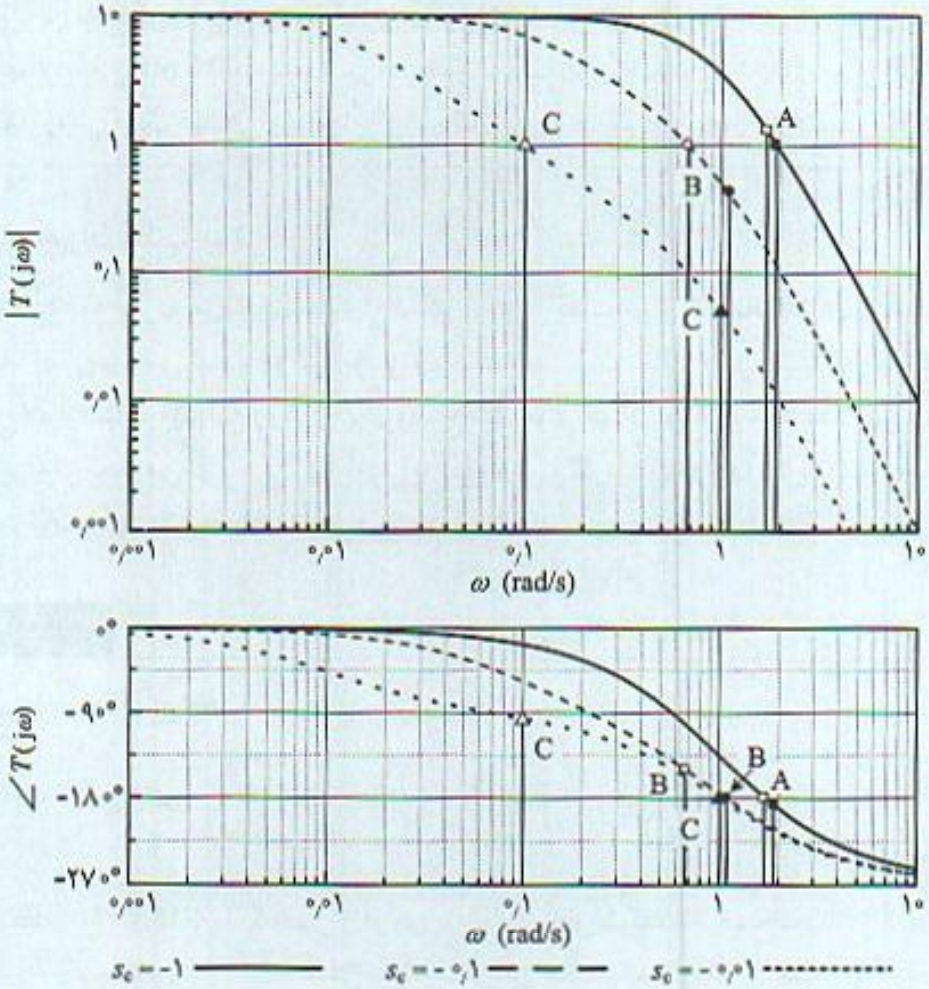
$$|T(j\omega_g)| = ۱ \Rightarrow \omega_g = ۱٫۹\ \text{rad/s}, \ \varphi = -۱۸۷^\circ \Rightarrow PM = -۷^\circ$$

بنابراین در شرایطی که ۳ قطب رویهم قرار دارند تقویت‌کننده نوسانی و دارای نوساناتی با فرکانس ۱٫۷ rad/s است.

ب) یکی از قطب‌های موجود در $s_c = ۱$ به $s_c = -۰٫۱$ منتقل شده است. مقادیر حاشیه بهره و فاز با توجه به فرکانس‌های ω_c و ω_g در نقطه B:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۳ پاسخ فرکانس بهره حلقه مثال (۷-۴) در شرایط مختلف

$$\omega_c = ۱٫۱ \text{ rad/s}, \ |T(j\omega_c)| = ۰٫۴۳ \quad \Rightarrow \quad GM = \frac{۱}{۰٫۴۳} = ۲٫۳۲۵, \ GM = ۷٫۳۳ \text{ dB}$$

$$|T(j\omega_g)| = ۱ \quad \Rightarrow \quad \omega_g = ۰٫۶۸ \text{ rad/s}, \ \varphi = -۱۵۰^\circ, \ PM = ۳۰^\circ$$

ج) در این حالت قطب موثر به فرکانس بسیار پایین‌تری در مقایسه با حالت (ب) منتقل شده است و مقادیر GM و PM با توجه به مقادیر ω_c و ω_g در نقطه C :

$$\omega_c = ۱ \text{ rad/s}, \ |T(j\omega_c)| = ۰٫۰۵ \quad \Rightarrow \quad GM = \frac{۱}{۰٫۰۵} = ۲۰ \quad \Rightarrow \quad GM = ۲۶ \text{ dB}$$

$$|T(j\omega_g)| = ۱ \quad \Rightarrow \quad \omega_g = ۰٫۱ \text{ rad/s}, \ \varphi = -۹۷٫۵^\circ, \ PM = ۸۲٫۵^\circ$$

مقایسه سه حالت نشان می‌دهد که در فرض (الف) اساساً تقویت‌کننده مدار بسته با تابع بهره حلقه در رابطه (۷-۱۷) ناپایدار است. در حالت دوم تقویت‌کننده با قطب کوچک $s_c = -۰٫۱$ پایدار شده اما با توجه به مقدار PM به مرز ناپایداری نزدیک و پاسخ فرکانس مناسبی بدست نمی‌آید. در حالت سوم که قطب تغییر یافته خیلی کوچک می‌شود علاوه‌بر آنکه تقویت‌کننده پایدار شده است پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بسته نیز فاقد برآمدگی خواهد بود. با توجه به شکل (۷-۱۳) نتایج زیر را می‌توان دید:

- با ایجاد قطب کوچک تغییرات مهمی در بهره حلقه در فرکانس‌های بالا و خصوصاً حوالی فرکانس بحرانی ω_c بوجود آمده است. این تغییرات باعث کاهش مقدار بهره حلقه در فرکانس‌های بالا شده و تقویت‌کننده را برای ضریب عدم حساسیت مورد نیاز پایدار می‌سازد.
- تغییرات ایجاد شده در عبارت فاز بهره حلقه در فرکانسهای بالا و خصوصاً حوالی فرکانس ω_c قابل ملاحظه نیست. مقایسه حالت (ب) و (ج) نشان می‌دهد دو حالت دارای فرکانس ω_c تقریباً یکسانی هستند.
- مقدار انتقال فازی که قطب کوچک در عبارت بهره حلقه و در فرکانس‌های بالا (حوالی ω_c) ایجاد می‌کند تقریباً -۹۰° است و هر چه قطب کوچکتر باشد این تقریب دقیق‌تر خواهد بود.
- با توجه به مطالب فوق به قطبی، قطب موثر گفته می‌شود که در فرکانس بالا (حوالی ω_c) -۹۰° انتقال فاز ایجاد کند.
- جبران با قطب موثر پهنای باند مدار را کاهش می‌دهد.

سوال اساسی آن است که محل قطب کوچکتر چگونه محاسبه شود؟ به این مهم در دو مثال بعدی پاسخ داده می‌شود.

مثال ۷-۴

در تابع انتقال بهره حلقه مثال (۷-۳) یکی از قطب‌های $s = ۱$ به فرکانس‌های پایین‌تر s_p منتقل نمایید که:

الف) حاشیه بهره $+۶$ dB بدست آید.

ب) حاشیه فاز $+۶۰^\circ$ بدست آید. در این حالت حاشیه بهره چقدر است؟

حل برای حل این مسئله ابتدا یکی از قطب‌های $s = ۱$ را از عبارت بهره حلقه حذف و سپس قطب کوچکی در s_p برای شرایط موردنظر اضافه می‌شود. تابع انتقال بهره حلقه پس از حذف قطب کوچکتر شامل ۲ قطب مشابه است را با $a' f(j\omega)$ در رابطه (۷-۱۸) نشان داده و پاسخ فرکانس آن در شکل (۷-۱۴) ترسیم شده است.

$$a' f_o(s) = \frac{a_o f_o}{(۱ + s)^۲}, \quad a_o f_o = ۱۰ \qquad (۱۸-۷)$$

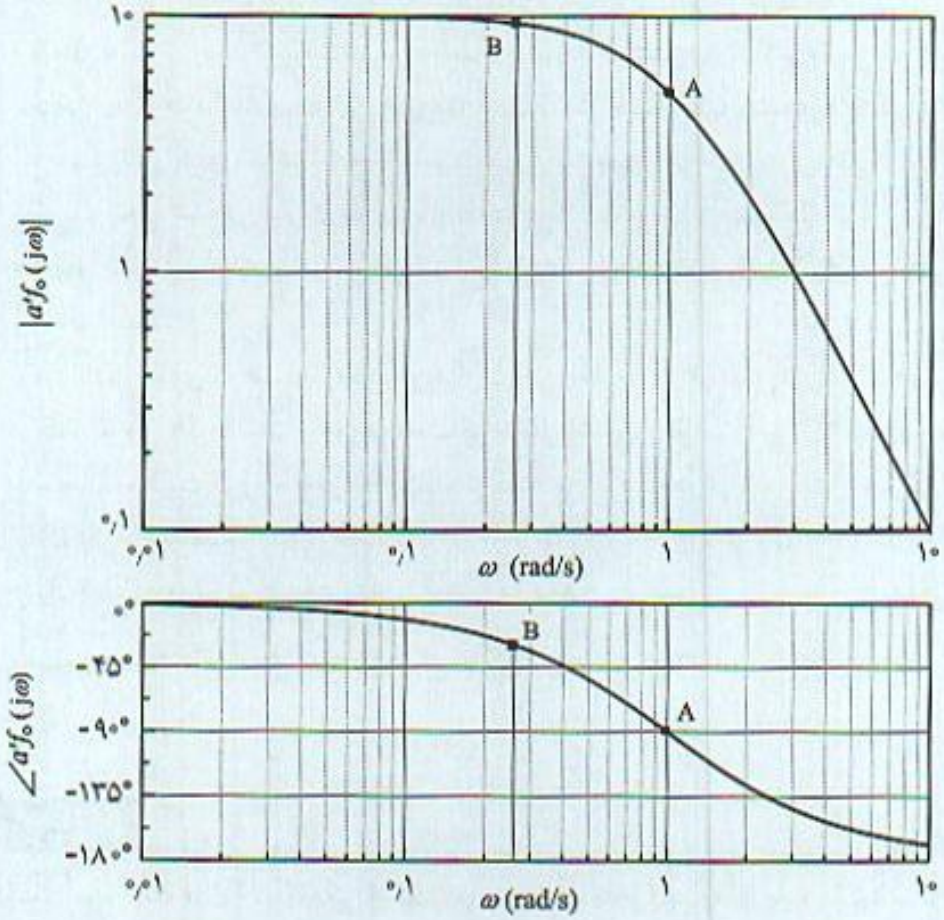
حال به تابع انتقال $a' f(j\omega)$ قطبی مناسب بر اساس معیارهای خواسته شده اضافه می‌شود. بنابراین رابطه بهره حلقه پس از اضافه شدن قطب کوچک:

$$T(s) = \frac{a' f_o(s)}{\left(۱ + \frac{s}{s_p}\right)} = \frac{۱۰}{\left(۱ + \frac{s}{s_p}\right)(۱ + s)^۲} \qquad (۱۹-۷)$$

است. با توجه به نتایج مثال (۷-۳) قطب اضافه شده قطب موثر است و در فرکانسهای بالا -۹۰° انتقال فاز را باعث می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۴ پاسخ فرکانس بهره حلقه مثال (۷-۴) باحذف یکی از قطب‌ها

الف) برای بدست آوردن $GM = ۶$ dB که از نظر عددی معادل $GM = ۴$ است:

$$GM = \frac{۱}{|T(j\omega_c)|} = ۴ \quad \Rightarrow \quad |T(j\omega_c)| = ۰٫۲۵ \qquad (۷-۲۰)$$

ابتدا لازم است فرکانس بحرانی ω_c، فرکانسی که زاویه بهره حلقه $-۱۸۰°$ است، تعیین شود. از $-۱۸۰°$ زاویه فاز، $-۹۰°$ مربوط به قطب موثر و $-۹۰°$ مربوط به سایر قطب‌ها است. بنابراین روی منحنی فاز عبارت $a'f(j\omega)$، شکل (۷-۱۲)، فرکانسی تعیین می‌شود که زاویه فاز $-۹۰°$ شود. این فرکانس برای مدار جبران شده فرکانس ω_c است. با توجه به اینکه دو قطب رویهم قرار دارند بنابراین فرکانس بهره حلقه واحد جبران شده $\omega_c = ۱$ rad/s، نقطه A در شکل (۷-۱۲)، است و در این فرکانس لازم است رابطه (۷-۲۰) برقرار باشد. در نتیجه:

$$|T(j\omega_c)| = ۰٫۲۵ = , \quad \left|T(j\omega_c)\right| = \frac{۱۰}{\left|\left(۱+\frac{s}{s_p}\right)(۱+s)^۲\right|_{s=j}} = ۰٫۲۵ \qquad (۷-۲۱ \text{ الف})$$

از حل رابطه فوق می‌توان دید:

$$s_p = ۰٫۰۳۵۲۵ \text{ rad/s} \qquad (۷-۲۱ \text{ ب})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ملاحظه می‌شود لازم است قطب کوچکی به تابع انتقال اضافه شود. توجه شود چون قطب اضافه شده بسیار کوچک است در مخرج رابطه (۷-۲۱) از "۱" در مقابل $\frac{\omega}{|s_p|}$ می‌توان صرفنظر کرد و بنابراین مقدار تقریبی قطب موثر از رابطه (۷-۲۲) بدست می‌آید.

$$|s_p| = \frac{\omega_c}{|a' f(j\omega_c)|\ GM} \qquad (۷-۲۲)$$

$|a' f(j\omega_c)|$ را با مشخص شدن ω_c و پاسخ فرکانس آن از شکل (۷-۱۲) به سادگی قابل محاسبه است.

ب) برای بدست آوردن $PM = ۶۰°$ که پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته دارای پاسخ فرکانس مناسب است، با توجه به تعریف PM :

$$PM = ۱۸۰° + \varphi = ۶۰° \quad \Rightarrow \quad \varphi = -۱۲۰°$$

از $-۱۲۰°$ زاویه فاز، $-۹۰°$ مربوط به قطب موثر و $-۳۰°$ از سایر قطب‌ها است. با توجه به منحنی فاز $a' f(j\omega)$، شکل (۷-۱۲)، روی آن فرکانسی با زاویه فاز $-۳۰°$ تعیین می‌شود. این فرکانس $\omega_g = ۰٫۲۶$ rad/s است و در شکل با نقطه B مشخص شده است. لازم است قدر مطلق بهره حلقه در این فرکانس مساوی "۱" باشد. بنابراین :

$$|T(j\omega_g)| = \left| \frac{a' f(j\omega)}{۱ + \frac{s}{s_p}} \right|_{s = j\omega_g} = ۱ \qquad (۷-۲۳ \text{ الف})$$

مشابه با رابطه قبل با تقریبات مناسب می‌توان نشان داد قطب موثر از رابطه (۷-۲۳ ب) بدست می‌آید.

$$|s_p| \approx \frac{\omega_g}{|a' f(j\omega)|} \qquad (۷-۲۳ \text{ ب})$$

با توجه به مقادیر ω_g (زاویه $-۳۰°$ روی منحنی فاز $a' f(j\omega)$) و $|a' f(j\omega)|$ از منحنی قدر مطلق، قطب موثر از رابطه (۷-۲۳ ب):

$$|s_p| \approx \frac{۰٫۲۶}{۱۰} = ۰٫۰۲۶ \text{ rad/s}$$

بدست می‌آید. برای محاسبه حاشیه بهره، با توجه به تعریف GM و رابطه (۷-۲۴) :

$$GM = \frac{۱}{|T(j\omega_c)|} = \left| \frac{۱ + j\left(\frac{\omega_c}{s_p}\right)}{a' f(j\omega_c)} \right| \qquad (۷-۲۴)$$

محاسبه می‌شود. ابتدا لازم است فرکانس ω_c تعیین شود، فرکانسی که زاویه بهره حلقه $-۱۸۰°$ شود، از این مقدار $-۹۰°$ مربوط به قطب موثر و $-۹۰°$ از سایر قطب‌ها است. پس فرکانس $\omega_c = ۱$ rad/s مانند حالت قبل است و GM :

$$GM = \frac{۳۸٫۴۶}{۵} = ۷٫۶۹۲ \ , \ GM = ۸٫۸۶ \text{ dB}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

در مثال (۷-۴) یک نوع روش جبران قطب موثر معرفی شد که در آن یکی از قطب‌های $s = -1$ به محور $j\omega$ نزدیک شده و محاسبات و طرح مدار بر اساس تابع انتقال بهره حلقه $a' f(j\omega)$ انجام می‌شود. در این روش جبران لازم است قطب کوچکتر تقویت‌کننده ابتدا مشخص، از تابع انتقال حذف و سپس قطب مناسبی برای دست یابی به شرایط موردنظر به تابع انتقال اضافه شود. اینکه در موارد عملی این جبران چگونه انجام می‌شود باید گفت با اضافه کردن خازن بزرگ بین کلکتور و بیس طبقه با بهره بالاتر که دارای کوچکترین قطب است انجام می‌پذیرد.

روش دیگری که جبران قطب موثر را می‌توان بکار برد به این ترتیب است که اضافه کردن خازن بزرگ تغییری در سایر قطب‌ها بوجود نیاورد بلکه یک قطب کوچک و موثر به تابع انتقال اضافه نماید. در این شرایط بهره حلقه رابطه (۷-۲۴) است. این روش جبران معمولاً در تقویت‌کننده‌های عملیاتی استفاده می‌شود و با قرار دادن یک **فیلتر پایین گذر** در محل مناسب انجام می‌شود. عموماً فیلتر پایین گذر در خارج تقویت‌کننده به پایه‌های جبران اضافه می‌شود. از این جهت به **جبران بیرونی** (external compensation) معروف می‌باشد.

$$T(j\omega_g) = \frac{a f(j\omega)}{1 + \frac{s}{s_p}} \qquad (۷-۲۵)$$

محاسبات این روش جبران در مقایسه با روش قبل ساده‌تر است. مثال (۷-۵) محاسبات این روش جبران را نشان می‌دهد.

مثال ۷-۵

در مثال (۷-۳) مدار مناسبی به تقویت‌کننده اضافه می‌شود بطوری‌که تغییری در قطب‌ها ایجاد نشده و قطب موثر به تابع انتقال اضافه می‌شود. محل قطب اضافه شده را در هر یک از حالات زیر محاسبه کنید.

الف) $GM = +6\ \text{dB}$ بدست آید.

ب) حاشیه فاز $60°$ بدست آید. در این حالت حاشیه بهره چقدر است؟

حل

الف) برای $GM = 4$ مقدار بهره حلقه:

$$GM = \frac{1}{|T(j\omega_c)|} \quad \Rightarrow \quad |T(j\omega_c)| = 0{,}25$$

در این شرایط فرکانس بحرانی ω_c، با توجه به $-90°$ انتقال فاز از قطب موثر، فرکانسی است که زاویه فاز مربوط به سایر قطب‌ها نیز $-90°$ (از هر قطب $-30°$) شود. با توجه به منحنی فاز $a f(j\omega)$ در شکل (۷-۱۲) این فرکانس $\omega_c = 0{,}6\ \text{rad/s}$ و $|a f(j\omega_c)| = 7$ است. بنابراین لازم است محل قطب اضافه شده با استفاده از رابطه (۷-۲۱) و با این تغییر که به جای عبارت $a' f(j\omega)$ قدر مطلق بهره حلقه $a f(j\omega)$ قرار داده شود. بنابراین:

$$|s_p| = \frac{\omega_c}{|a f(j\omega_c)|\, GM} = \frac{0{,}6}{7 \times 4} = 0{,}021\ \text{rad/s} \qquad (۷-۲۶)$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) برای $PM = ۶۰°$ مشابه حالت قبل با استفاده از رابطه (۷-۲۷):

$$|s_p| \approx \frac{\omega_g}{|a\,f(j\omega_g)|} \qquad (۷-۲۷)$$

فرکانس ω_g در این شرایط، فرکانسی است که زاویه فاز عبارت بهره حلقه $a\,f(j\omega)$، $-۳۰°$ شود. با توجه به منحنی فاز در شکل (۷-۱۲) این فرکانس $\omega_g = ۰٫۱۸$ rad/s است. بنابراین قطب اضافه شده:

$$|s_p| = \frac{۰٫۱۸}{۹٫۵} = ۰٫۰۱۹ \text{ rad/s}$$

مشابه با حالت قبل می‌توان حاشیه بهره را در این شرایط از رابطه (۷-۲۸) بدست آورد.

$$GM = \frac{۱}{|T(j\omega_c)|} = \frac{\left|۱ + j\frac{\omega_c}{s_c}\right|}{|a\,f(j\omega_c)|} = \frac{۰٫۵۸۴}{۰٫۰۱۹ \times ۶} = ۴٫۴\,, \quad GM = ۶٫۴۲ \text{ dB} \qquad (۷-۲۸)$$

مثال ۷-۶

در تقویت‌کننده سه طبقه شکل (۷-۴) که در مثال‌های (۷-۱) و (۷-۳) به روشهای فیدبک مقاومتی و پیش فاز جبران شد، در این مثال جبران قطب موثر در مورد آن بررسی می‌شود.

الف) برای ایجاد قطب موثر که در آن قطب کوچکتر تقویت‌کننده به محور موهومی نزدیک می‌شود خازن به کدام طبقه اضافه شود؟

ب) محل قطب موثر اضافه شده را چنان مشخص کنید که به ازاء ضریب عدم حساسیت ۵۰ پاسخ فرکانس مسطح بدست آید. مقدار خازن لازم را بدست آورید.

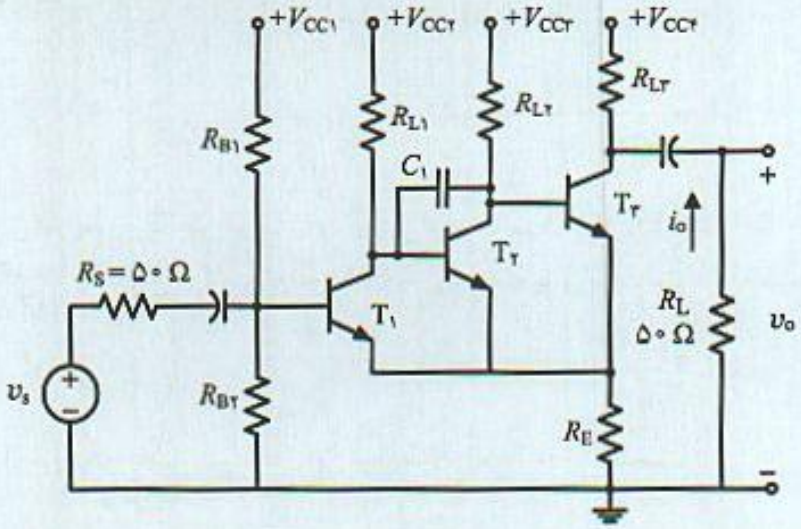
ج) مدار جبران شده را با نرم‌افزار spice بررسی و پاسخ فرکانس بهره ولتاژ را با روش تقریبی مقایسه کنید.

الف) برای جبران قطب موثر لازم است با توجه به مطالب فصل ششم، خازن نسبتاً بزرگ به طبقه با بهره بیشتر اضافه شود. در این تقویت‌کننده با توجه به مقادیر مقاومت‌های طبقات مختلف، طبقه دوم دارای بهره بیشتر است و قطب کوچکتر در این طبقه مربوط به خازن C_μ است. با اضافه کردن خازن $C_۱$ بین بیس و کلکتور $T_۲$ و با صرفنظر از مقاومت کوچک r_x، می‌توان گفت این خازن با C_μ موازی است و به این ترتیب علاوه‌بر آنکه قطبی به مدار اضافه نمی‌شود، قطب کوچکتر به محور موهومی نزدیک خواهد شد. در این مدار یک حلقه خازنی قرار دارد که باعث می‌شود قطبی به تقویت‌کننده اضافه نشود. شکل (۷-۱۵) مدار کامل تقویت‌کننده جبران شده را نشان می‌دهد.

ب) مثال (۷-۱) نشان داد که با ضریب عدم حساسیت موردنظر ۵۰، این تقویت‌کننده دارای حاشیه فاز ۶°، مدار پایدار اما پاسخ فرکانس با برآمدگی زیاد است. برای جبران مدار به روش قطب موثر با نزدیک شدن قطب کوچکتر به محور موهومی، ابتدا قطب کوچکتر مشخص و از تابع انتقال بهره حلقه حذف می‌شود. بررسی پاسخ فرکانس بهره تقویت‌کننده اصلی در شکل (۷-۵) نشان می‌دهد فرکانس قطع ۳ dB

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۵ تقویت‌کننده مثال (۷-۶) با اضافه شدن خازن بزرگ به طبقه دوم و جبران قطب موثر

تقویت‌کننده حدود $\omega_{3\,dB} = 7$ Mrad/s است. بنابراین تابع انتقال مربوط به قطب کوچکتر مدار :

$$p(j\omega) = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{0{,}007}} \qquad (۷-۲۹)$$

است. این قطب از تابع انتقال حذف و محاسبات براساس $a' f_o(j\omega)$ که پاسخ فرکانس آن در شکل (۷-۱۶) رسم شده انجام می‌شود. برای بدست آوردن پاسخ فرکانس مسطح با $PM = 60°$ ، با توجه به رابطه (۷-۲۷) قطب موثر محاسبه می‌شود. فرکانس ω_g فرکانسی است که زاویه فاز پس از جبران تقویت‌کننده با قطب موثر $-120°$ شود. از این مقدار $-90°$ مربوط به قطب موثر و $-30°$ از عبارت فاز $a' f_o(j\omega)$ است. پس روی منحنی فاز شکل (۷-۱۶) فرکانس ω_g تعیین می‌شود که زاویه فاز $-30°$ است. این فرکانس با نقطه A در شکل (۷-۱۶) نشان داده شده و مقادیر دقیق آنها و قطب موثر اضافه شده :

$$\omega_g = 27 \text{ Mrad/s}, \quad |a' f_o(j\omega_g)| = 44$$

و بنابراین قطب اضافه شده :

$$|s_p| \approx \frac{27}{44} = 0{,}6136\ (\mu s)^{-1}$$

است.

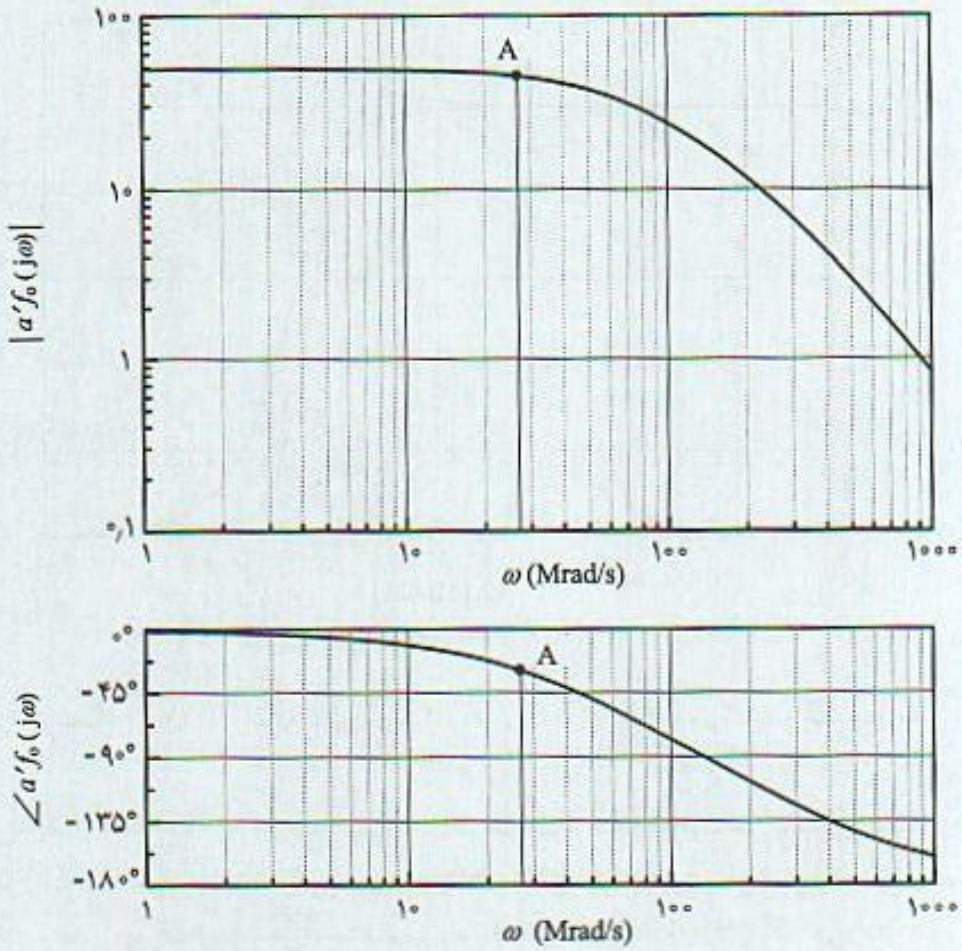
ج) برای تعیین خازن لازم در مدار با استفاده از روش ثابت زمانی ، لازم است مقاومت دیده شده دو سر C_1 را بدست آورد. این مقاومت $14{,}3\ k\Omega$ است. این مطلب به عنوان تمرین در مسائل پایان فصل به عهده دانشجویان واگذار می‌شود. بنابراین مقدار خازن لازم بین کلکتور و بیس ترانزیستور T_2 :

$$C_1 \approx \frac{1}{R_T\,|s_p|} = \frac{1}{14{,}3\ k\Omega \times 0{,}6136\ (\mu s)^{-1}} = 114\ pF$$

می‌باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۶ پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده مثال (۷-۶) با ضریب عدم حساسیت ۵۰ و حذف قطب کوچکتر

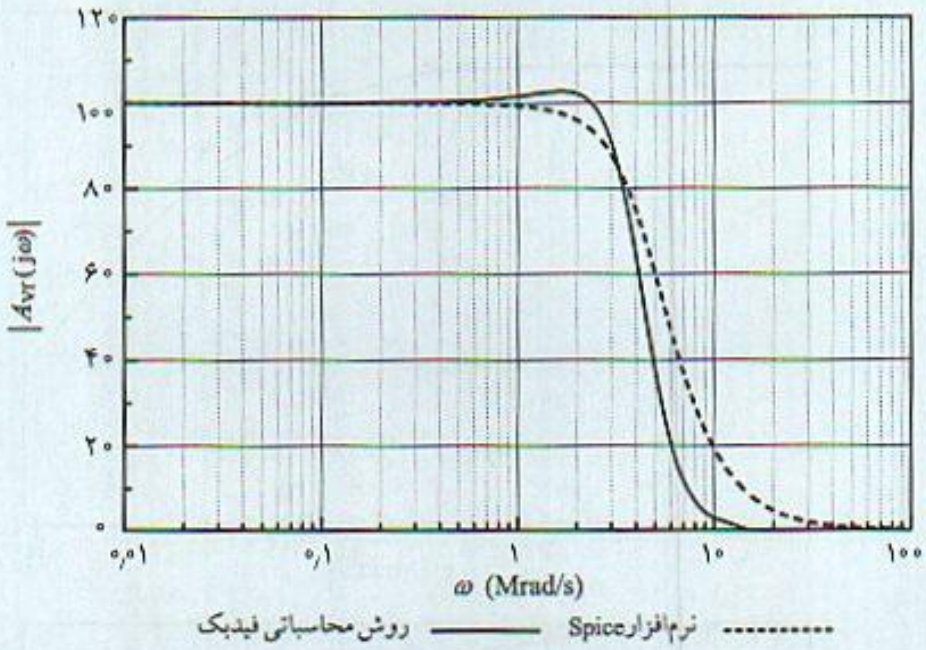
د) شکل (۷-۱۷) پاسخ فرکانس تقویت‌کننده با فیدبک با خازن $C_1 = ۱۱۴$ pF و $R_E = ۰٫۴۹\ \Omega$ را که به روش محاسبات تقریبی فیدبک و بررسی توسط spice بدست آمده را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود پاسخ مدار طراحی شده توسط نرم‌افزار کاملا مسطح و با پهنای باند ۴٫۲۶ Mrad/s و معادل ۶۷۸٫۳۴ kHz است. در حالیکه پاسخ بدست آمده به روش محاسبات معمول فیدبک دارای برآمدگی مختصر، حدود ۲٫۵٪ و پهنای باند حاصل ۶۰۰٫۳۲ kHz می‌باشد و البته شیب پاسخ فرکانس در ناحیه گذر نیز بیشتر است.

مثال ۷-۷

با بررسی پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده در هر یک از جبران‌های مقاومتی، پیش‌فاز و قطب موثر در مورد تقویت‌کننده ۳ طبقه شکل (۷-۵)، روش‌های مختلف جبران را مقایسه و در مورد محدودیت‌ها و کاربرد هر روش توضیح دهید.

در مثال‌های قبل مشخص شد با فیدبک مقاومتی برای ضریب عدم حساسیت ۵۰ پاسخ فرکانس برآمدگی زیادی دارد. جبران‌کننده پیش‌فاز سبب می‌شود تغییرات مهمی در فاز بهره حلقه و در فرکانس‌های

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۷ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته مثال (۷-۶) با ضریب عدم حساسیت ۵۰

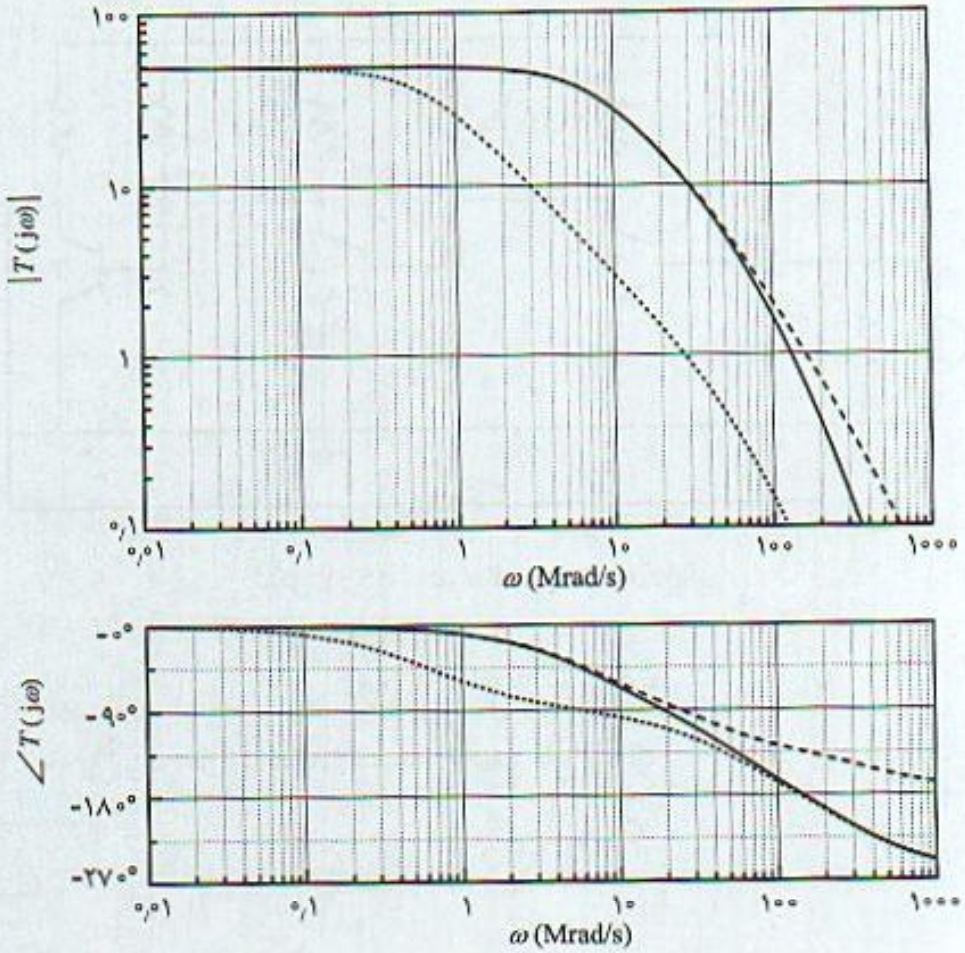
بالا بوجود آید. از شکل (۷-۱۸) واضح است تغییرات فاز بهره حلقه در فرکانس پایین و تغییرات قدر مطلق بهره در فرکانس بالا ناچیز است. در این جبران‌کننده از °۴۵+ انتقال فاز در فرکانس بحرانی استفاده شده و مقادیر عناصر مدار جبران بدست می‌آیند. بنابراین این روش جبران در مواردی بکار می‌رود که تقویت‌کننده پایدار اما *PM* کمی دارد.

در جبران به روش قطب موثر، قطب کوچکی به تقویت‌کننده اضافه شده بهره مدار در فرکانس‌های بالا به شدت کم می‌شود. از شکل (۷-۱۸) واضح است تغییرات مهمی در پاسخ فرکانس بهره حلقه خصوصاً در فرکانس بالا بوجود می‌آید. تغییرات زاویه فاز در فرکانس‌های بالا ناچیز است. این روش جبران را می‌توان برای یک تقویت‌کننده ناپایدار با *PM* منفی نیز بکاربرد. با کوچک کردن قطب موثر اضافه شده به تقویت‌کننده می‌توان به هر مقدار ضریب عدم حساسیت مورد نیاز دست یافت که البته پهنای باند مدار کاهش می‌یابد. جبران قطب موثر در تقویت‌کننده‌های عملیاتی کاربرد زیادی دارد.

۷-۳ ناپایداری در فرکانس‌های پایین

در بخش‌های قبل مسئله ناپایداری در فرکانس‌های بالا و روش‌های جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک برای دست یابی به مداری پایدار با پاسخ فرکانس مناسب به تفصیل مورد بحث و بررسی قرار گرفت. مانند فرکانس بالا، مسئله ناپایداری در مدارهای فیدبک در فرکانس‌های پایین نیز مطرح است. با توجه به حذف شدن خازن‌های داخلی ترانزیستور در این محدوده فرکانسی و تاثیر خازن‌های بای‌پس و کوپلاژ بر پاسخ فرکانس، حل مشکل ناپایداری در فرکانس‌های پایین با تغییر این خازن‌ها به سادگی قابل انجام است. این مسئله و نحوه اصلاح تقویت‌کننده در یک مثال بررسی می‌شود.

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۸ پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده به روش‌های مختلف

مثال ۷-۸

در تقویت‌کننده فیدبک ولتاژ موازی شکل (۷-۱۹) با مشخصات :

$$a_o = \frac{v_o}{i_s} = -۱۰۰۰\ \text{k}\Omega,\ R_s = ۲۰۰\ \Omega,\ R_B = \text{بزرگ},\ r_x + r_\pi = ۸۰۰\ \Omega,\ C_۱ = C_۲ = C_۳ = ۱\mu\text{F}$$

الف) تابع انتقال فرکانس پایین تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ب) برای ضریب عدم حساسیت ۱۰۱ مقاومت فیدبک و وضعیت پایداری مدار چگونه است.

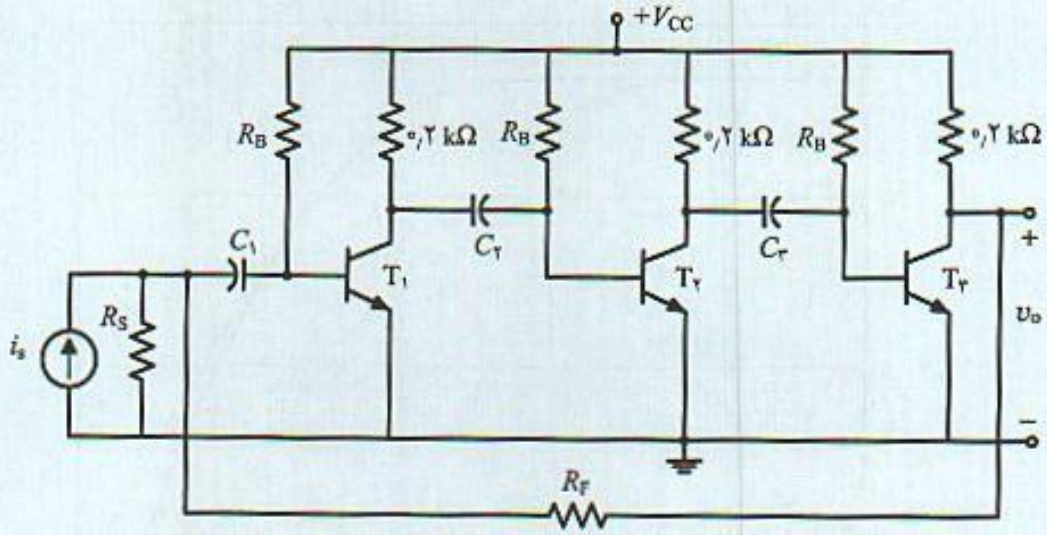
ج) برای جبران تقویت‌کننده فیدبک در فرض (ب) خازن های کوپلاژ را تغییر و مدار را برای هر یک از مقادیر $GM = ۴$ طرح کنید. در این شرایط PM چقدر است. و اصلاح کنید.

د) مدار را برای $PM = ۶۰°$ طرح کنید و GM را محاسبه کنید.

الف) تابع انتقال فرکانس پایین تقویت‌کننده اصلی شامل ۳ قطب است. با توجه به اینکه تقویت‌کننده اصلی را می‌توان به سه مدار کاملا مجزا تبدیل نمود این ۳ قطب از هم مستقل و فقط به یکی از خازن‌ها بستگی دارد. مقاومت دیده شده دو سر هر یک از خازن‌ها ۱ kΩ و ۳ قطب این تابع انتقال :

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۱۹ تقویت‌کننده ۳ طبقه مثال (۷-۸)

$$|s| = \frac{1}{R_T C} = \frac{1}{1\ \text{k}\Omega \times 1\ \mu\text{F}} = 1\ (\text{ms})^{-1}$$

هستند. با توجه به این‌که خازن‌ها کوپلاژ هستند، ۳ صفر تابع انتقال در $s = 0$ قرار دارند و تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی:

$$a(s) = \frac{a_0 s^3}{(s+1)^3}, \quad a_0 = -1000\ \text{k}\Omega \qquad (۷-۳۰\text{الف})$$

است. شکل (۷-۲۰) پاسخ فرکانس تابع انتقال (۷-۱۹) را نشان می‌دهد. زاویه فاز از °۹۰ + شروع شده و در فرکانس بالا به °۱۸۰ − می‌رسد.

ب) ضریب فیدبک مدار با توجه به فیدبک ولتاژ موازی $f_0 = -G_F$ و بنابراین تابع انتقال بهره حلقه:

$$T(s) = \frac{a_0 f_0 s^3}{(s+1)^3}, \quad a_0 f_0 = 1000\, G_F \qquad (۷-۳۰\text{ب})$$

است.

برای ضریب عدم حساسیت ۱۰۱:

$$D_0 = 1 + a_0 f_0 = 101, \quad f_0 = -G_F = -0.1\ \text{k}\Omega^{-1}, \quad R_F = 10\ \text{k}\Omega \qquad (۷-۳۰\text{ج})$$

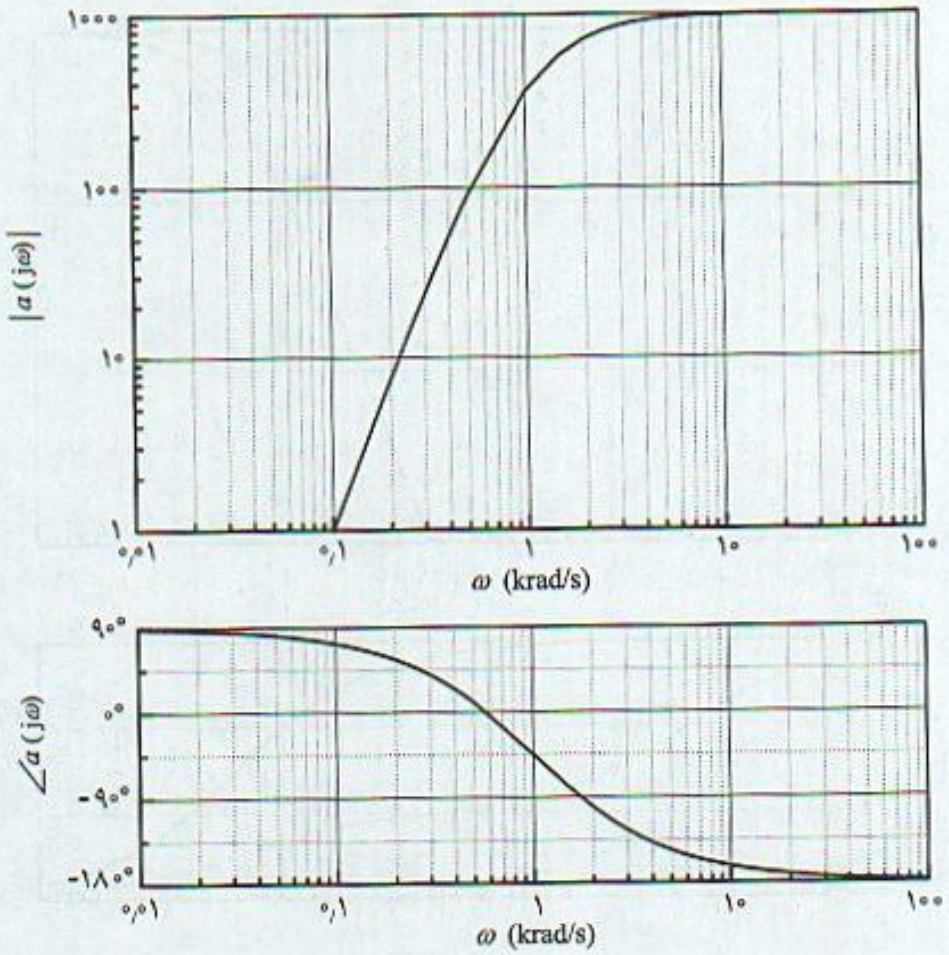
پاسخ فرکانس بهره حلقه در شکل (۷-۲۱) نشان داده شده است. برخلاف تقویت‌کننده اصلی زاویه فاز بهره حلقه از °۲۷۰ + شروع و در فرکانس‌های بالا به °۰ می‌رسد. هم‌چنین در فرکانس $\omega_c = 0.58$ krad/s، نقطه A در شکل (۷-۲۱)، زاویه فاز °۱۸۰ + می‌شود. در این فرکانس فیدبک منفی به مثبت تبدیل شده و بنابراین:

$$GM = \frac{1}{|T(j\omega_c)|} = \frac{1}{|T(j\,0.58\ \text{krad/s})|} \Rightarrow GM = \frac{1}{12} = 0.083 \qquad (۷-۳۱)$$

که نشان می‌دهد تقویت‌کننده با ضریب عدم حساسیت ۱۰۱ ناپایدار است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۰ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده اصلی مدار شکل (۷-۱۹)

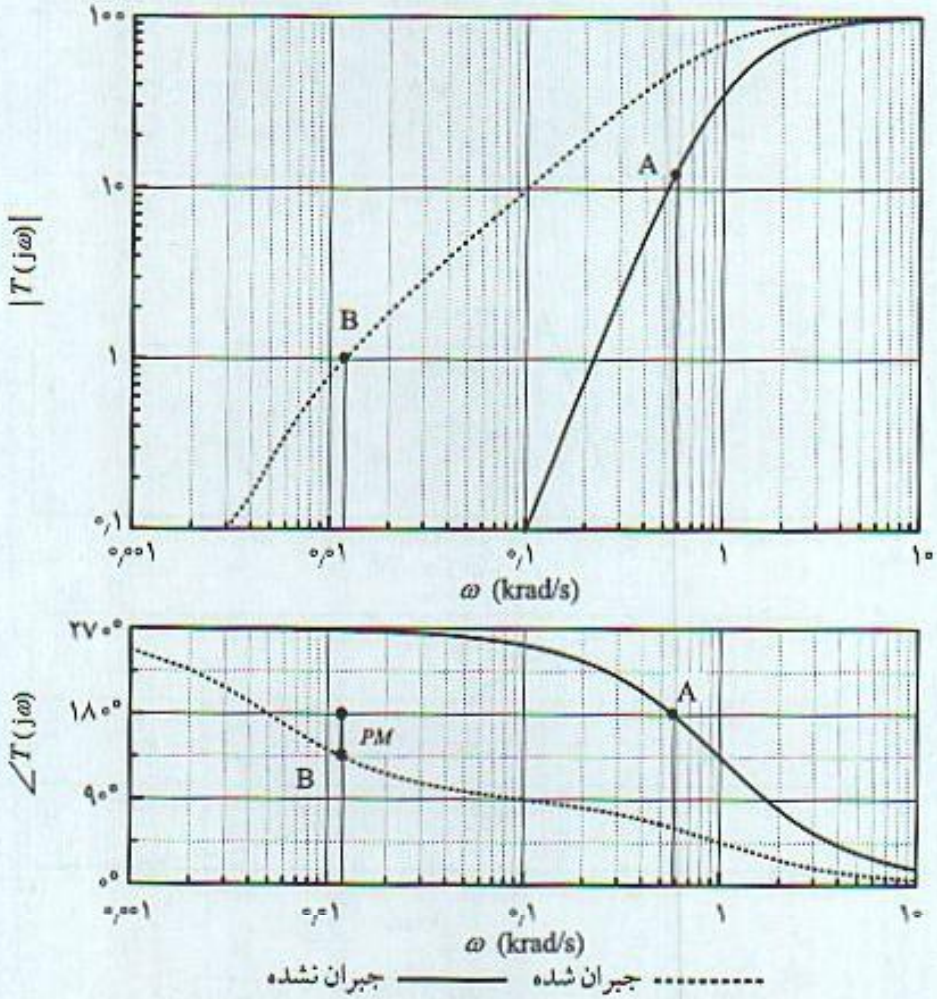
ج) برای پایدار سازی تقویت‌کننده ساده‌تر است بدون استفاده از جبران‌کننده تنها با تغییر ظرفیت خازن‌ها محل قطب‌های مدار را به نحو مناسب تغییر داد تا شرایط مطلوب حاصل شود. ساده‌ترین روش آن است که یکی از قطب‌ها را به عنوان قطب موثر ثابت نگاه داشته و ۲ قطب دیگر را کوچکتر نمود. با توجه به اینکه قطب‌ها از هم مستقل و هر قطب فقط به یکی از خازن‌ها بستگی دارد کنترل مقادیر GM و PM به راحتی صورت می‌پذیرد. بنابراین یکی از خازن‌ها مثلا C_1 را ثابت نگاه داشته و خازن‌های C_2 و C_3 مساوی هم و چنان انتخاب می‌شوند که شرایط موردنظر بدست آید. با فرض اینکه قطب خازن‌های اصلاح شده s_p باشد، تابع انتقال بهره مدار جبران شده:

$$T(s) = \frac{100\, s^3}{(s+1)(s+s_p)^2} \qquad (۷-۳۲)$$

د) برای دست‌یابی به $GM = 4$ ابتدا لازم است فرکانس ω_c مدار جبران شده مشخص شود. با توجه به اینکه قطب $s = 1$ موثر است در فرکانس‌های پایین $90°$ + انتقال فاز را سبب می‌شود. هم‌چنین ۲ قطب کوچکتر در s_p انتقال فاز $2 \times 45° = 90°$ را بوجود می‌آورند. پس فرکانسی که در آن فاز بهره حلقه $180°$ می‌شود قطب s_p است. بنابراین:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۱ پاسخ فرکانس بهره حلقه تقویت‌کننده شکل (۷-۱۹)

$$GM = \frac{۱}{|T(j\omega_c)|} = ۴ \quad \Rightarrow \quad |T(j\omega_p)| = ۰٫۲۵ \qquad \text{(۷-۳۳ الف)}$$

و بنابراین:

$$|T(j\omega_p)| = \frac{۱۰۰(j\omega_p)^۳}{(j\omega_p + ۱)(j\omega_p + \omega_p)^۲} = ۰٫۲۵ \qquad \text{(۷-۳۳ ب)}$$

از حل معادله (۷-۳۳ ب) و با توجه به اینکه $s_p \ll ۱$ است محل قطب جبران شده:

$$\omega_p = |s_p| = \frac{۱}{۲۰۰} \text{ krad/s}$$

بدست می‌آید. با توجه به محل اولیه قطب‌ها در $s = ۱$ لازم است خازن‌های مربوط را ۲۰۰ برابر افزایش داد و بنابراین $C_۲ = C_۳ = ۲۰۰\ \mu F$ انتخاب می‌شوند. شکل (۷-۲۱) پاسخ فرکانس بهره حلقه مدار جبران شده و جبران نشده را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود با بزرگ شدن خازن‌ها تغییرات مهمی در عبارت فاز بهره حلقه ایجاد شده و فرکانس ω_c به فرکانس‌های پایین منتقل می‌شود که بهره حلقه کم و GM بالایی بدست

POWEREN.IR
PowerEn.ir

می‌آید. از شکل (۷-۲۱) واضح است که در مدار جبران شده $PM = 45°$ است.

د) برای دست‌یابی به $PM = 60°$، لازم است در زاویه فاز $120°$ بهره حلقه تقویت‌کننده جبران شده $1°$ شود. از $120°$ + انتقال فاز، $90°$ + مربوط به قطب موثر و بزرگ $s = 1$ و $30°$ + از قطب‌های روی‌هم s_p در رابطه (۷-۳۲) است. بنابراین فرکانس ω_g جایی است که زاویه فاز یکی از قطب‌های s_p $15°$ + شود و در نتیجه:

$$|T(j\omega_g)| = 1 \quad \Rightarrow \quad \angle \frac{j\omega_g}{j\omega_g + s_p} = +15° \qquad (۷-۳۴ \text{ الف})$$

از رابطه (۷-۳۴ الف) می‌توان دید در فرکانس $\omega = 3.73\,|s_p|$ فاز هر یک از قطب‌های کوچک $15°$ می‌شود و بنابراین لازم است در این فرکانس:

$$|T(j\omega = 3.73|s_p|)| = 1 \quad \Rightarrow \quad s_p = \frac{1}{348}\ \text{krad/s} = 2.873\ \text{rad/s} \qquad (۷-۳۴ \text{ ب})$$

برای دست یابی به این قطب‌ها باید خازن‌های کوپلاژ را ۳۴۸ برابر بزرگتر و $C_3 = C_2 = 348\ \mu F$ انتخاب نمود. در مقایسه با حالت قبل طرح بر اساس GM قطب‌ها ۱٫۵ برابر کوچکتر بدست آمده‌اند.

۷-۴ پاسخ فرکانس و سرعت چرخش تقویت‌کننده‌های عملیاتی

۷-۴-۱ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های عملیاتی

تقویت‌کننده عملیاتی شامل چندین طبقه با کوپلاژ مستقیم بین طبقات و دارای بهره زیاد است. طبقه ورودی آن از نوع تفاضلی با بار فعال با مقاومت ورودی بزرگ و طبقه میانی با بهره زیاد می‌باشد. در این تقویت‌کننده‌ها طبقه خروجی از نوع توان، کلاس AB با بهره ولتاژ تقریباً $1°$، مقاومت خروجی کم، راندمان بالا و فاقد اعوجاج عبور از صفر است. شکل (۷-۲۲) شمای کلی آپ-امپ را نشان می‌دهد که در آن خازن جبران داخلی نیز به جهت پایدارسازی بکار رفته است. رابطه خروجی به ورودی در یک آپ-امپ بصورت:

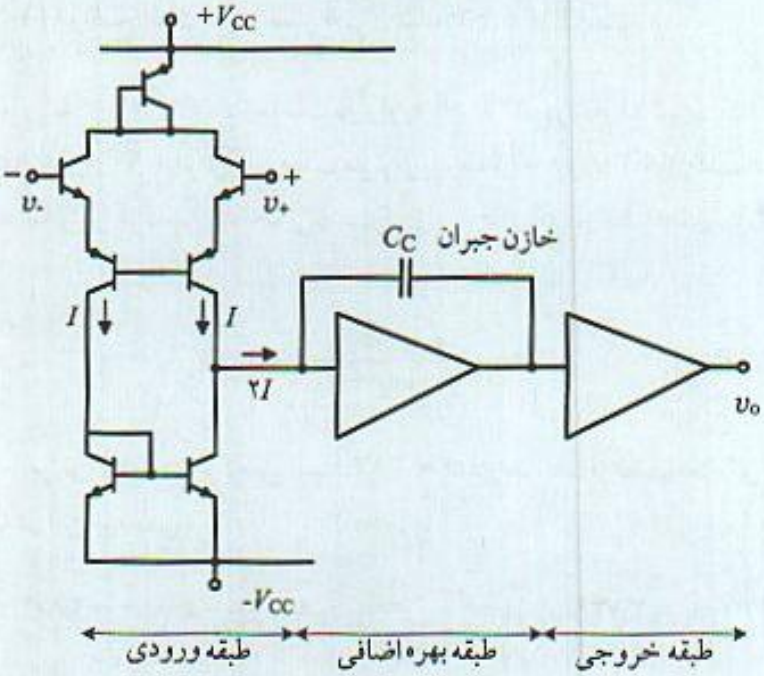
$$v_o = a\,(v_+ - v_-) \qquad (۷-۳۵)$$

است. عموماً آپ-امپ به عنوان مدار خطی که ولتاژ خروجی متناسب با تفاضل ولتاژ ورودی‌های مثبت و منفی است در نظر گرفته می‌شود. در رابطه (۷-۳۵) تمام ولتاژها نسبت به زمین اندازه‌گیری شده و خروجی نیز بصورت تکی (single ended) نسبت به زمین مدار است. طبقه دوم برای افزایش بهره کل مدار شامل خازن جبران داخلی می‌باشد.

با توجه به خازن جبران و خازن‌های داخلی ترانزیستورها، آپ-امپ دارای پاسخ فرکانس است و با افزایش فرکانس بهره آن کم می‌شود. به جهت پایداری مدار با فیدبک تعداد طبقات و فاز مربوط به هر کدام از طبقات کمترین مقدار طرح می‌شود. فرکانسی که در آن بهره به $1°$ می‌رسد **پهنای باند بهره واحد**

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۲ شمای کلی تقویت‌کننده عملیاتی

f_T (unity gain bandwidth) نامیده می‌شود. مقدار f_T برای آپ-امپ‌های معمول بین ۱ MHz تا ۲۰ MHz و بهره مدار باز آنها بین 10^5 تا 10^6 است. خازن جبران نیز برای پایدارسازی تقویت‌کننده دو سر طبقه دوم اضافه شده است. مقدار این خازن چنان انتخاب می‌شود که داخل تراشه قابل ساخت باشد و هم‌چنین به ازاء بیشترین مقدار فیدبک $f_o = 1$ که در تقویت‌کننده **دنبال‌کننده ولتاژ** (voltage follower) موردنیاز است مدار پایدار باشد.

تابع انتقال مدار باز آپ-امپ در حالت سیگنال کوچک و با تقریب تک قطبی را می‌توان با رابطه (۷-۳۶) نشان داد.

$$a(s) = \frac{a_o}{1 + \frac{s}{s_a}}, \quad f_T = \frac{a_o s_a}{2\pi} \qquad (۳۶-۷)$$

a_o بهره فرکانس پایین و s_a قطب موثر است. مقادیر نمونه برای آپ-امپ ۷۴۱:

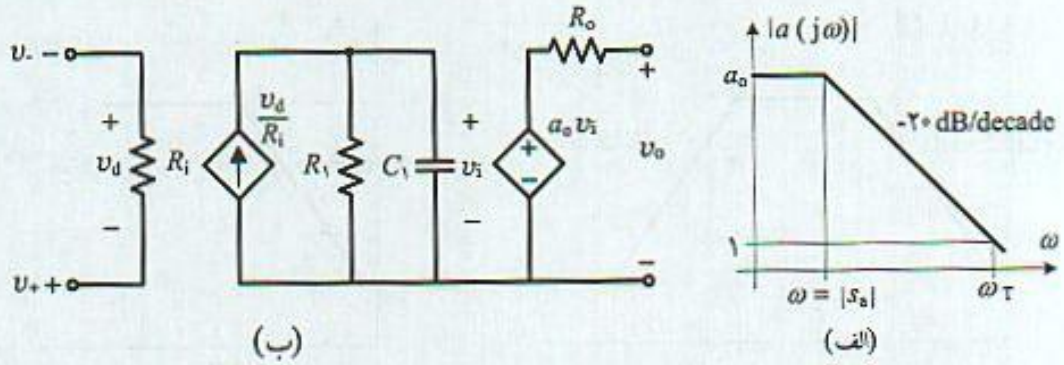
$$a_o = 2.5 \times 10^5 \text{ و } |s_a| = 2\pi(5\,\text{Hz}),\ f_T \approx 1.2\,\text{MHz} \qquad (\text{الف-۳۷-۷})$$

می‌باشد. شکل (۷-۲۳ الف) پاسخ فرکانس نمونه یک آپ-امپ و شکل (۷-۲۳ ب) مدار معادلی را نشان می‌دهد که دارای تابع انتقالی با رابطه (۷-۳۶) است. از این مدار معادل در نرم‌افزار spice نیز استفاده شده است. گره مشترک در این مدار در خروجی و سیگنال ورودی تفاضلی است. ثابت زمانی $\tau = R_1 C_1$ معرف قطب موثر s_a، R_i و R_o به ترتیب مقاومت ورودی و خروجی آپ-امپ هستند. مقادیر نمونه برای ۷۴۱:

$$R_i = 2\,\text{M}\Omega,\ R_o = 75\,\Omega,\ R_1 = 10\,\text{k}\Omega,\ C_1 = 3.185\,\mu\text{F},\ \tau = \frac{1}{|s_a|} = 31.85\,\text{ms} \qquad (\text{ب-۳۷-۷})$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۳ تقویت‌کننده عملیاتی با جبران داخلی : الف) پاسخ فرکانس ، ب) مدار معادل

می‌باشند. $R_1 = ۱۰\ k\Omega$ مقاومت معمولی است که در محاسبات تقویت‌کننده‌ها استفاده شده است. از این مدار معادل می‌توان در بررسی پاسخ فرکانس مدارهای شامل آپ-امپ استفاده نمود. مثال (۷-۹) کاربرد تقویت‌کننده عملیاتی در مدار مشتق‌گیر و محاسبات پاسخ فرکانس آنرا نشان می‌دهد.

مثال ۷-۹

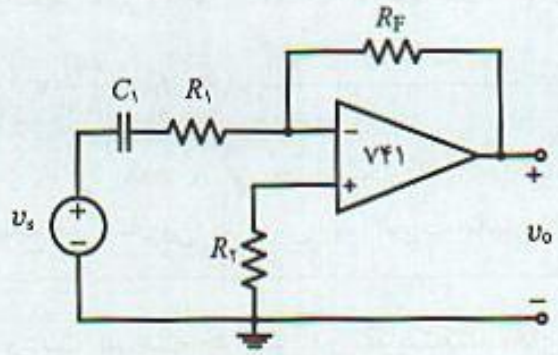
شکل (۷-۲۴) مدار مشتق‌گیر عملی با آپ-امپ ۷۴۱ را نشان می‌هد.

الف) با فرض شرایط ایده‌آل برای ۷۴۱ پاسخ فرکانس مدار را مشخص کنید.
ب) با فرض شرایط غیر ایده‌آل و مدار معادل روابط (۷-۳۷) پاسخ فرکانس دقیق مدار را مشخص کنید.
ج) فرض (ب) را با استفاده از نرم‌افزار spice بررسی و نتیجه را مقایسه کنید.

الف) با فرض شرایط ایده‌آل برای آپ-امپ تابع انتقال مدار :

$$A_V(s) = -\frac{R_F C_1 s}{1 + R_F C_1 s} \qquad (۷-۳۸)$$

این تابع انتقال مشابه تابع انتقال مدار بالاگذر با فرکانس قطع پایین $f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 1\ kHz$ است. بنابراین مدار تا فرکانس ۱ kHz بصورت مشتق‌گیر عمل می‌کند و پس از آن دارای بهره ثابت ۱۰- است. پاسخ

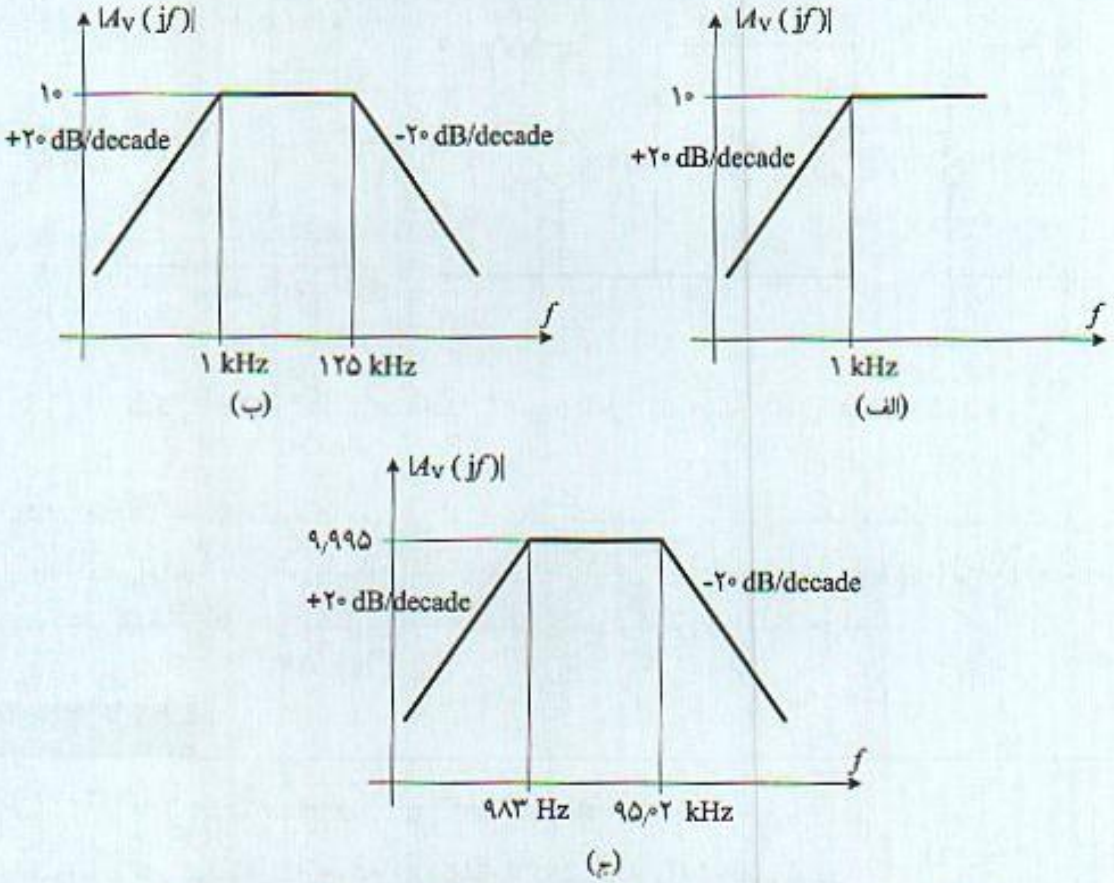


$R_1 = ۱٫۵\ k\Omega$
$R_F = ۱۵\ k\Omega$
$R_2 = ۱٫۵\ k\Omega$
$C_1 = ۰٫۱\ \mu F$

شکل ۷-۲۴ مشتق‌گیر عملی با تقویت‌کننده عملیاتی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۵ پاسخ فرکانس مدار شکل (۷-۲۴): الف) آپ-امپ ایده‌آل، ب) غیر ایده‌آل، ج) نرم‌افزار spice

فرکانس در این شرایط در شکل (۷-۲۵ الف) نشان داده شده است.

ب) با فرض شرایط غیر ایده‌آل برای آپ-امپ با افزایش فرکانس از یک مقدار خاص به علت خازن جبران داخلی، بهره مدار کاهش می‌یابد. در یک بررسی ساده می‌توان گفت در فرکانس‌های نسبتاً بالا که اثر خازن C_1 ناچیز است مدار مانند تقویت‌کننده معکوس‌کننده با بهره باند میانی ۱۰- است. با توجه به ثابت‌بودن حاصل‌ضرب بهره و پهنای باند، فرکانس قطع بالای مدار از رابطه (۷-۳۹) بدست می‌آید. پاسخ فرکانس در این شرایط در شکل (۷-۲۵ ب) نشان داده شده است.

$$A_0\,\omega_H = a_0\,s_a \;\Rightarrow\; \omega_H = \frac{۲,۵\times ۱۰^۵\times ۲\pi\ (۵\ \text{Hz})}{۱۰} \;\Rightarrow\; f_H = \frac{\omega_H}{۲\pi} = ۱۲۵\ \text{kHz} \qquad (۷\text{-}۳۹)$$

ج) با استفاده از نرم‌افزار spice و مدار معادل شکل (۷-۲۳ ب) پاسخ فرکانس شکل (۷-۲۵ ج) بدست می‌آید. مقایسه با نتایج قبل نشان می‌دهد روش (ب) تقریب مناسبی از مشخصات مدار را بدست می‌دهد.

۷-۴-۲ محدودیت سرعت چرخش در تقویت‌کننده‌های عملیاتی

در بخش قبل تقویت‌کننده عملیاتی در شرایط سیگنال کوچک در نظر گرفته شد و پاسخ فرکانس آن در

POWEREN.IR

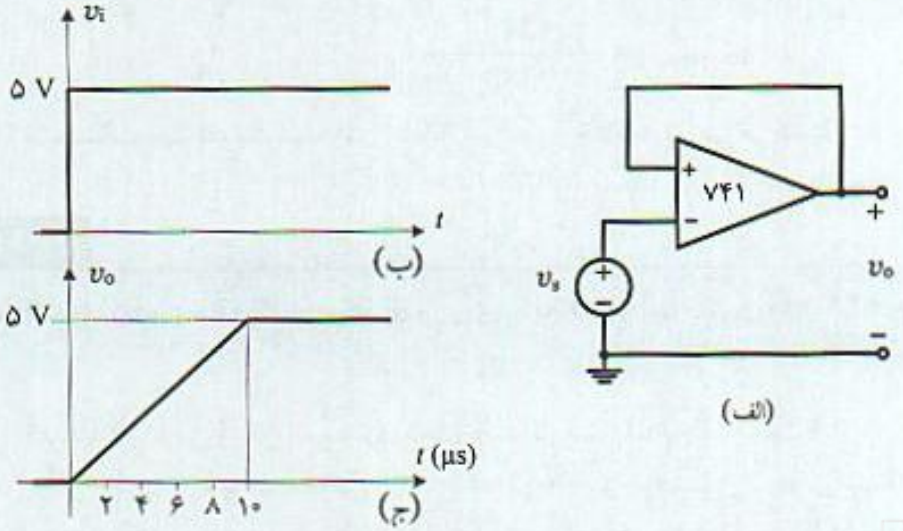
POWEREN.IR
PowerEn.ir

شرایط خطی با مشخصات غیر ایده‌آل مورد بحث و بررسی قرار گرفت. در شرایط سیگنال بزرگ با ورودی پله و یا سینوسی اثر مدار جبران داخلی آپ-امپ نیز قابل ملاحظه است. در این موارد پارامتری به نام **سرعت چرخش** (slew rate) در نظر گرفته می‌شود. سرعت چرخش معمولاً در مدار فیدبک با بهره واحد، مدار شکل (۷-۲۶ الف) و با ورودی پله با دامنه ۵ V تعریف می‌شود. در شرایط خطی انتظار می‌رود پاسخ پله بصورت نمایی به سمت مقدار نهایی ۵ V میل کند. اما شکل موج خروجی به شکل تابع شیب (ramp) است که برای ۷۴۱ در شکل (۷-۲۶ ج) نشان داده شده است. سرعت چرخش شیب شکل موج خروجی است که با SR نشان داده شده و با واحد Volt/μs بیان می‌شود.

محدودیت در سرعت پاسخ خروجی اساساً پدیده غیر خطی در تقویت‌کننده‌های عملیاتی است. این که به چه علت این وضعیت در شکل موج خروجی بوجود می‌آید را با توجه به شکل (۷-۲۳) می‌توان توجیه کرد. طبقه دوم با وجود خازن جبران یک انتگرال‌گیر است. با توجه به بهره زیاد این طبقه و طبق قضیه میلر می‌توان این خازن را در ورودی طبقه دوم و بعنوان بار طبقه اول در نظر گرفت. مقدار خازن معادل بزرگ و شارژ آن توسط طبقه دیفرانسیل ورودی انجام می‌شود. چون جریان طبقه اول مقدار محدودی است شارژ و دشارژ این خازن سرعت پاسخ خروجی را تعیین می‌کند. چنانچه جریان نقطه کار طبقه ورودی I_Q فرض شود در شرایط سیگنال بزرگ حداکثر جریان شارژ خازن جبران $2I_Q$ و بنابراین سرعت چرخش خروجی:

$$SR = \frac{2I_Q}{C} \qquad (۷-۴۰)$$

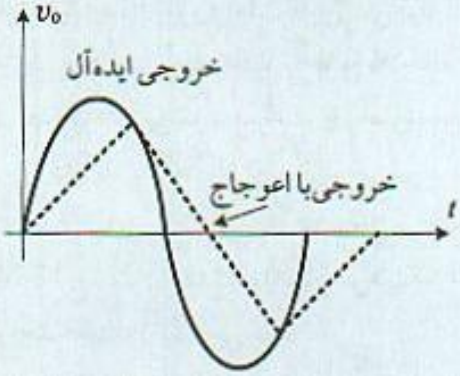
است. برای ۷۴۱ با جریان نقطه کار ۹٫۵μA طبقه ورودی و خازن جبران ۳۰ pF، SR = ۰٫۶۳۳ V/μs بدست می‌آید. مقدار اندازه‌گیری شده و نمونه SR در کتابهای اطلاعاتی ۰٫۵ V/μs داده شده است. محدودیت سرعت چرخش آپ-امپ باعث اعوجاج در شکل موج سینوسی خروجی نیز می‌شود. چنانچه سرعت تغییرات سیگنال ورودی بیش از سرعت چرخش SR باشد آپ-امپ نمی‌تواند سیگنال ورودی را تعقیب کند و اعوجاج خروجی را سبب می‌شود. این اعوجاج برای ورودی سینوسی در شکل (۷-۲۷) نشان داده شده است. برای یک شکل موج سینوسی در خروجی با دامنه V_m حداکثر سرعت تغییرات آن:



شکل ۷-۲۶ الف) مدار دنبال‌کننده ولتاژ برای اندازه‌گیری SR، ب) ورودی پله، ج) خروجی مدار

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۷-۲۷ اعوجاج در پاسخ سیگنال سینوسی به علت محدودیت سرعت چرخش

$$v_o(t) = V_m \sin\omega t \Rightarrow \frac{dv_o}{dt} = \omega V_m \cos\omega t \Rightarrow \left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{max} = \omega V_m \qquad (۷-۴۱ \text{ الف})$$

می‌باشد. شرط عدم وجود اعوجاج در خروجی آن است که حداکثر تغییرات خروجی کمتر از SR آپ-امپ باشد. بنابراین:

$$\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{max} = \omega V_m < SR \qquad (۷-۴۱ \text{ ب})$$

در نتیجه برای سیگنال سینوسی خروجی با دامنه مشخص، حداکثر فرکانسی که محدودیت سرعت پاسخ آپ-امپ باعث اعوجاج نمی‌شود از رابطه (۷-۴۲) بدست می‌آید.

$$f_{(max)} \le \frac{SR}{2\pi V_m} \qquad (۷-۴۲)$$

از رابطه (۷-۴۲) واضح است که حداکثر فرکانس قابل استفاده از یک آپ-امپ رابطه مستقیم با سرعت چرخش و نسبت عکس با دامنه خروجی دارد. در شرایطی که دامنه سیگنال ورودی آنقدر زیاد است که خروجی به مقدار $V_m \approx V_{CC} - 1$، مرز اشباع و قطع ترانزیستورهای طبقه آخر، محدود می‌شود، فرکانس این سیگنال **پهنای باند توان کامل** (full power bandwith) نامیده می‌شود. این پارامتر معمولا در تقویت‌کننده با بهره واحد اندازه گیری می‌شود. بنابراین:

$$BW_{(full\ power)} = \frac{SR}{2\pi(V_{CC} - 1)} \qquad (۷-۴۳)$$

جدول (۷-۱) مشخصات مهم تقویت‌کننده‌های عملیاتی را بطور خلاصه معرفی می‌کند.

مثال ۷-۱۰

در یک تقویت‌کننده با بهره واحد فرکانس سیگنال ورودی ۳۰۰ kHz و آپ-امپی با $SR = 0.6\ V/\mu s$ بکار رفته است.

الف) حداکثر دامنه ورودی و خروجی بدون محدودیت سرعت پاسخ چقدر است؟

ب) اگر ورودی با دامنه ۵ V باشد حداکثر فرکانس که اعوجاج بوجود نمی‌آید چقدر است؟

ج) برای تقویت سیگنال سینوسی با فرکانس ۲۰ kHz و با دامنه ماکزیمم خروجی ۱۰ V چه op-amp مورد نیاز است؟

POWEREN.IR

جدول ۷-۱ مشخصات مهم تقویت‌کننده‌های عملیاتی

op-amp	Gain V/V	R_{in} Ω	Z_o Ω	GBW MHz	I_B nA	V_{os} mV	I_{os} nA	$CMRR$ dB	$PSRR$ dB	SR V/μs	e_n nV/√Hz	i_n pA/√Hz
CA3140	۰٫۱	۱٫۵ T	۵۰	۴٫۵	۱۰ p	۸۰	۰٫۵ p	۹۰	۸۰	۹	–	–
MC14573	۰٫۰۹	۱۰12	۵۰	۱٫۵	< ۱	۱۶۰ μ	< ۲۰۰ p	۹۵	۹۷	۲٫۵	–	–
LH0032A	۰٫۰۷	۱۰12	۷۵	۹	۵۰ p	۱	۱۰ p	۶۰	۶۰	۵۰۰	–	–
LH0062C	۰٫۱۶	۱۰12	۷۵		۱۰ p	۱۰	۱ p	۹۰	۹۰	۷۵	–	–
LF411	۰٫۲ M	۱۰12	۱۰	۴	۰٫۰۵	۰٫۸	۰٫۰۲۵	۱۰۰	۱۰۰	۱۵	۲۵	۰٫۰۱
LH0022	۰٫۱	۱۰12	۷۵	۵	۱۵ p	۶	۲ p	۸۰	۸۰	۳	–	–
LM124	۰٫۱	۲ M	۷۵	۱٫۳	۲۰	۱	۲	۸۵	۱۰۰	۳۰	–	–
LM324	۰٫۱ M	–	–	۱	۴۵	< ۹	۵	۸۵	۱۰۰	–	–	–
LM607	۵M	۲ M	۵۰	۱٫۸	۱	۰٫۱۵	۰٫۵	۱۴۰	۱۴۰	۰٫۷	۶٫۵	۰٫۱۲
LM741	۰٫۲ M	۲ M	۴۷	۱	۸۰	۱	۲۰	۹۰	۹۶	۰٫۵	–	–
LMC6041	۰٫۵ M	> ۱۰13	–	۰٫۰۷۵	۰٫۰۰۲ p	۱	۰٫۰۰۱ p	۷۵	۷۵	۰٫۰۲	۸۳	۰٫۰۰
LMC6061	۳ M	> ۱۰13	–	۰٫۱	۰٫۰۱ p	۰٫۱	۰٫۰۰۵ p	۸۵	۸۵	۰٫۰۳۵	۸۳	۰٫۰۰۰۲
LMC6081	۰٫۳۵ M	> ۱۰13	–	۱٫۳	۰٫۰۱ p	۰٫۱۵	۰٫۰۰۵ p	۸۵	۸۵	۱٫۵	۲۲	۰٫۰۰۰۲
TLC1078	۰٫۱۲	۱٫۵ T	۵۰	۰٫۰۸۵	۰٫۷ p	۱۸۰ μ	۰٫۱ p	۹۷	۹۷	۴۷	–	–

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR
PowerEn.ir

د) الف) با استفاده از رابطه (۷-۴۲) حداکثر دامنه ورودی بدون اعوجاج:

$$V_m = \frac{SR}{2\pi f} = \frac{0.5 \times 10^6}{2\pi \times 300 \times 10^3} = 265.4 \text{ mV}$$

ب) با توجه به بهره ۱ برای تقویت‌کننده، دامنه خروجی و ورودی یکسان و حداکثر فرکانس:

$$f_{(max)} = \frac{SR}{2\pi V_m} = \frac{0.5 \times 10^6}{2\pi \times 5} = 15.92 \text{ kHz}$$

است.

ج) با فرکانس ورودی ۲۰ kHz و دامنه ماکزیمم خروجی ۱۰ V آپ-امپی با حداقل SR:

$$SR \geq 2\pi V_m f = 2\pi \times 10 \times 20 \times 10^3 \text{ V/s} = 1.25 \text{ V}/\mu\text{s}$$

موردنیاز است.

مسائل فصل هفتم

۷-۱) در یک تقویت‌کننده فیدبک که تقویت‌کننده اصلی آن دارای بهره باند میانی ۱۰۰۰ و یک قطب در $s_a = 1\ (\mu s)^{-1}$ است فیدبک مقاومتی f_0 اعمال می‌شود.

الف) عبارتی برای GM مشخص کنید.

ب) عبارتی برای PM مشخص و به ازاء ضریب عدم حساسیت ۲۱، ۱۱ و ۲ مقدار PM را محاسبه کنید.

ج) در مورد شرایط پایداری تقویت‌کننده نتیجه گیری کنید و نتایج را با بررسی در صفحه s توجیه کنید.

۷-۲) فرض کنید تابع انتقال تقویت‌کننده اصلی یک مدار فیدبک به فرم استاندارد یک سیستم مرتبه ۲ است و به آن فیدبک مقاومتی f_0 اعمال می‌شود.

الف) عبارتی برای GM مشخص و نشان دهید PM از رابطه (۷-۸الف) بدست می‌آید.

ب) برای مقادیر $Q = 0.5, 0.707, 1$ مقدار PM را محاسبه کنید.

ج) نشان دهید عبارت $PM = \frac{50°}{Q}$ تقریب خوبی از PM را بدست می‌دهد.

د) پاسخ فرکانس یک سیستم مرتبه ۲ را بر حسب پارامتر PM مرتب نموده نتیجه گیری کنید.

۷-۳) دریک آپ-امپ با مشخصات

$$a_0 = -10^4,\ s_1 = 2\pi\ (1 \text{ MHz}),\ s_2 = 2\pi\ (3 \text{ MHz}),\ s_3 = 2\pi\ (10 \text{ MHz})$$

الف) نمودار بد (Bode) پاسخ فرکانس را رسم کنید.

ب) مقدار f_0 که تقویت‌کننده نوسانی می‌شود چقدر است.

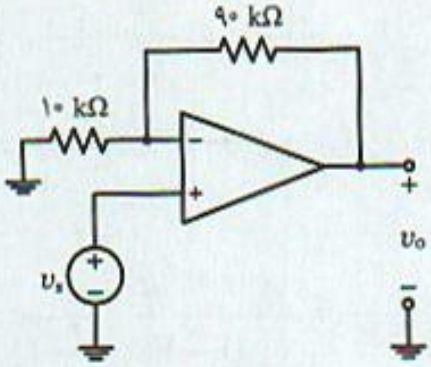
ج) اگر f_0 بیش از مقدار فرض ب باشد چه حالتی اتفاق می‌افتد.

د) اگر از آپ-امپ فوق در مدار شکل (م ۷-۳) بکار رود PM و GM را محاسبه کنید.

هـ) مقدار فیدبک f_0 را چنان بیابید که $PM = 65°$ حاصل شود. GM در این حالت چقدر است.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (م ۷-۳)

۷-۴) تقویت‌کننده‌ای با بهره ولتاژ ۱۰۰۰۰ و قطب‌هایی در ۱ MHz، ۵ MHz و ۲۰ MHz در نظر بگیرید.

الف) نمودار بد (Bode) پاسخ فرکانس را رسم کنید.

ب) $f_{o(max)}$ چقدر است.

ج) مقدار f_o را برای $GM = ۴$ مشخص کنید. PM در این حالت چقدر است.

د) مقدار f_o برای $PM = ۶۰°$ چقدر است؟ GM در این حالت چقدر است.

ه) برای $PM = ۵°$ ضریب عدم حساسیت چقدر است.

و) در حالت (ه) پاسخ فرکانس چگونه است.

ز) برای جبران در حالت (و) چه روشی بکار می‌برید؟ روش خود را بکار برده و عناصر مهم جبران را مشخص کنید.

۷-۵) در یک تقویت‌کننده عملیاتی به مشخصات

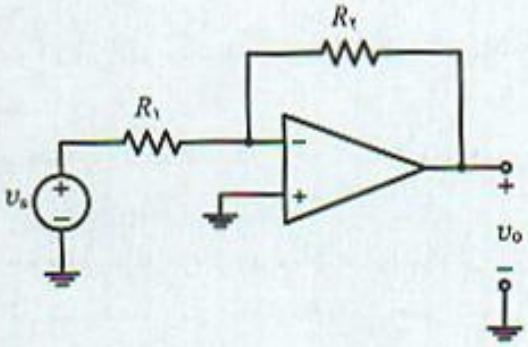
$$a_o = ۸۰\ \text{dB},\ s_۱ = ۲\pi\ (۱\ \text{MHz}),\ s_۲ = ۲\pi\ (۵\ \text{MHz}),\ s_۳ = ۲\pi\ (۳۰\ \text{MHz})$$

الف) نمودار بد (Bode) تقویت‌کننده را در فاصله ۰٫۱ MHz تا ۱۰۰ MHz رسم کنید.

ب) از این تقویت‌کننده در شکل (م ۷-۵) استفاده شده چه رابطه‌ای برقرار باشد تا تقویت‌کننده پایدار باشد.

ج) با استفاده از مفاهیم PM و GM در مورد شرایط ناپایداری بحث کنید.

ه) برای جلوگیری از ایجاد نوسان چه محدودیتی بر بهره باند میانی مدار بسته باید در نظر گرفت.



شکل (م ۷-۵)

۷-۶) تقویت‌کننده‌ای با بهره باند میانی $-۱۰^۳$ و دارای ۳ قطب در $f = ۱\ \text{MHz}$ در نظر بگیرید.

الف) فرکانس ω_c در مورد مدار را مشخص کنید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) با استفاده از PM و GM در شرایط ناپایداری بحث کنید.

ج) اگر یکی از قطب‌ها به $f = ۲۰۰\ \text{MHz}$ منتقل شود با فرض فیدبک مقاومتی در فرض (ب) که تقویت‌کننده قبلی ناپایدار است در مورد وضعیت پایداری این مدار تحقیق و نتیجه گیری کنید.

۷-۷) تابع انتقال مدار باز یک آپ-امپ

$$a(j\omega) = \frac{v_o}{v_+ - v_-} = \frac{a_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)}$$

است و در آن $a_o = 10^6$ ، $\omega_1 = 10^5\ \text{rad/sec}$ و $\omega_2 = 10^6\ \text{rad/sec}$

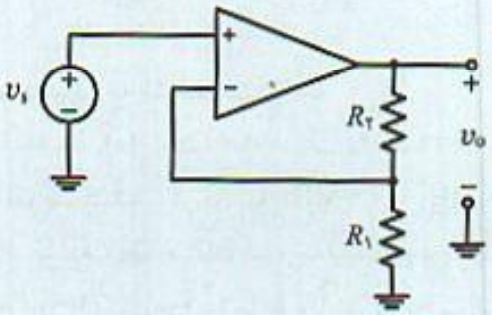
الف) فرکانس قطع ۳ dB مدار چقدر است.

ب) از این آپ-امپ در تقویت‌کننده شکل (م ۷-۷) با ضریب فیدبک f_o بکار می‌رود. در مورد شرایط پایداری بحث و با انتخاب مقادیر خاص مدار مناسبی برای بهره ۱۰۰ طرح کنید.

ج) با $R_2 = 90\ \text{k}\Omega$ و $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$ باشد مقادیر PM و GM تقویت‌کننده حاصل را محاسبه کنید.

د) اگر از این آپ-امپ بعنوان دنبال‌کننده ولتاژ (voltage fallower) استفاده شود ($f_o = 1$) آیا مدار نوسانی می‌شود.

ه) مقادیر PM و GM در فرض (د) چقدر است.



شکل (م ۷-۷)

۸-۷) تقویت‌کننده‌ای با بهره باند میانی -10^4 و ۳ قطب در ۱ MHz و ۵ MHz ، ۳۰ MHz و فیدبک مقاومتی f_o در نظر بگیرید.

الف) نمودار بد (Bode) دامنه و فاز این تقویت‌کننده را از ۰٫۱ MHz تا ۱۰۰ MHz رسم و مقادیر شیب و نقاط مهم آنرا مشخص کنید.

ب) با استفاده از مفاهیم PM و GM در شرایط ناپایداری بحث کنید و در صورت وجود نوسان فرکانس کار آنرا تعیین کنید.

ج) برای جلوگیری از نوسان چه محدودیتی بروی بهره باند میانی باید در نظر گرفت شرح دهید.

د) برای رسیدن به $PM \geq 45^\circ$ با فیدبک مقاومتی مقدار f_o را مشخص کنید.

۹-۷) تقویت‌کننده عملیاتی با بهره باند میانی 10^5 و با ۳ قطب در فرکانس‌های ۲ MHz ، ۵ MHz و ۲۰ MHz در نظر بگیرید که به آن فیدبک مقاومتی f_o اعمال می‌شود.

الف) نمودار بد (Bode) دامنه و فاز این تقویت‌کننده را از ۰٫۱ MHz تا ۱۰۰ MHz رسم و مقادیر شیب و

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

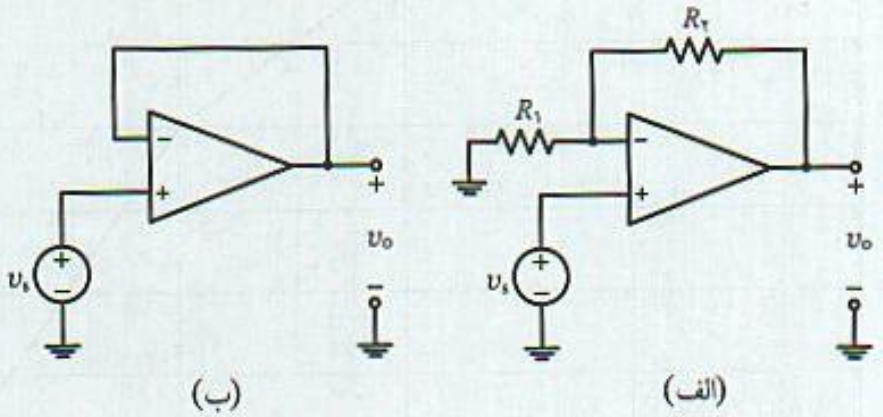
نقاط مهم آنرا روی کاغذ لگاریتمی تعیین کنید.

ب) با استفاده از مفاهیم PM و GM در شرایط پایداری بحث کنید.

ج) برای $PM = ۶۰^\circ$ ضریب عدم حساسیت چقدر است.

د) برای استفاده از این آپ-امپ در مدار شکل (م ۷-۹ الف) چه محدودیتی بر $R_۱$ و $R_۲$ باید قرار داد.

ه) از این مدار در تقویت‌کننده دنبال‌کننده ولتاژ شکل (م ۷-۹ ب) استفاده شود مقدار PM و GM را محاسبه کنید.



شکل (م ۷-۹)

۷-۱۰) شکل (م ۷-۱۰) نمودار بد (Bode) یک تقویت‌کننده را نشان می‌دهد.

الف) حداکثر ضریب عدم حساسیت با فیدبک مقاومتی چقدر است.

ب) مقدار ضریب عدم حساسیت با پاسخ فرکانس مناسب $PM = ۶۰^\circ$ چقدر است.

ج) به ازاء $f_o = ۲\times۱۰^{-۶}$ مقادیر PM و GM را محاسبه و پاسخ فرکانس را رسم کنید.

د) برای جبران در این حالت از چه روشی استفاده می‌کنید.

ه) با فیدبک مقاومتی $f_o = ۱$ مدار ناپایدار است چه روشی را برای جبران با پاسخ فرکانس مسطح بکار می‌برید. روش خود را بکار برده و پارامتر مهم جبران را مشخص کنید.

۷-۱۱) در یک تقویت‌کننده عملیاتی با مشخصات

$$a_o = ۱۰^۵,\quad \omega_۱ = ۱۰^۶\,\text{rad/s},\quad \omega_۲ = ۵\times۱۰^۶\,\text{rad/s}$$

الف) در مداری با بهره واحد در شکل (م ۷-۱۱ الف) استفاده می‌شود وضعیت پاسخ فرکانس چگونه است.

ب) برای جبران مدار در حالت (الف) از مدار شکل (م ۷-۱۱ ب) استفاده شده است. عناصر مدار را چنان انتخاب کنید که جبران حذف صفر و قطب انجام شده و $PM = ۶۰^\circ$ حاصل شود.

۷-۱۲) در یک تقویت‌کننده با مشخصات:

$$a_o = ۱۰۰\,\text{dB},\ s_۱ = ۲\pi\ (۱\ \text{MHz}),\ s_۲ = ۲\pi\ (۱۰\ \text{MHz}),\ s_۳ = ۲\pi\ (۵۰\ \text{MHz})$$

الف) نمودار بد (Bode) را رسم و حداکثر ضریب عدم حساسیت را مشخص کنید.

ب) به ازاء $f_o = ۰٫۵\, f_{o(max)}$ پاسخ فرکانس چگونه است.

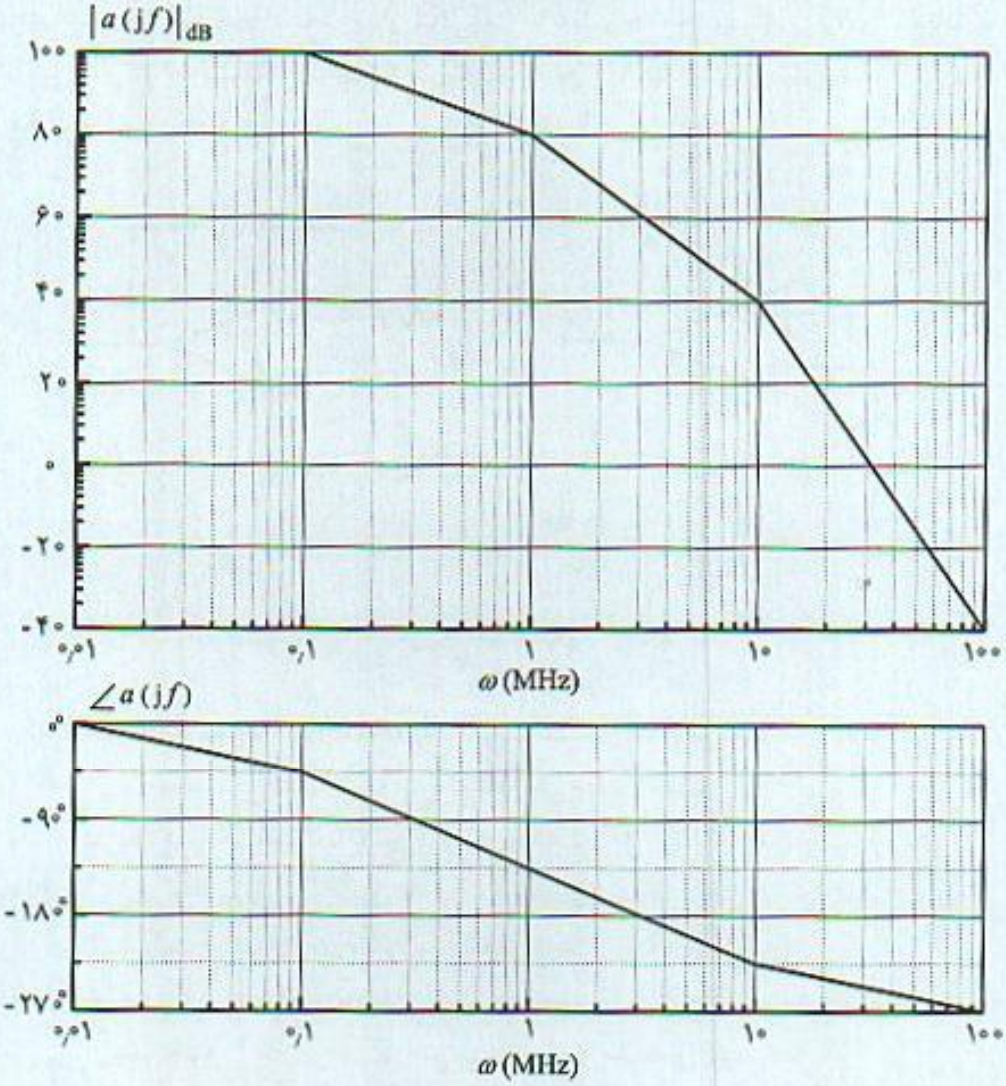
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

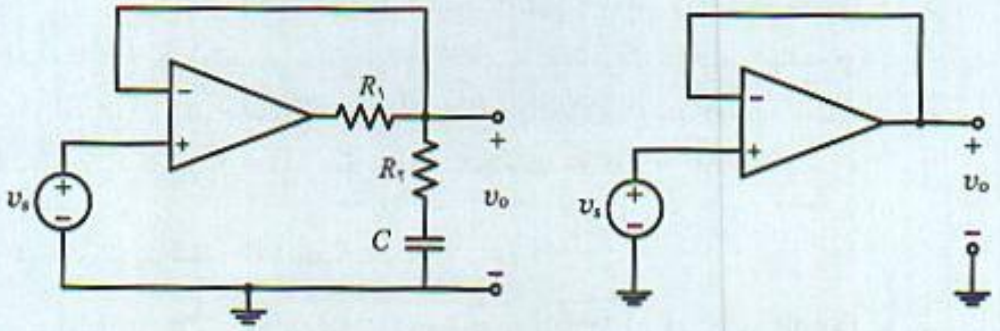
ج) مقدار فیدبک برای $GM = ۴$، پاسخ فرکانس چگونه است.

د) مقدار f_0 برای $PM = ۶۰°$ چقدر است و در این شرایط GM چقدر است.

ه) از مقایسه فرض (ج) و (د) چه نتیجه مهمی می‌توان گرفت.



شکل (م ۷-۱۰)

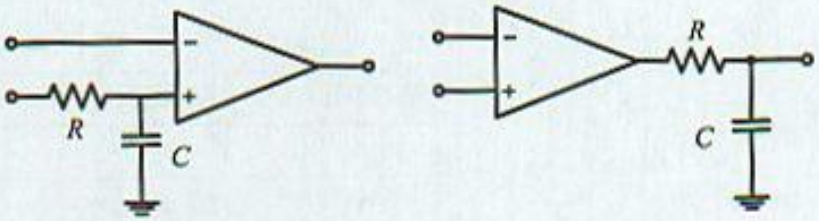


شکل (م ۷-۱۱)

POWEREN.IR

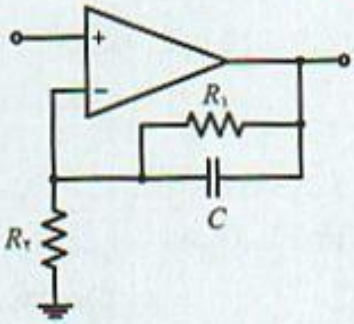
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۷-۱۳) در مدارهای شکل‌های (م ۷-۱۳) با فرض اینکه تابع انتقال آپ-امپ $a(s)$ است تابع انتقال کل تقویت‌کننده را مشخص و نوع جبرانی راکه در هر حالت می‌توان بکار برد مشخص کنید.



شکل (م ۷-۱۳)

۷-۱۴) در مدار شکل (م ۷-۱۴) عبارت بهره حلقه $T(s)$ را مشخص کنید. آیا با این مدار می‌توان تقویت‌کننده را جبران نمود شرح دهید.

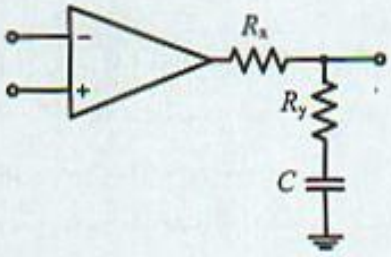


شکل (م ۷-۱۴)

۷-۱۵) در مدار شکل (م ۷-۱۵)

الف) بهره $\frac{v_o}{v_+ - v_-}$ را بدست آورید.

ب) در مورد روش جبران که در این مدار می‌توان بکار برد شرح دهید.



شکل (م ۷-۱۵)

۷-۱۶) نتایج اندازه‌گیری مشخصات یک تقویت‌کننده در جدول (م ۷-۱۶) نشان داده شده است. از این مدار در تقویت‌کننده با فیدبک استفاده می‌شود.

الف) حداکثر ضریب عدم حساسیت با فیدبک مقاومتی چقدر است.

ب) چه محدودیتی لازم است بر بهره باند میانی تقویت‌کننده مدار بسته قرار داد تا مدار پایدار باشد.

ج) ضریب عدم حساسیت برای پاسخ فرکانس مناسب حاصل چقدر است.

د) برای رسیدن به ضریب عدم حساسیت ۱۰۰ این تقویت‌کننده را بنحو مناسب جبران کنید تا پاسخ فرکانس مناسب حاصل شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

هـ) اگر این مدار با فیدبک واحد $f_0 = ۱$ بکار رود آیا مدار پایدار است؟

و) چنانچه در حالت (هـ) مدار ناپایدار است مدار را به روش مناسب جبران کنید تا $PM = ۶۰°$ بدست آید.

جدول (م ۷-۱۶)

f (MHz)	بهره	فاز
۰	۱۰۰۰	۰°
۰٫۱	۸۰۰	− ۴۵°
۰٫۳	۴۵۰	− ۱۰۰°
۱	۱۵۰	− ۱۵۰°
۳	۱۵	− ۲۰۰°
۱۰	۱	− ۲۵۰°

۷-۱۷) در مثال (۷-۴) و در فرض (الف) محل قطب موثر برای $GM = ۶\,dB$ تعیین شد. در این شرایط PM و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته را مشخص کنید.

۷-۱۸) در مثال (۷-۵) و در فرض (الف) محل قطب موثر با استفاده از فیلتر پایین گذر و برای $GM = ۶\,dB$ تعیین شد. در این شرایط PM و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده مدار بسته را مشخص و نتیجه را با مسئله (۷-۱۷) مقایسه کنید.

۷-۱۹) در مثال (۷-۶) نشان دهید مقاومت دو سر خازن $۱۴٫۳\,k\Omega$ است.

۷-۲۰) یک تقویت‌کننده عملیاتی با مشخصات

$$a_0 = ۸۰\,dB,\ s_1 = ۲\pi\,(۱۰^۲\,Hz),\ s_2 = ۲\pi\,(۱۰^۵\,Hz),\ \ s_3 = ۲\pi\,(۱۰^۶\,Hz)$$

الف) نمودار بد (Bode) مدار را رسم کنید.

ب) از این مدار در شکل (م ۷-۲۰ الف) استفاده می‌شود تحت چه شرایطی مدار پایدار است.

ج) در فرض (ب) برای رسیدن به ضریب عدم حساسیتی که $PM = ۱۵°$ است از روش جبران استفاده می‌شود نوع جبران را مشخص و پارامتر مهم آنرا مشخص کنید.

د) از این مدار در شکل (م ۷-۲۰ ب) استفاده می‌شود حداقل بهره و حداکثر ضریب عدم حساسیت با پاسخ فرکانس مناسب چقدر است.

هـ) آیا مدار شکل (م ۷-۲۰ ج) پایدار است. PM و GM چقدر است.

۷-۲۱) از تقویت‌کننده عملیاتی مسئله (۷-۲۰) در مدار معکوس‌کننده با بهره ولتاژ ۱۰۰ استفاده می‌شود.

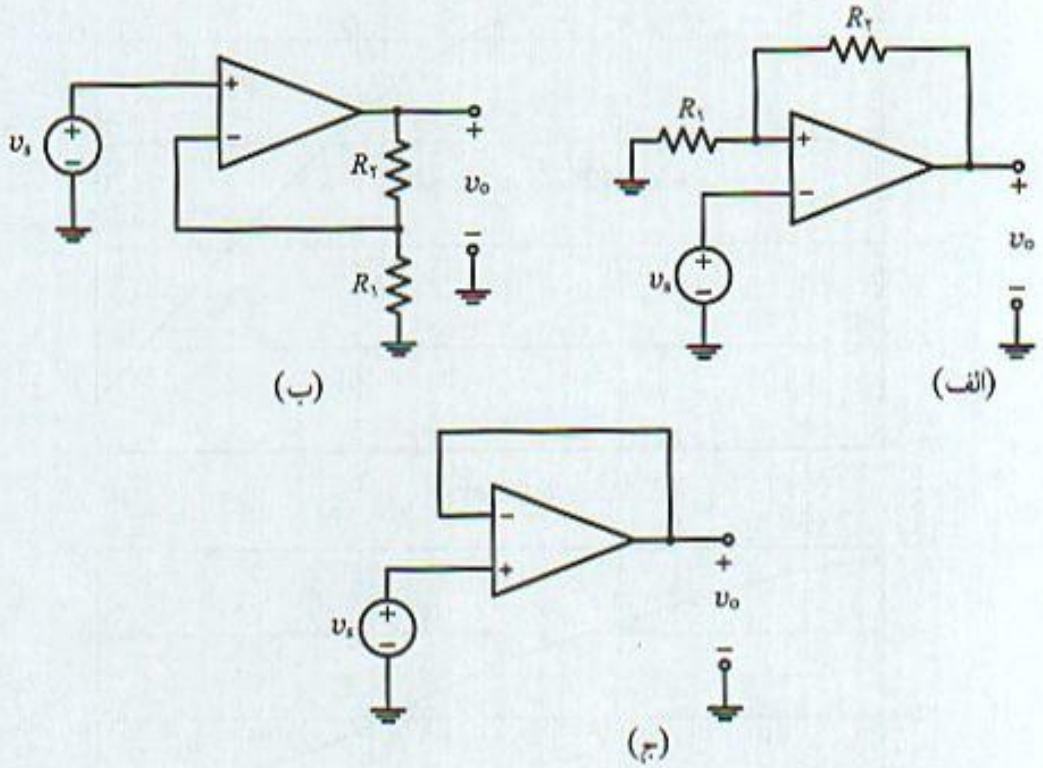
الف) وضعیت پایداری مدار چگونه است؟

ب) برای پایداری مدار در فرض (الف) از فیلتر پایین گذر شکل (م ۷-۲۱) در خروجی استفاده می‌شود در هر یک از حالت‌های زیر خازن C را محاسبه کنید.

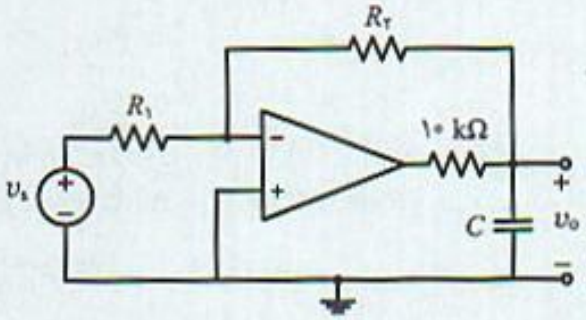
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱- مرز ناپایداری حاصل شود.
۲- پاسخ فرکانس مناسب باشد.



شکل (م ۷-۲۰)



شکل (م ۷-۲۱)

۷-۲۲) پاسخ فرکانس بهره تقویت‌کننده اصلی $a(j\omega)$، مدار فیدبک در شکل (م ۷-۲۲) رسم شده است.

الف) در مورد شرایط پایداری بحث کنید.

ب) با فرض فیدبک مقاومتی، مدار را برای $GM = ۴$ طرح کنید ضریب عدم حساسیت چقدر است.

ج) با فرض فیدبک مقاومتی، مدار را برای $PM = ۶۰°$ طرح کنید ضریب عدم حساسیت چقدر است.

د) فرض (ب) و (ج) را از نظر پاسخ فرکانس مقایسه کنید.

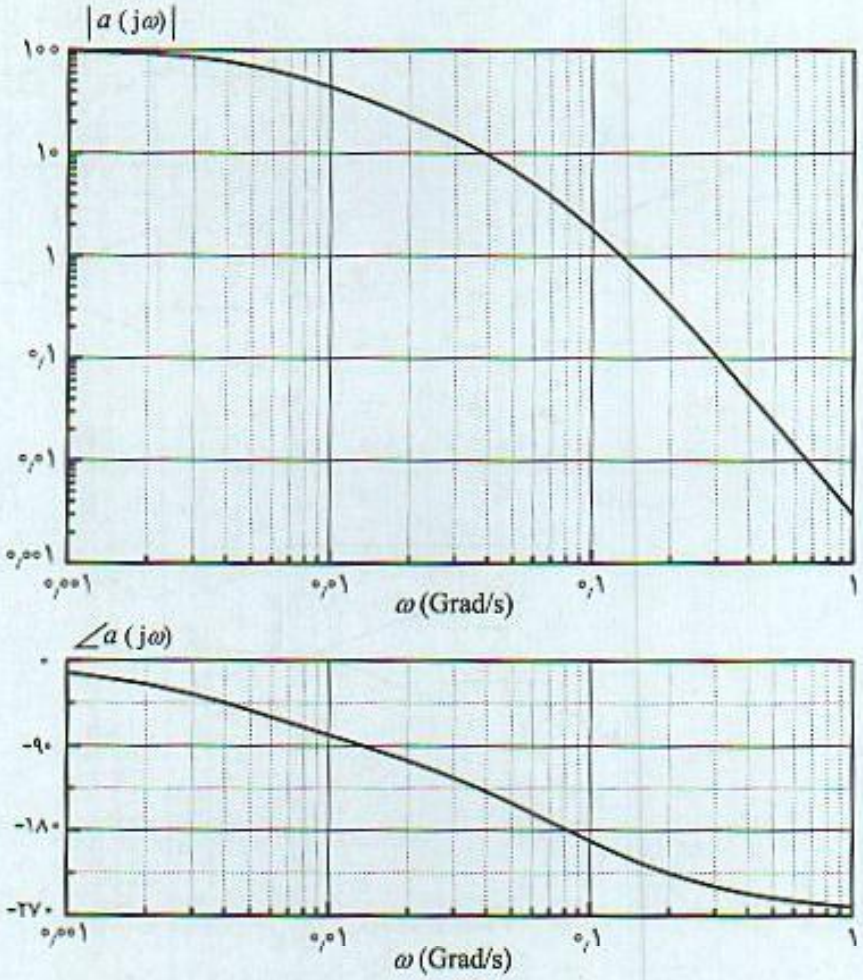
ه) برای $D_0 = ۷۰$، فیدبک مقاومتی لازم را محاسبه و پایداری تقویت‌کننده را مشخص کنید.

و) برای جبران تقویت‌کننده و رسیدن به $PM = ۶۰°$ در فرض (ه) جبران‌کننده مناسب بکار برید.

۷-۲۳) یک آپ-امپ با عبارت بهره رابطه (۷-۳۶) و با مقاومت ورودی R_i مستقل از فرکانس، در یک

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



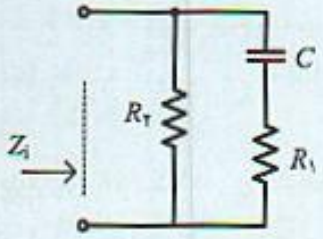
شکل (م ۷-۲۲)

مدار فیدبک و از نوع سری در ورودی بکار رفته است.

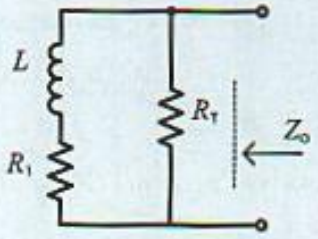
الف) نشان دهید مدار معادل امپدانس ورودی شکل (م ۷-۲۳) است.

ب) برای مقادیر $a_o = ۲٫۵ \times ۱۰^۵$ ، $|s_a| = ۲\pi\ (۵\,\text{Hz})$ ، $R_i = ۱\,\text{M}\Omega$ و ضریب عدم حساسیت ۲۰ مقادیر عناصر مدار معادل را مشخص کنید.

۷-۲۴) یک آپ-امپ با عبارت بهره رابطه (۷-۳۶) و با مقاومت خروجی R_o مستقل از فرکانس، در یک مدار فیدبک و از نوع جریان - موازی با ضریب فیدبک f_o بکار رفته است.



شکل (م ۷-۲۳)



شکل (م ۷-۲۴)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEh.ir

الف) نشان دهید مدار معادل امپدانس خروجی شکل (م ۷-۲۳) است.

ب) برای مقادیر $a_o = ۲ \times ۱۰^۵$ ، $|s_a| = ۲\pi\ (۵\ \text{Hz})$ ، $R_o = ۷۵\ \Omega$ و $f_o = ۰٫۰۲$ مقادیر عناصر مدار معادل را مشخص کنید.

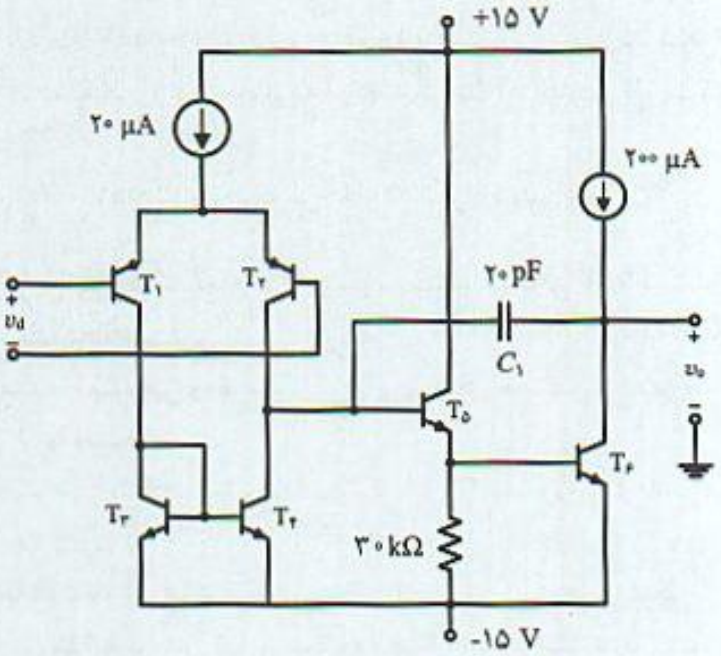
۷-۲۵) در مدار شکل (م ۷-۲۵) ترانزیستورهایی با مشخصات داده شده بکار رفته است.

$$\beta_{(NPN)} = ۱۰۰, \beta_{(PNP)} = ۵۰,\ V_{A(NPN)} = V_{A(PNP)} = ۸۰\ V,\ V_{BE} = ۰٫۶\ V, I_S = ۱۰^{-۱۴}\ A$$

الف) مقاومت ورودی تقویت‌کننده و بهره فرکانس پایین را مشخص کنید.

ب) با فرض اینکه خازن جبران مشخص‌کننده پاسخ فرکانس مدار باشد قطب موثر این تقویت‌کننده و فرکانس بهره واحد را مشخص نمایید.

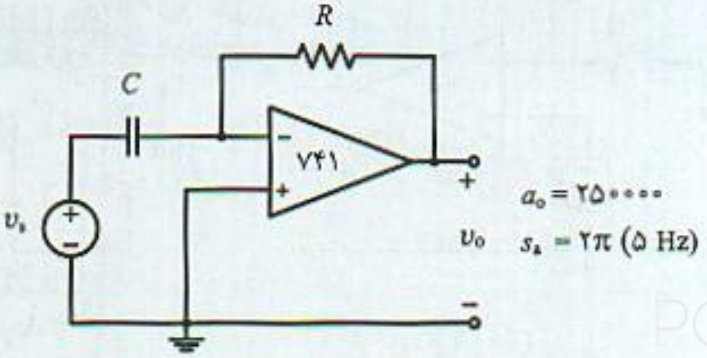
ج) SR مدار را مشخص کنید.



شکل (م ۷-۲۵)

۷-۲۶) در مدار شکل (۷-۲۶ م) که در آن از یک تقویت‌کننده عملیاتی جبران شده داخلی با پارامترهای a_o و s_a استفاده شده است:

الف) مدار معادل با فیدبک این مدار را رسم کنید.



شکل (م ۷-۲۶)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

ب) تابع بهره حلقه $T(s)$ را مشخص و پاسخ فرکانس مدار بسته را تعیین کنید.

ج) با فرض $R = ۱۵۸\ k\Omega$ و $C = ۰٫۰۱\ \mu F$ و آپ-امپ بکار رفته ۷۴۱ با مشخصات داده شده مقادیر PM و Q قطب‌های موهومی را مشخص و پاسخ فرکانس مدار را رسم کنید.

۷-۲۷) در تقویت‌کننده معکوس‌کننده شکل (م ۷-۲۷) از تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱ با پارامترهای :

$$a_o = ۲٫۵ \times ۱۰^۵ ,\ R_i = ۲\ M\Omega ,\ \ |s_a| = ۲\pi\ (۵\ Hz),\ \ R_i = ۷۵\ \Omega,\ SR = ۰٫۵\ V/\mu s$$

استفاده شده است.

الف) تابع انتقال کامل تقویت‌کننده را مشخص و بهره فرکانس پایین، پهنای باند تقویت‌کننده مدار بسته و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

ب) تقویت‌کننده را با استفاده از نرم‌افزار spice و مدار معادل شکل (۷-۲۳ ب) بررسی و پاسخ فرکانس را با فرض (ب) مقایسه کنید.

ج) در ورودی مدار سیگنالی با دامنه ۱۰۰ mV با فرکانس ۱۰ kHz قرار می‌گیرد. عبارت کامل ولتاژ خروجی را تعیین کنید. در این شرایط بررسی نمایید محدودیت سرعت چرخش بر تقویت‌کننده اثر تعیین‌کننده دارد یا خیر؟

د) فرض (ج) را برای ورودی با دامنه ۱۵۰ mV و با فرکانس ۱۵ kHz تکرار کنید.

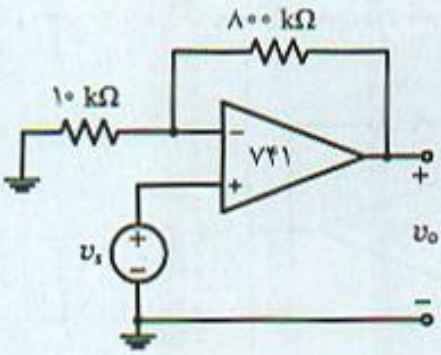
۷-۲۸) در تقویت‌کننده غیر معکوس‌کننده شکل (م ۷-۲۷) از تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱ با مشخصاتی مشابه مسئله (۷-۲۷) استفاده شده است.

الف) تابع انتقال کامل تقویت‌کننده را مشخص و بهره فرکانس پایین، پهنای باند تقویت‌کننده مدار بسته و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

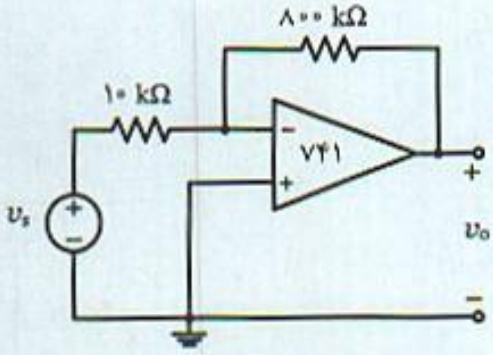
ب) تقویت‌کننده را با استفاده از نرم‌افزار spice و مدار معادل شکل (۷-۲۳ ب) بررسی و پاسخ فرکانس را با فرض (ب) مقایسه کنید.

ج) در ورودی مدار سیگنالی با دامنه ۱۰۰ mV با فرکانس ۱۰ kHz قرار می‌گیرد. عبارت کامل ولتاژ خروجی را تعیین کنید. در این شرایط بررسی نمایید محدودیت سرعت چرخش بر تقویت‌کننده اثر تعیین‌کننده دارد یا خیر؟

د) فرض (ج) را برای ورودی با دامنه ۱۵۰ mV و با فرکانس ۱۵ kHz تکرار کنید.



شکل (م ۷-۲۸)



شکل (م ۷-۲۷)

POWEREN.IR

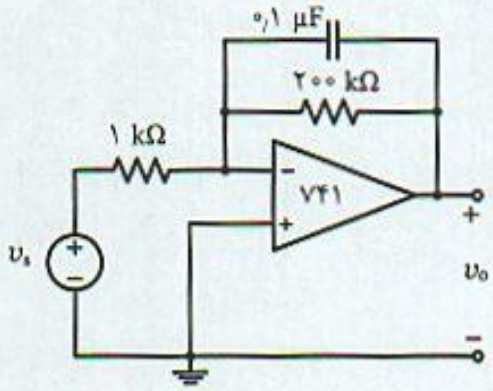
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۷-۲۹) در مدار انتگرال‌گیر شکل (م ۷-۲۹) از تقویت‌کننده عملیاتی ۷۴۱ با مشخصاتی مشابه مسئله (۷-۲۷) استفاده شده است.

الف) تابع انتقال کامل مدار را مشخص و بهره فرکانس پایین، پهنای باند تقویت‌کننده مدار بسته و پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را رسم کنید.

ب) تقویت‌کننده را با استفاده از نرم‌افزار spice و مدار معادل شکل (۷-۲۳ ب) بررسی و پاسخ فرکانس را با فرض (ب) مقایسه کنید.

ج) معین کنید در چه محدوده‌ای از فرکانس سیگنال ورودی انتگرال‌گیری بدرستی انجام می‌شود.



شکل (م ۷-۲۹)

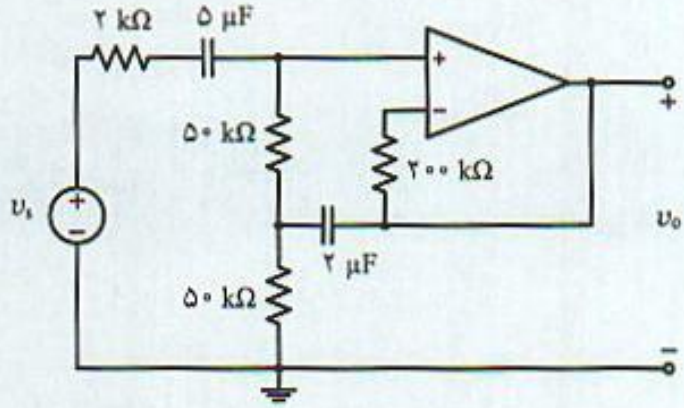
۷-۳۰) در تقویت‌کننده شکل (م ۷-۳۰) از تقویت‌کننده عملیاتی با مشخصات:

$$a_o = ۲ \times ۱۰^۵ , R_i = ۲\,M\Omega , \ |s_a| = ۲\pi\,(۱۰\ Hz), \ R_i = ۷۵\,\Omega$$

استفاده شده است.

الف) با استفاده از روش ثابت زمانی مدار باز و اتصال کوتاه پاسخ فرکانس تقویت‌کننده را مشخص کنید.

ب) با استفاده از مدار معادل شکل (۷-۲۳ ب) و نرم‌افزار spice پاسخ فرکانس را مشخص و با فرض (ب) مقایسه کنید.



شکل (م ۷-۳۰)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

فصل ۸

نوسان‌سازهای سینوسی

مقدمه

در فصل‌های قبل مشخص شد که تقویت‌کننده‌ها با فیدبک منفی تحت شرایط خاص ناپایدار می‌شوند. ناپایداری به مفهوم آن است که مدار بدون سیگنال ورودی دارای خروجی است. شرط ناپایداری در این تقویت‌کننده‌ها قدر مطلق بهره حلقه بزرگتر و یا مساوی یک در زاویه فاز $\pm 180^\circ$ است. در این شرایط فیدبک منفی به مثبت تبدیل شده و خروجی تقویت‌کننده نوسانی می‌شود.

یک نوسان‌ساز سینوسی مداری است که بدون سیگنال ورودی، خروجی آن موج سینوسی با دامنه و فرکانس ثابت است. چنین نوساناتی در یک تقویت‌کننده با فیدبک مثبت نیز بدست می‌آید. در حقیقت فیدبک مثبت ، سیگنال فیدبک مناسب از نظر دامنه و فاز برای شروع و ادامه نوسان در یک نوسان‌ساز را فراهم می‌آورد. گرچه در تقویت‌کننده‌ها وجود نوسانات ناخواسته مطلوب نیست، اما نوسان‌سازها خصوصا برای ایجاد موج سینوسی با فرکانس و دامنه مشخص طراحی می‌شوند. در نتیجه هدف طراحی در یک تقویت‌کننده خطی و نوسان‌ساز کاملا متفاوت است. غالبا نوسان‌سازها دارای ورودی برای تنظیم فرکانس و دامنه می‌باشند. هم چنین بعضی از نوسان‌سازهای پیشرفته دارای ورودی همزمان‌کننده نیز می‌باشند تا با سایر بخشهای مدار از جهت فاز هماهنگ باشند.

نوسان‌سازها در عمل دارای کاربردهای زیادی می‌باشند. در مدارهای رادیو، تلویزیون، کامپیوتر و بسیاری از سیستمهای مخابراتی مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این فصل پس از بررسی اصول نوسان انواع مختلف نوسان‌سازها معرفی و محاسبات آنها انجام می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

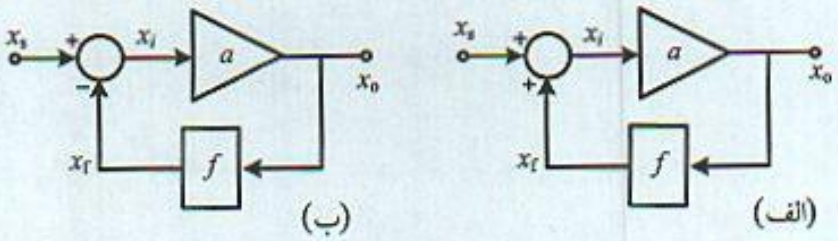
۸-۱ اصول نوسان در نوسان‌سازها

۸-۱-۱ شرایط نوسان

نوسان‌ساز تقویت‌کننده‌ای با فیدبک مثبت است. شکل (۸-۱ الف) و (ب) شمای کلی تقویت‌کننده با فیدبک مثبت و منفی را نشان می‌دهد. در این مدارها تابع انتقال مدار بسته A تقویت‌کننده و بهره حلقه T :

$$A = \frac{x_o}{x_i} = \frac{a}{1 \pm af} \quad , \quad T = \pm af \qquad (۸-۱)$$

می‌باشد. در روابط فوق علامت مثبت و منفی به ترتیب برای فیدبک منفی و مثبت است.



شکل ۸-۱ تقویت‌کننده با فیدبک : الف) فیدبک منفی ، ب) فیدبک مثبت

چنانچه مخرج تابع انتقال مدار بسته در رابطه (۸-۱) صفر شود، مقدار بهره مدار بزرگ شده و با سیگنال ورودی با دامنه بسیار کوچک تقویت‌کننده می‌تواند دارای خروجی با دامنه قابل ملاحظه باشد. علاوه‌بر آن حتی اگر سیگنال ورودی صفر فرض شود، خروجی مخالف صفر خواهد بود. بنابراین تحت شرایط :

$$1 + T = 1 \pm af = 0 \quad \Rightarrow \quad af = +1 \text{ یا } -1 \qquad (۸-۲)$$

مدار نوسانی شده و به نوسان‌ساز تبدیل می شود. به عبارت دیگر شرط نوسان در یک نوسان‌ساز از رابطه (۸-۳) بدست می‌آید.

$$|T| = |af| = 1 \quad \text{و} \quad T = 0^\circ \text{ یا } 360^\circ \quad \text{فیدبک مثبت} \qquad (۸-۳)$$

$$T = \pm 180^\circ \quad \text{فیدبک منفی}$$

این شرایط عموماً بنام شرایط برک‌هاوزن (Barkhausen) در نوسان‌سازها نامیده می‌شود. با توجه به مطالب فوق شرایط نوسان را در یک مدار می‌توان بشرح زیر خلاصه کرد :

- مقدار بهره حلقه در فرکانس نوسان لازم است "۱" باشد. این شرط در واقع شرط ادامه نوسان است.
- برای اطمینان از شروع نوسان لازم است در ابتدای کار بهره حلقه راکمی بزرگتر از "۱" قرار داد. این شرط عموماً شرط شروع نوسان نامیده می‌شود.
- زاویه تابع انتقال بهره حلقه برای تقویت‌کننده با فیدبک مثبت °۰ و یا °۳۶۰ و برای فیدبک منفی °۱۸۰± است.
- برای جلوگیری از ایجاد نوسان در سایر فرکانسها، شرایط نوسان نباید در فرکانسی جز فرکانس مورد نظر برقرار باشد. این شرط با انتخاب دقیق و مناسب عناصر مدار حاصل می‌شود.

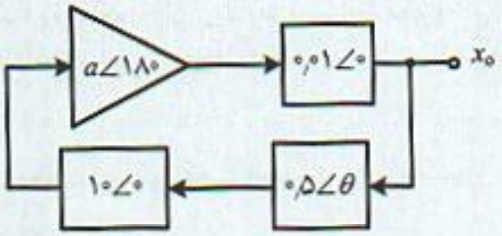
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- شرایط نوسان نباید حساسیتی به تغییرات ناخواسته قطعات و عناصر مدار در اثر عواملی مانند درجه حرارت، تولرانس، طول عمر و جایگزینی آنها داشته باشد. دست‌یابی به این خصوصیات نیاز به طراحی و انتخاب دقیق عناصر مدار را دارد.
- چنانچه تقویت‌کننده‌ای دارای بهره منفی است، لازم است مدار فیدبک °۱۸۰ انتقال فاز را در مدار ایجاد نماید تا فاز بهره حلقه °۰ شده و شرط نوسان برقرار شود. هم‌چنین اگر تقویت‌کننده با بهره مثبت است مدار فیدبک نباید انتقال فازی در مجموعه ایجاد نماید.
- شکل موج خروجی نوسان‌ساز بستگی به شرایط کار عناصر فعال مدار دارد. خروجی می‌تواند بصورت سینوسی، مربعی و مثلثی باشد. در این فصل نوسان‌سازهای سینوسی بررسی می‌شوند.

مثال ۸-۱

شکل (۸-۲) شمای کلی یک نوسان‌ساز را نشان می‌دهد. با بررسی شرایط نوسان بهره تقویت‌کننده و زاویه فاز را مشخص کنید.



شکل ۸-۲ نوسان‌ساز مثال (۸-۱)

حل شرط نوسان با توجه به فیدبک مثبت موجود در نوسان‌ساز:

$$a\angle 180^\circ \times 0.01\angle 0^\circ \times 0.5\angle\theta^\circ \times 10\angle 0^\circ = 1\angle 360^\circ$$

با حل معادله فوق بهره تقویت‌کننده و انتقال فاز لازم برای ایجاد نوسان:

$$a = 20 \quad , \quad \theta = 180^\circ$$

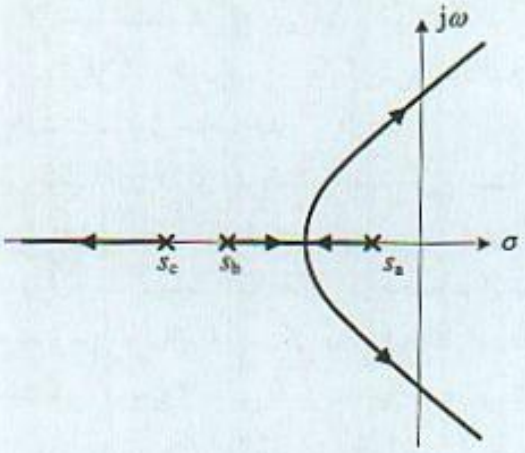
بدست می‌آیند.

۸-۱-۲ چگونگی ایجاد نوسان در نوسان‌سازها

ایجاد نوسان در مدارها را می‌توان با استفاده از مکان هندسی ریشه‌ها در صفحه s و یا بررسی در حوزه فرکانس انجام داد. در تقویت‌کننده با فیدبک منفی که تقویت‌کننده اصلی آن دارای سه قطب است مکان هندسی ریشه‌ها با تغییر فیدبک بصورت شکل (۸-۳) است. ملاحظه می‌شود به ازاء بعضی از مقادیر فیدبک مکان هندسی ریشه‌ها محور موهومی را قطع و به سمت راست صفحه s منتقل می‌شود. به ازاء مقدار فیدبک $f_{o(max)}$ قطب‌ها روی محور $j\omega$ قرار گرفته و مدار به نوسان‌ساز با فرکانس ثابت تبدیل می‌شود. چنانچه مقدار فیدبک از $f_{o(max)}$ کمترباشد قطب‌ها سمت چپ صفحه مدار پایدار و غیر نوسانی است. در حالتی که فیدبک بیش از $f_{o(max)}$ قرار داده شود قطب‌ها در سمت راست صفحه s قرار گرفته و قسمت حقیقی آنها

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۳ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبک منفی با تقویت‌کننده اصلی شامل سه قطب

مثبت خواهد بود. در این شرایط در خروجی نوساناتی به وجود می‌آید که دامنه آن مرتبا در حال افزایش است. با توجه به شرایط غیر خطی عناصر فعال که با افزایش دامنه بهره آنها کم می‌شود پس از مدت کوتاهی با توجه به کاهش بهره، قطب‌های تقویت‌کننده به سمت چپ حرکت نموده و در نهایت روی محور موهومی قرار می‌گیرند. لازم به ذکر است چنانچه مقدار فیدبک خیلی زیاد باشد شرایط قطع و اشباع عناصر فعال مدار نیز باعث محدود شدن خروجی و تولید سیگنال مربعی می‌شود.

با توجه به مطالب فوق می‌توان گفت در صفحه مختلط s شرط ادامه نوسان آن است که قطب‌ها روی محور $j\omega$ قرار گیرند. شرط شروع نوسان معادل آن است که در لحظات اولیه قطب‌ها دارای بخش حقیقی مثبت و در سمت راست صفحه s واقع شده باشند.

یک اشکال مهم در طرح نوسان‌سازی با مکان هندسی ریشه‌ها بصورت شکل (۸-۳) آن است که اولاً با توجه به اینکه قطب‌های تقویت‌کننده اصلی به خازنهای داخلی عناصر فعال بستگی دارد کنترل دقیق فرکانس نوسانات وجود ندارد. ثانیاً مدار حساس به مقدار فیدبک است و تغییرات جزیی در f_0 و یا بهره تقویت‌کننده اصلی تغییرات زیادی در مکان قطب‌ها را سبب می‌شود.

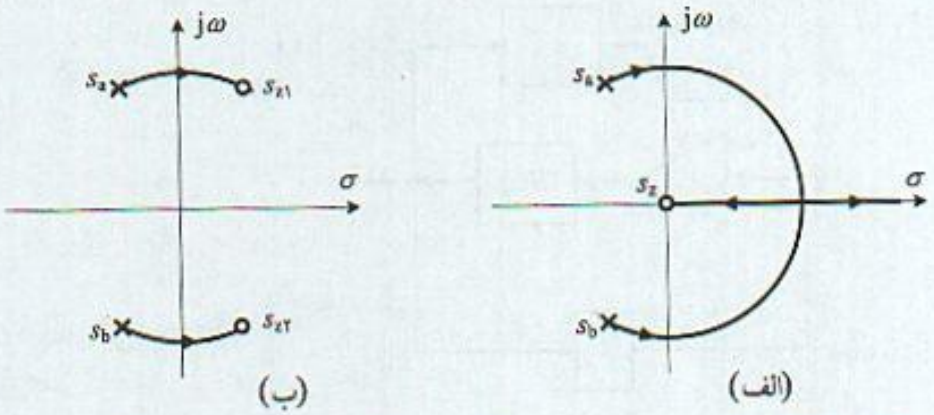
ساده‌ترین روش برای حل مشکلات فوق آن است که از مداری استفاده شود که مکان قطب‌های آن با تغییر فیدبک بصورت شکل (۸-۴ الف) باشد. در این حالت عبارت بهره حلقه شامل دو قطب مختلط و یک صفر در $s = 0$ است. با تقریب خوب می‌توان گفت فرکانس نوسان بخش موهومی قطب‌های اولیه مدار است که می‌توان با انتخاب مناسب عناصر مدار به آسانی آن را کنترل نمود. با اعمال فیدبک مختصری در مدار، قطب‌ها روی محور $j\omega$ قرار گرفته و نوساناتی با فرکانس مورد نظر بوجود می‌آید. علاوه‌بر آن برای اینکه حساسیت مدار به مقدار فیدبک کم شود بهتر است از مداری استفاده کرد که دارای مکان قطب‌ها بصورت شکل (۸-۴ ب) باشد. این مکان هندسی مربوط به نوسان‌ساز **پل میچم** (Mecham Bridge) است که از پایداری فرکانس بسیار خوبی برخوردار است و در بخش‌های بعد مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد.

۸-۱-۳ پایداری فرکانس نوسان

فرکانس نوسانات یک نوسان‌ساز بستگی به عناصر مدار دارد و ممکن است در اثر عواملی ناخواسته مانند درجه حرارت، طول عمر قطعات، تعویض آنها و **عناصر اضافی** (parasitic) تغییراتی داشته باشد. هر چه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۴ مکان هندسی ریشه‌های تقویت‌کننده فیدبک: الف) ۲ قطب مختلط و یک صفر، ب) دو قطب مختلط در سمت چپ

میزان تغییرات فرکانس نوسانات کمتر باشد گفته می‌شود نوسان‌ساز **پایداری فرکانسی** بهتری را دارا است. معیاری که عموماً برای بیان پایداری فرکانس نوسان‌ساز بکار می‌رود تغییرات فاز بهره حلقه نسبت به فرکانس در فرکانس نوسان است. این مشخصه با S_F نشان داده شده و با رابطه (۸-۴) تعریف می‌شود.

$$S_F = \left|\frac{d\psi}{d\omega}\right|\omega = \omega_o \quad , \quad \psi(\omega) = \angle H(j\omega) \qquad (۸-۴)$$

$H(j\omega)$ پاسخ فرکانس مدار فیدبک است. چنانچه فاز مربوط به تقویت‌کننده θ فرض شود در اینصورت لازم است فاز تابع انتقال مدار فیدبک $H(j\omega)$ برابر $2\pi - \theta$ باشد تا شرط نوسان برقرار باشد. حال اگر در اثر عوامل ناخواسته‌ای فاز مربوط به تقویت‌کننده به اندازه $d\theta$ تغییر یابد فرکانس نوسان باید چنان تغییر نماید که فاز ناشی از شبکه فیدبک مساوی $2\pi - d\theta$ شود. پس چنانچه شیب منحنی فاز شبکه فیدبک در فرکانس نوسان m فرض شود:

$$m = \left|\frac{d\psi}{d\omega}\right|\omega = \omega_o$$

بنابراین برای تغییر فاز $\pm d\theta$ در عبارت فاز $H(j\omega)$ و در فرکانس نوسان ω_o:

$$\frac{1}{m} = \left|\frac{d\psi}{d\theta}\right|\omega = \omega_o \qquad (۸-۵)$$

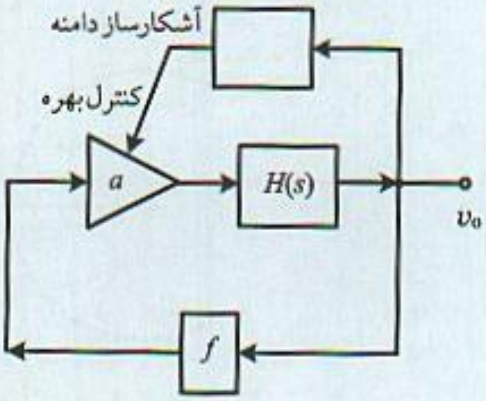
رابطه (۸-۵) مبین آن است که برای پایداری هر چه بیشتر فرکانس نوسانات لازم است m، مشتق فاز تابع انتقال شبکه فیدبک بزرگ باشد.

۸-۱-۴ پایداری دامنه نوسانات

دامنه نوسانات خروجی نوسان‌ساز مانند فرکانس تغییر می‌کند. بهره تقویت‌کننده در اثر عوامل ناخواسته دچار تغییراتی شده و بنابراین مقدار بهره حلقه نوسان‌ساز نیز تغییر می‌یابد. اگر بهره تقویت‌کننده خیلی کم

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



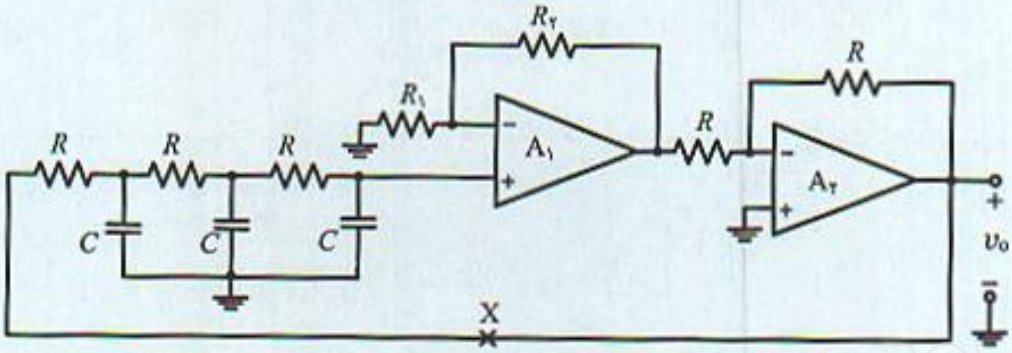
شکل ۸-۵ شمای کلی نوسان‌ساز با تثبیت دامنه و فرکانس

شود ممکن است شرط ادامه نوسان بهم خورده و نوسان قطع شود. از طرف دیگر افزایش بهره تقویت‌کننده باعث زیاد شدن دامنه خروجی نوسان‌ساز می‌شود. برای بدست آوردن نوساناتی با دامنه ثابت لازم است بهره تقویت‌کننده تابعی از دامنه نوسانات باشد بطوریکه در دامنه‌های زیاد بهره کم و برعکس بهره در دامنه‌های کم زیاد باشد. با توجه به این بحث، شمای کلی نوسان‌ساز را می‌توان بصورت شکل (۸-۵) در نظر گرفت که در آن شبکه با تابع انتقال $H(s)$ مشخص‌کننده فرکانس نوسان و مدار نمونه بردار دامنه برای کنترل بهره تقویت‌کننده بکار رفته است.

۸-۲ نوسان‌سازهای انتقال فاز

۸-۲-۱ نوسان‌ساز انتقال فاز با تقویت‌کننده عملیاتی

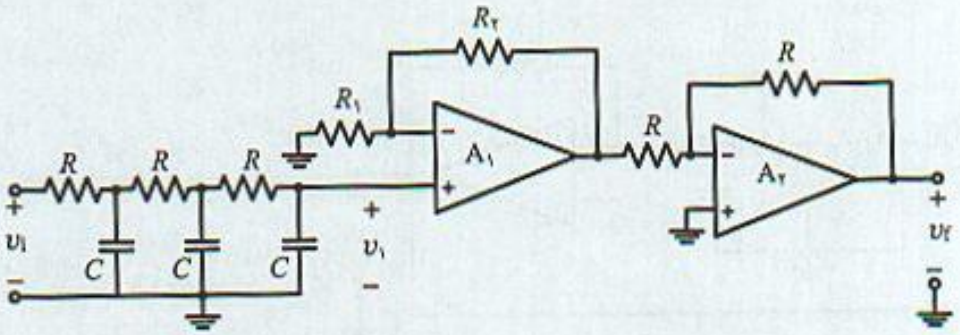
نوسان‌سازهای **انتقال فاز** (phase shift) از مدار RC به عنوان مدار فیدبک تشکیل می‌شود تا انتقال فاز لازم برای شرایط نوسان را فراهم سازد. تقویت‌کننده را می‌توان از نوع معکوس‌کننده با بهره منفی انتخاب نمود. در این صورت لازم است مدار RC فاز $180°$ داشته باشد تا شرط نوسان برقرار باشد. چنانچه تقویت‌کننده بکار رفته غیر معکوس‌کننده باشد در این صورت انتقال فازی از مدار فیدبک مورد نیاز نیست. شکل (۸-۶) یک نوسان‌ساز با دو تقویت‌کننده عملیاتی را نشان می‌دهد. تقویت‌کننده اول از نوع غیر معکوس‌کننده با بهره $1 + R_2 / R_1$ و تقویت‌کننده دوم معکوس‌کننده با بهره واحد است. برای بررسی شرایط نوسان در مدار،



شکل ۸-۶ نوسان‌ساز انتقال فاز با دو تقویت‌کننده عملیاتی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۷ مدار معادل حلقه باز شده نوسان‌ساز شکل ۸-۶

حلقه فیدبک از نقطه مناسب (نقطه X) باز نموده و عبارت بهره حلقه مدار محاسبه می‌شود.

شکل (۸-۷) مدار معادل نوسان‌ساز که حلقه فیدبک آن باز شده است را نشان می‌دهد. باید در نظر داشت در انجام این کار لازم است اثر بارگذاری تقویت‌کننده را بر مدار نیز در نظر گرفت که در مورد این مدار با توجه به اینکه مقاومت ورودی تقویت‌کننده زیاد است از این اثر صرفنظر شده است. در مورد این نوسان‌ساز عبارت بهره حلقه:

$$T(s) = \frac{V_f}{V_i} = \frac{-a_0}{1 + 6RCs + 5(RCs)^2 + (RCs)^3} \quad , \quad a_0 = 1 + R_2 / R_1 \qquad (\text{۸-۶ الف})$$

بهره حلقه حاصلضرب سه عبارت مربوط به بهره تقویت‌کننده‌های عملیاتی و تابع انتقال مدار انتقال فاز است. در فرکانس نوسان ω_0:

$$T(j\omega_0) = \frac{-a_0}{1 - 5(RC\omega_0)^2 + j6RC\omega_0 - j(\omega_0 RC)^3} \qquad (\text{۸-۶ ب})$$

شرط نوسان در مورد این مدار:

$$\mathrm{Im}\left[T(j\omega_0)\right] = 0 \Rightarrow 6RC\omega_0 - (RC\omega_0)^3 = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC} \qquad (\text{۸-۷ الف})$$

$$|T(j\omega_0)| = 1 \quad \Rightarrow \quad a_0 = 29 \qquad (\text{۸-۷ ب})$$

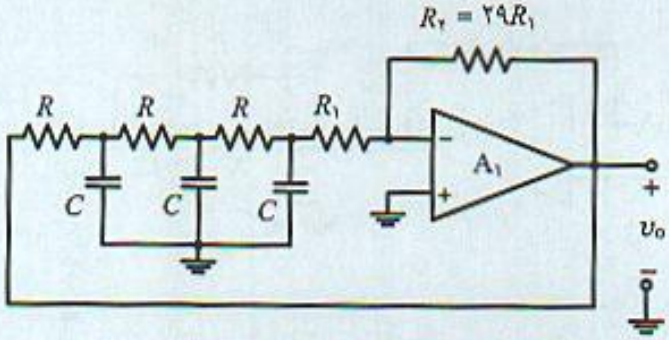
بنابراین تقویت‌کننده عملیاتی اول باید دارای بهره ۲۹+ باشد تا نوسانات در فرکانس محاسبه شده بوجود آید. برای این کار لازم است $R_2 = 29R_1$ انتخاب شود.

با ترکیب دو تقویت‌کننده عملیاتی در مدار شکل (۸-۶) می‌توان مداری با یک تقویت‌کننده عملیاتی بدست آورد که در شکل (۸-۸) نشان داده شده است. می‌توان نشان داد با فرض $R \gg R_1$، شرایط نوسان در این مدار نیز مشابه مدار شکل (۸-۶) و با همان فرکانس برقرار است.

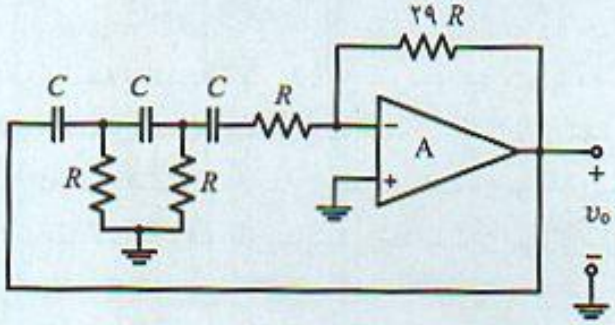
مسئله بارگذاری در نوسان‌ساز شکل (۸-۸) را می‌توان با عوض نمودن محل مقاومتها و خازن‌ها حل نمود. مدار حاصل در شکل (۸-۹) نشان داده شده است. در مورد این مدار می‌توان نشان داد که بهره لازم تقویت‌کننده و فرکانس نوسانات از رابطه (۸-۸) بدست می‌آید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۸ نوسان‌ساز انتقال فاز با یک تقویت‌کننده عملیاتی



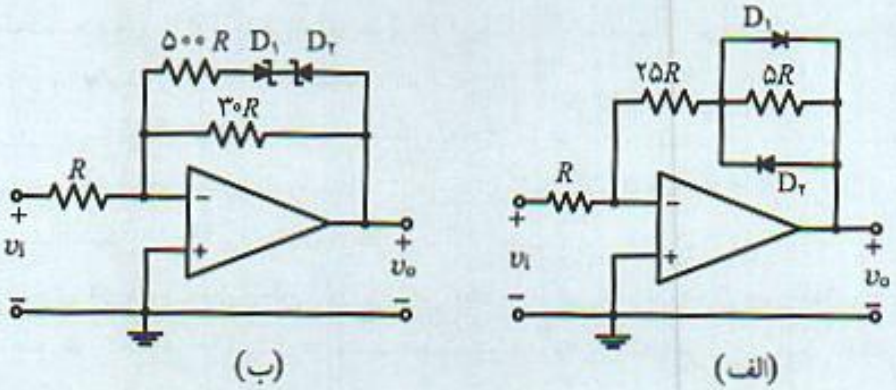
شکل ۸-۹ نوسان‌ساز انتقال فاز با تقویت‌کننده عملیاتی و حذف اثر بارگذاری

$$a_o = -۲۹\,, \quad \omega_o = \frac{۱}{RC\sqrt{۶}} \tag{۸-۸}$$

اثبات رابطه (۸-۸) به عنوان تمرین در انتهای فصل بعهده دانشجویان واگذار می‌شود.

۸-۲-۲ محدود کردن دامنه نوسان

مهمترین اشکال نوسان‌سازهای مطرح شده در بخش قبل آن است که روشی برای محدود کردن دامنه خروجی وجود ندارد. چنانچه بهره تقویت‌کننده بیش از ۲۹ شود دامنه خروجی تا حد اشباع طبقات خروجی آپ-امپ افزایش خواهد داشت. چنانچه بهره از مقدار فوق کمتر شود مدار نوسانی نخواهد داشت. برای حل مشکل فوق می‌توان از مدارهای شکل (۸-۱۰) استفاده نمود. در این مدار با افزایش دامنه نوسانات، به



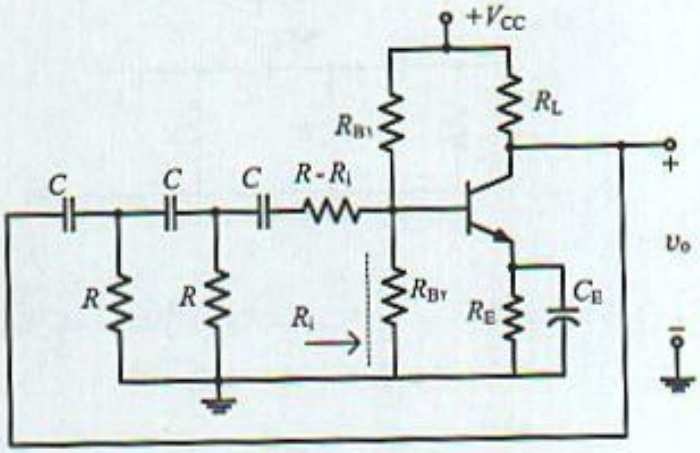
شکل ۸-۱۰ تقویت‌کننده با عناصر غیر خطی جهت محدود شدن دامنه نوسان

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEh.ir

علت وجود عناصر غیر خطی، دیود زنر در مدار فیدبک، بهره تقویت‌کننده کم شده و دامنه ولتاژخروجی محدود می‌شود. در مدار شکل (۸-۱۰ الف) وقتی دیودها قطع هستند بهره مدار ۳۰ - است. با وصل شدن هریک از آنها، در نیم سیکل مثبت و منفی، بهره به ۲۵ - خواهد رسید. در مدار (۸-۱۰ ب) نیز حداقل و حداکثر بهره به ترتیب ۲۸٫۳ - و ۳۰ - می‌باشد. البته باید توجه داشت استفاده از عناصر غیر خطی باعث افزایش هارمونیکهای بالاتر در خروجی می‌شود.

هم‌چنین با استفاده از ترانزیستورهای BJT که دارای خاصیت **خود محدودکنندگی** (self limit) هستند می‌توان نوسان‌سازی با دامنه پایدار بدست آورد. بررسی شرایط **غیر خطی و سیگنال بزرگ** (large signal) نشان می‌دهد بهره این عناصر در شرایط بایاس معمول، با افزایش دامنه سیگنال ورودی کم می‌شود. شکل (۸-۱۱) نوسان‌ساز انتقال فاز با عناصر BJT را نشان می‌دهد.



شکل ۸-۱۱ نوسان‌ساز انتقال فاز با ترانزیستورهای BJT

علاوه‌بر روشهای فوق که مبتنی بر محدود کردن دامنه نوسانات با استفاده از شرایط غیر خطی عناصر فعال است، می‌توان از روشهای دیگری مانند مقامتهای حساس به درجه حرارت برای کنترل بهره استفاده کرد. از مهمترین این عناصر می‌توان:

- ترمیستور، مقاوت حرارتی با ضریب مثبت
- سنسیستور، مقاومت حرارتی با ضریب مثبت
- لامپ‌های حرارتی با ولتاژ کم، مقاومت حرارتی با ضریب مثبت

نام برد. نکته مهمی که در استفاده از عناصر مقاوتی حساس به درجه حرارت باید در نظر گرفت آن است که پس از تثبیت دامنه نوسانات خروجی، توان مصرفی در مقاومت ثابت مانده و درجه حرارت آن نیز ثابت است. در نتیجه در حالت دائمی و در شرایط پایدار نوسان هیچ عنصر غیر خطی در مدار وجود ندارد و به این ترتیب سیگنال خروجی فاقد هارمونیک‌های اضافی و به بیان دیگر دارای حداقل اعوجاج است. علاوه‌بر آن این عناصر دارای **ثابت زمانی حرارتی** (thermal time constant) می‌باشند که نشان‌دهنده سرعت تغییر درجه حرارت عنصر در زمان تغییر جریان و یا توان مصرفی آنهاست. این ثابت زمانی عامل محدودکننده برای تغییر سریع فرکانس و دامنه خروجی نوسان‌کننده می‌باشد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

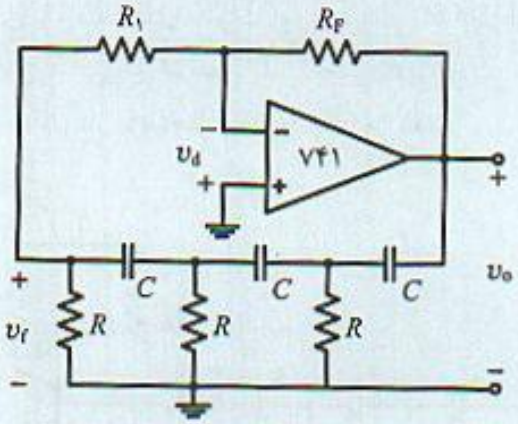
مثال ۸-۲

شکل (۸-۱۲) نوسان‌ساز انتقال فاز با تقویت‌کننده عملیاتی را نشان می‌دهد.

الف) شرایط نوسان را در مورد مدار بررسی و فرکانس نوسانات را مشخص کنید.

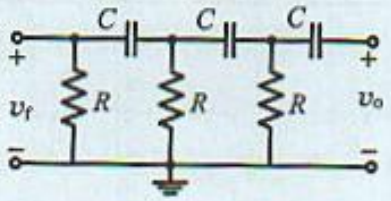
ب) عناصر مدار را برای فرکانس ۴۰۰ Hz تعیین نمایید. $C_1 = 0.1\,\mu F$

ج) مدار را با استفاده از نرم‌افزار spice و با منبع تغذیه ۱۵ V بررسی و فرکانس نوسانات را مشخص کنید.



شکل ۸-۱۲ نوسان‌ساز مثال (۸-۲)

الف) در این نوسان‌ساز با صرفنظر از اثر بارگذاری مقاومت R_1 عبارت تابع انتقال مدار فیدبک که در شکل (۸-۱۳) نشان داده شده است:



شکل ۸-۱۳ مدار فیدبک نوسان‌ساز شکل (۸-۱۱)

$$f(s) = \frac{(RC\,s)^3}{(RC\,s)^3 + 6(RC\,s)^2 + 5RC\,s + 1}$$

با توجه به تقویت‌کننده بکار رفته بصورت معکوس‌کننده، عبارت بهره حلقه در فرکانس نوسان:

$$T(j\omega_0) = \frac{R_F}{R_1}\;\frac{(RC\,\omega_0)^3}{-j(RC\,\omega_0)^3 + 6(RC\,\omega_0)^2 + j5RC\,\omega_0 + 1}$$

بررسی شرایط نوسان با توجه به عبارت بهره حلقه نشان می‌دهد:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$$

ب) برای اینکه نوسان‌سازی با فرکانس ۴۰۰ Hz طراحی شود، با خازن انتخاب شده:

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$C = ۰٫۱\ \mu F\ , \qquad R = \frac{۱}{۲\pi\sqrt{۶}f_o C} = ۱۶۲۴\ \Omega \ \Rightarrow\ R = ۱٫۷\ k\Omega$$

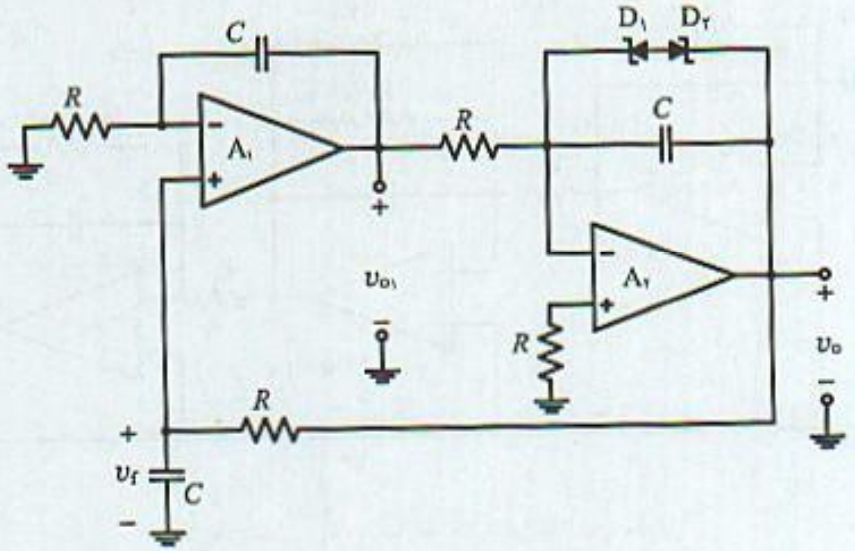
و برای اینکه مقاومت $R_۱$ اثر بار گذاری نداشته باشد:

$$R_۱ \geq ۱۰R = ۱۷\ k\Omega\ , \qquad \frac{R_F}{R_۱} = ۲۹ \ \Rightarrow\ R_F = ۱۷\times ۲۹ = ۴۹۳\ k\Omega$$

ج) بررسی مدار با مقادیر انتخاب شده عناصر موجود توسط نرم‌افزار spice نشان می‌دهد نوساناتی با فرکانس ۴۱۰ Hz با دامنه ۱۳٫۴۳ V(P-P) بوجود می‌آید.

۸-۲-۳ نوسان‌ساز quadrature

نوسان‌ساز با خروجی متعامد (quadrature) دارای دو خروجی با اختلاف فاز ۹۰° است و در شکل (۸-۱۴) نشان داده شده است. در این مدار شبکه فیدبک شامل یک مقاومت و خازن با تابع انتقال:



شکل ۸-۱۴ نوسان‌ساز quadature با دو خروجی متعامد و تثبیت دامنه خروجی

$$f(s) = \frac{V_f}{V_o} = \frac{۱}{۱ + RC\,s} \qquad (۸-۹)$$

است. هم‌چنین با باز کردن حلقه فیدبک در یک نقطه مناسب می‌توان بهره حلقه مدار را بدست آورد. بهره حلقه حاصلضرب سه تابع انتقال مربوط به تقویت‌کننده عملیاتی ۱ (غیر معکوس‌کننده) و شبکه فیدبک می‌باشد. تابع انتقال بهره حلقه نوسان‌ساز:

$$T(s) = A_۱(s)\,A_۲(s)\,f(s) = \left(۱ + \frac{۱}{RC\,s}\right)\left(-\frac{۱}{RC\,s}\right)\left(\frac{۱}{۱ + RCs}\right) = -\frac{۱}{(RC\,s)^۲} \qquad (۸-۱۰)$$

شرایط نوسان در مورد این نوسان‌ساز:

POWEREN.IR

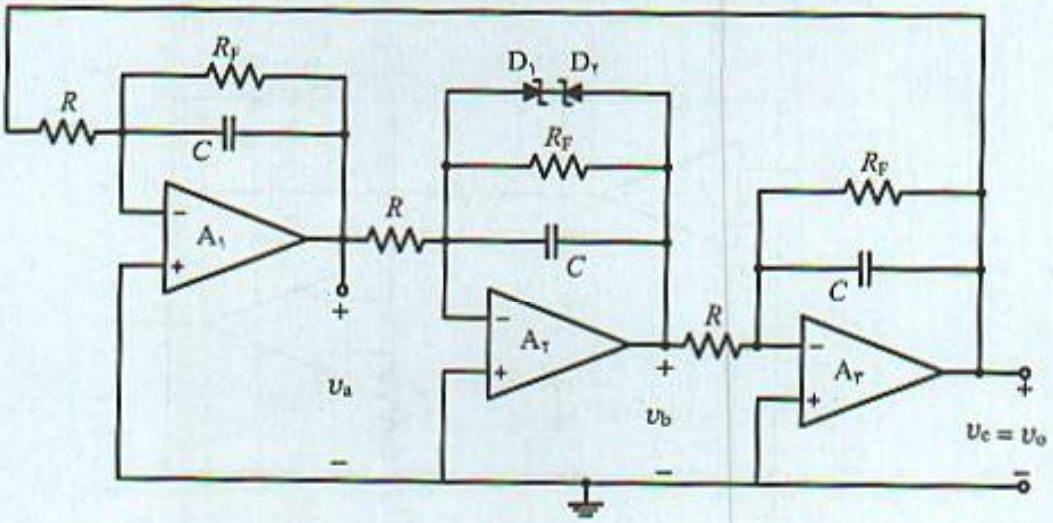
POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$T(j\omega_o) = \frac{1}{(RC\,\omega_o)^3} \quad , \quad |T(j\omega_o)| = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_o = \frac{1}{RC} \qquad (۱۱-۸)$$

توجه شود فاز بهره حلقه ثابت و در تمام فرکانسها برابر °۰ است. چنانچه خروجی یکی از تقویت‌کننده‌ها به صورت سینوسی در نظر گرفته شود خروجی آپ-امپ دیگر نیز سینوسی با °۹۰ اختلاف فاز نسبت به آپ-امپ اول خواهد بود.

۸-۲-۴ نوسان‌ساز سه فاز

نوسان‌ساز سه فاز (three phase) با سه خروجی و با دامنه‌های مساوی با اختلاف فاز °۱۲۰ نسبت به هم در شکل (۸-۱۵) ملاحظه می‌شود. از این نوسان‌ساز برای تولید سیگنالهای کنترل در سیستم‌های قدرت استفاده می‌شود. این نوسان‌ساز از سه مدار انتگرال‌گیر با تلفات (lossy integrator) تشکیل شده که تابع انتقال هر مدار:



شکل ۸-۱۵ نوسان‌ساز سه فاز با تقویت‌کننده عملیاتی

$$A_1(s) = \frac{-R_F \| 1/Cs}{R} = \frac{-R_F/R}{1 + R_F C s} \qquad (۱۲-۸)$$

است. در این نوسان‌ساز ضریب فیدبک "۱" است بنابراین بهره حلقه:

$$T(s) = \frac{-(R_F/R)^3}{(1 + R_F C s)^3} = \frac{-(R_F/R)^3}{(R_F C s)^3 + 3(R_F C s)^2 + 3(R_F C s) + 1} \qquad (۱۳-۸)$$

و معادله مشخصه تابع انتقال مدار با حلقه بسته:

$$1 + T(s) = 0 \quad \Rightarrow \quad (R_F C s)^3 + 3(R_F C s)^2 + 3(R_F C s) + 1 + (R_F/R)^3 = 0 \qquad (۱۴-۸)$$

است. برای ایجاد نوسان در مدار لازم است قطب‌های تقویت‌کننده مدار بسته روی محور موهومی واقع

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

شوند. با قرار دادن $s = j\omega$ در رابطه (۴-۱۸) شرایط نوسان بدست می‌آید. می‌توان نشان داد:

$$\omega_o = \frac{\sqrt{۳}}{R_F C}, \quad \frac{R_F}{R} = ۲ \qquad (۱۵-۸)$$

با شرایط بدست آمده در رابطه (۸-۱۵) تابع انتقال هر یک از مدارهای انتگرال‌گیر:

$$A_۱(j\omega) = \frac{-۲}{۱ + j\sqrt{۳}} = ۱ \angle ۱۲۰ \qquad (۱۶-۸)$$

خواهد بود. بنابراین اگر ولتاژ خروجی تقویت‌کننده عملیاتی اول با فاز صفر به عنوان مبنا در نظر گرفته شود، در این‌صورت ولتاژ تمام نقاط مدار:

$$v_a(t) = V_m \sin(\omega_o t)$$

$$v_b(t) = V_m \sin(\omega_o t + ۱۲۰°)$$

$$v_c(t) = V_m \sin(\omega_o t + ۲۴۰°)$$

می‌باشند. برای پایداری دامنه خروجی می‌توان از دیودهای زنر بصورت شکل (۸-۱۶) استفاده نمود.

۸-۲-۵ نوسان‌ساز پل وین

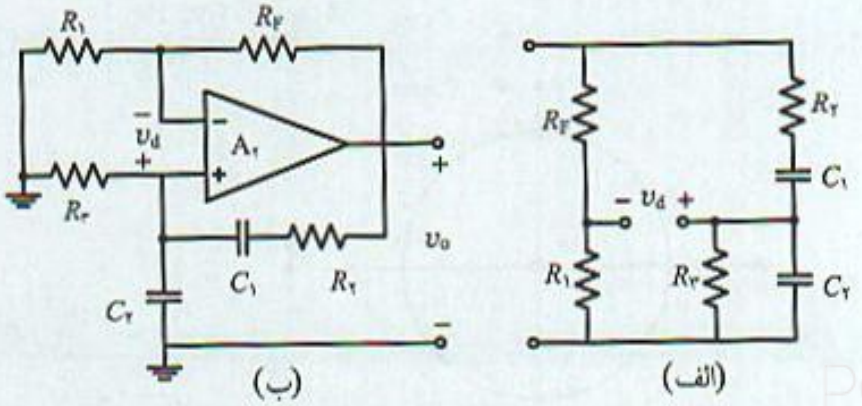
نوسان‌ساز پل وین (Wien bridge) از مهم‌ترین مدارهایی است که در عمل در تولید سیگنالهای سینوسی در فرکانس‌های صوتی مورد استفاده فراوان قرار گرفته است. اساس این نوسان‌ساز بر مدار پلی است که در شکل (۸-۱۶ الف) نشان داده شده است و معمولا در اندازه‌گیری مقاومت و خازن بکار می‌رود. با تنظیم عناصر مدار برای اختلاف ولتاژ $v_d = ۰$، مقدار عنصر مجهول از رابطه (۸-۱۷) بدست می‌آید.

$$\frac{R_۲}{R_۳} + \frac{C_۲}{C_۱} = \frac{R_F}{R_۱} \qquad (۱۷-۸)$$

چنانچه یک تقویت‌کننده عملیاتی به این پل اندازه‌گیری مانند شکل (۸-۱۶ ب) اضافه شود این نوع نوسان‌ساز بدست می‌آید. در این مدار تقویت‌کننده به صورت غیر معکوس‌کننده و عناصر مدار مقادیر:

$$R_۲ = R_۳ = R \quad , \quad C_۱ = C_۲ = C$$

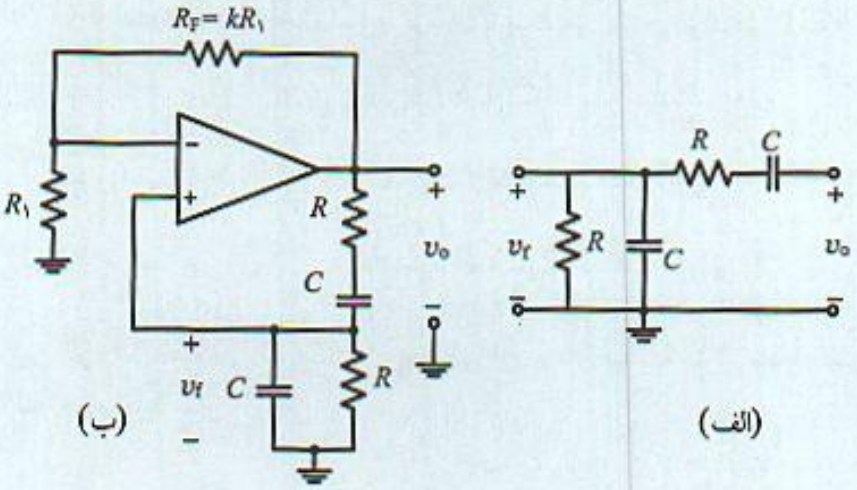
انتخاب می‌شوند.



شکل ۸-۱۶ الف) پل اندازه‌گیری پل وین، ب) نوسان‌ساز پل وین

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۱۷ نوسان‌ساز پل وین با حلقه فیدبک باز شده

برای بررسی شرایط نوسان در مدار، حلقه فیدبک را از نقطه مناسب باز نموده و از مدار معادل شکل (۸-۱۸) عبارت بهره حلقه محاسبه می‌شود. با توجه به بهره تقویت‌کننده عملیاتی و امپدانس خروجی بسیار کم آن:

$$T(s) = \frac{V_f}{V_i} = \frac{V_f}{V_o}\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}(1 + k)$$

رابطه فوق را می‌توان بر حسب ادمیتانس Y_1 نوشت:

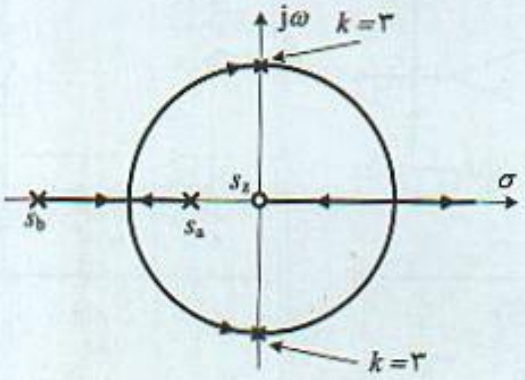
$$T(s) = \frac{V_f}{V_i} = \frac{1}{1 + Y_1 Z_2}(1 + k)$$

با توجه به مقادیر Z_2 و Y_1، تابع انتقال بهره حلقه:

$$T(s) = (1 + k)\frac{RCs}{(RCs)^2 + 3RCs + 1} \qquad (۱۸-۸)$$

و شرط نوسان در مورد این نوسان‌ساز با توجه به فیدبک مثبت موجود در مدار:

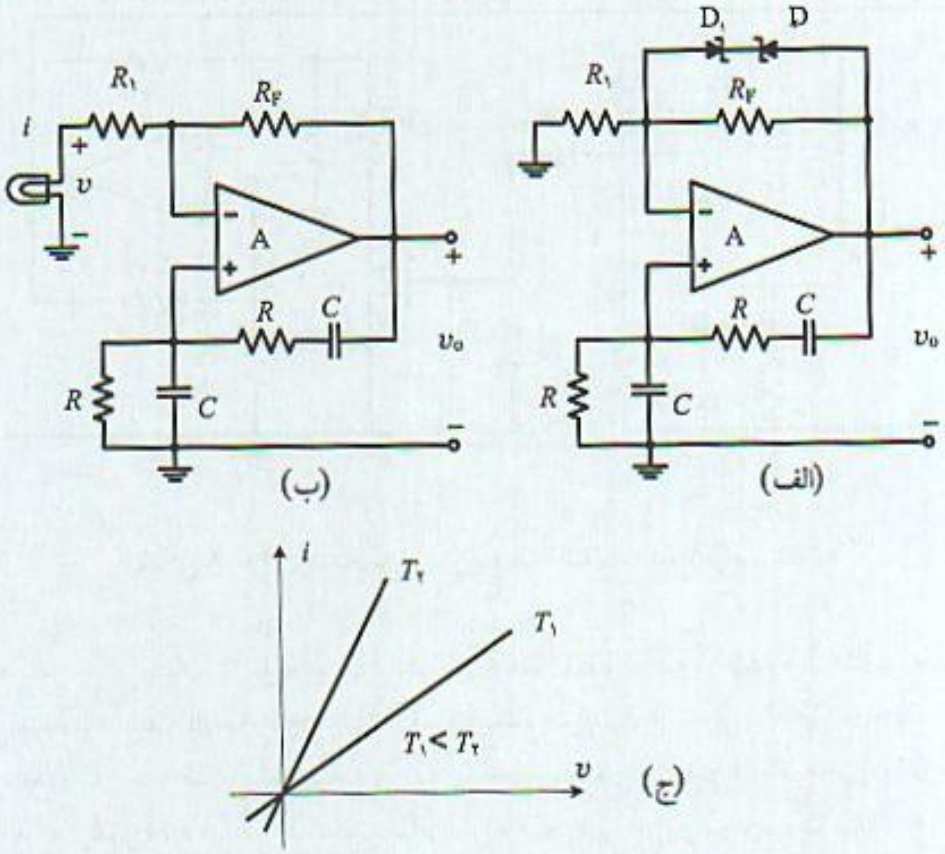
$$1 - T(s) = 0 \Rightarrow T(s) = (1 + k)\frac{RCs}{(RCs)^2 + 3RCs + 1} = 1 \qquad (۱۹-۸)$$



شکل ۸-۱۸ مکان هندسی ریشه‌های نوسان‌ساز پل وین با تغییر k

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل ۸-۱۹ الف) نوسان‌ساز پل وین با دامنه تثبیت شده: الف) با دیود، ب) با لامپ ولتاژ پایین، ج) مشخصه حرارتی لامپ ولتاژ

با قراردادن $s = j\omega$ در رابطه (۸-۱۹) دو رابطه بدست می‌آید که از یکی فرکانس نوسان و از دیگری شرایط لازم در تقویت‌کننده برای ایجاد نوسان مشخص می‌شود. نتایج در رابطه (۸-۲۰) خلاصه شده است.

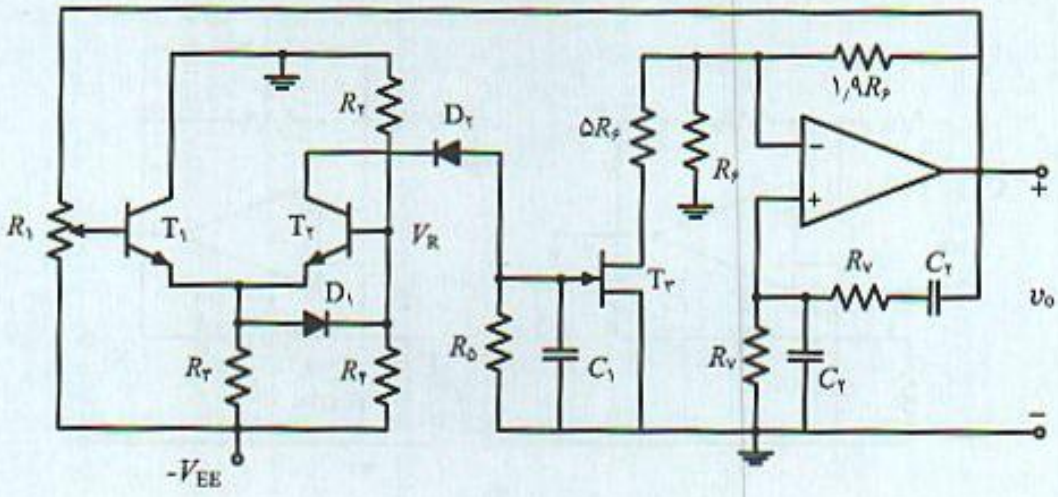
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad k = 2, \quad \frac{R_F}{R_1} = 2 \qquad (۸-۲۰)$$

با توجه به اینکه تابع انتقال بهره حلقه مدار دارای یک صفر در $s = 0$ و دو قطب است مکان هندسی ریشه‌ها با فرض حقیقی بودن قطب‌های تابع انتقال بهره حلقه بصورت شکل (۸-۱۸) خواهد بود. این مکان محور $j\omega$ را به ازاء $k = 3$ قطع و شرایط ایجاد نوسان فراهم می‌شود.

برای دست یابی به پایداری دامنه می‌توان از دیود زنر استفاده نمود که در شکل (۸-۱۹ الف) نشان داده شده است. هم‌چنین با کمک لامپ ولتاژ پایین و یا ترمیستور به صورت شکل (۸-۱۹ ب) می‌توان دامنه نوسانات خروجی را تثبیت نمود. مشخصه نمونه یک لامپ در شکل (۸-۱۹ ج) نشان داده شده است که در درجه حرارت‌های پایین مقاومت کمی دارد و با افزایش درجه حرارت مقاومت آن زیاد می‌شود. بنابراین چنانچه ولتاژ خروجی نوسان‌ساز افزایش یابد، جریان لامپ زیاد شده و مقدار مقاومت آن زیاد می‌شود که این امر سبب کاهش بهره آپ-امپ شده دامنه ولتاژ خروجی را کاهش می‌دهد. به عبارت دیگر فیدبک منفی موجود در مدار باعث تثبیت دامنه خروجی می‌شود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۲۰ نوسان‌ساز پل وین با تثبیت دامنه با استفاده از عناصر FET

نمونه کامل‌تر از نوسان‌ساز پل وین، با استفاده از عنصر FET به عنوان مقاومت متغیر جهت کنترل **اتوماتیک بهره** (Automatic Gain Control) تقویت‌کننده عملیاتی، در شکل (۸-۲۰) ملاحظه می‌شود. در این مدار دامنه ولتاژ خروجی با ولتاژ مرجع V_R مقایسه می‌شود. در دامنه‌های کم خروجی، ولتاژ بیس T_1 از ولتاژ مرجع کمتر نمی‌شود و T_2 قطع است. با افزایش دامنه خروجی و به ازاء یک مقدار خاص از آن، خروجی به حدی می‌رسد که در پیک منفی آن T_1 قطع شده و T_2 شروع به هدایت می‌کند. جریان کلکتور T_2، خازن C_1 را شارژ و ولتاژ گیت ترانزیستور T_3 افزایش می‌یابد. مقاومت بین سورس و درین ترانزیستور FET زیاد خواهد شد و این امر باعث کاهش بهره تقویت‌کننده عملیاتی و تثبیت دامنه خروجی می‌شود. پتانسیومتر R_1 در مدار دامنه نوسانات خروجی را مشخص می‌کند. البته باید توجه داشت با تغییر R_1 دامنه خروجی سریعا به حالت دائمی نمی‌رسد بلکه پس از تاخیر زمانی نسبتاً طولانی که به ثابت زمانیهای R_2C_1 و R_5C_1 بستگی دارد به حالت دائمی می‌رسد. انتخاب این دو ثابت زمانی مهمترین مسئله در طراحی مدار است. ثابت زمانی‌های کوچک پاسخ مدار به تغییرات را سریعتر می‌کند اما از طرف دیگر اعوجاج سیگنال خروجی را افزایش می‌دهد. این اعوجاج ناشی از تخلیه خازن C_1 در زمانی است که ترانزیستور T_1 قطع است. هم‌چنین اگر این ثابت زمانیها بزرگ انتخاب شوند اعوجاج کم ولی پاسخ مدار به تغییرات کند خواهد شد.

مثال ۸-۳

الف) یک نوسان‌ساز پل وین در فرکانس ۱ kHz طراحی کنید.

ب) مدار طرح شده را با نرم‌افزار spice بررسی و دامنه خروجی و فرکانس نوسانات را مشخص کنید. آپ-امپ بکار رفته را ۷۴۱ و با منبع تغذیه ۱۲ ولتی در نظر بگیرید.

حل

الف) با انتخاب خازن:

$$C = 0{,}01\,\mu F\,,\quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \Rightarrow \quad R = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 0{,}01 \times 10^{-6}} = 15915\,\Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با انتخاب مقاومت $R_1 = 10\ k\Omega$:

$$R_2 = 2R_1 = 20\ k\Omega$$

ب) مدار طراحی شده توسط نرم‌افزار spice بررسی و نتایج بدست آمده نشان می‌دهد فرکانس نوسانات ۹۷۸ Hz با دامنه خروجی V(P-P) ۱۱٫۹۱ است.

۸-۳ نوسان‌سازهای LC

نوسان‌سازهای RC که در بخش‌های قبل مورد بحث و بررسی قرار گرفت حداکثر تا فرکانس ۱۰۰ kHz قابل استفاده هستند. البته محدودیت پاسخ فرکانس تقویت‌کننده عملیاتی بکار رفته در مدار را نیز باید در نظر داشت. اما شاید مهم‌ترین اشکال نوسان‌کننده‌های RC آن است که مدار فیدبک بکار رفته نسبت به فرکانس تغییرات زیادی ندارد. به عنوان نمونه ممکن است برای مداری در طول یک اکتاو (octave) فرکانسی پاسخ فرکانس شبکه فیدبک تنها به اندازه ۱۰٪ تغییر کند. به عبارت دیگر مدار فیدبک **انتخاب‌گر** (selective) نیست. برای رفع این اشکال و افزایش فرکانس کار نوسان‌سازها عموماً از مدارهای شامل سلف و خازن استفاده می‌شود.

شکل (۸-۲۱) اساس ساختمان این نوسان‌کننده‌ها را نشان می‌دهد. در این مدار تقویت‌کننده بکار رفته می‌تواند یک عنصر فعال مانند ترانزیستور و یا آپ-امپ باشد. برای بررسی شرایط نوسان در مدار تقویت‌کننده را با مقاومت ورودی بزرگ و با بهره ولتاژ A_V در نظر گرفته و با باز کردن حلقه فیدبک در مدار، عبارت بهره حلقه محاسبه می‌شود. در این مدار:

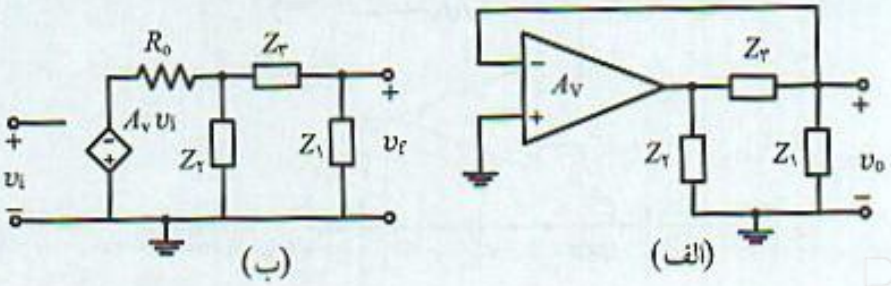
$$T(s) = \frac{V_f}{V_i} = -\frac{A_V Z_1 Z_2}{R_o(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)} \qquad (۸-۲۱)$$

چنانچه امپدانسهای بکار رفته در مدار هر سه از نوع راکتیو (سلف و خازن) باشند در این صورت:

$$Z_1 = jX_1,\quad Z_2 = jX_2,\quad Z_3 = jX_3$$

برای سلف $X = L\omega$ و در مورد خازن $X = \frac{1}{C\omega}$ است. با توجه به این روابط عبارت بهره حلقه:

$$T(s) = \frac{V_f}{V_i} = \frac{A_V X_1 X_2}{jR_o(X_1 + X_2 + X_3) + X_2(X_1 + X_3)} \qquad (۸-۲۲)$$



شکل ۸-۲۱ الف) شمای کلی نوسان‌سازهای LC، ب) مدار معادل با حلقه فیدبک باز شده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

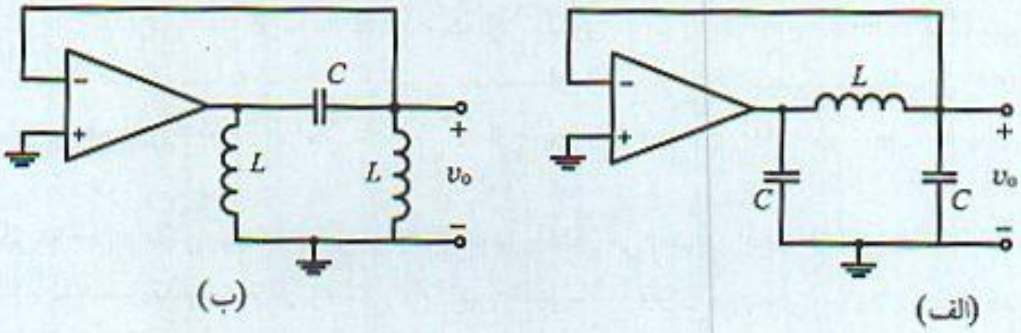
شرایط نوسان در مورد مدار ایجاب می‌کند که اولا:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \qquad \text{(۸-۲۳ الف)}$$

و ثانیا برای اطمینان از شروع نوسان:

$$A_V \geq \frac{X_2}{X_1} \qquad \text{(۸-۲۳ ب)}$$

با توجه به علامت انتخاب شده برای A_V لازم است X_1 و X_2 هر دو هم علامت باشند. از طرف دیگر با توجه به رابطه (۸-۲۳ الف) علامت X_3 باید عکس X_1 و X_2 باشد. بر این اساس دو نوع مختلف نوسان‌سازهای LC می‌توان در عمل داشت که به ترتیب به نامهای **کولپیتس** (Colpitts) و **هارتلی** (Hartly) در شکل (۸-۲۲ الف و ب) نشان داده شده‌اند. روابط مربوط به هر یک در معادلات (۸-۲۴) خلاصه شده‌اند.



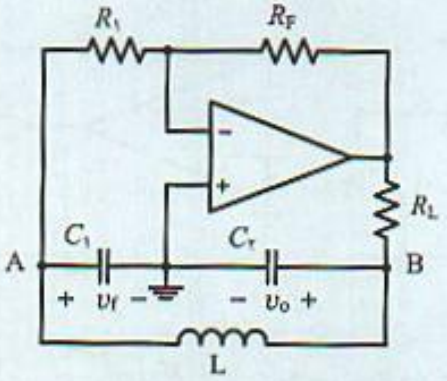
شکل ۸-۲۲ نوسان‌سازهای LC: الف) Colpitts، ب) Hartly

(۸-۲۴ الف) نوسان‌ساز کولپیتس $A_V \geq \frac{C_1}{C_2}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

(۸-۲۴ ب) نوسان‌ساز هارتلی $A_V \geq \frac{L_2}{L_1}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad L = L_1 + L_2$

۸-۳-۱ نوسان‌ساز کولپیتس با تقویت‌کننده عملیاتی

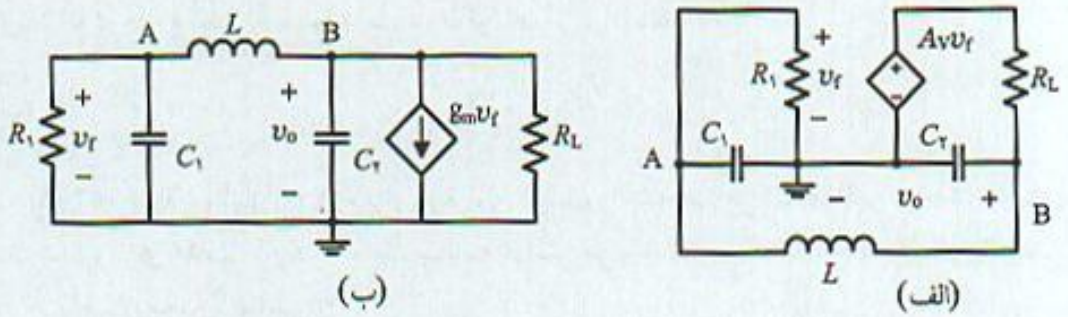
شکل (۸-۲۳) نوسان‌ساز کولپیتس با استفاده از آپ-امپ را نشان می‌دهد که در آن تقویت‌کننده معکوس کننده با بهره $A_V = -\frac{R_F}{R_1}$ بکار رفته است.



شکل ۸-۲۳ نوسان‌ساز Colpitts با تقویت‌کننده عملیاتی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۲۴ مدار معادل نوسان‌ساز Colpitts با تقویت‌کننده عملیاتی

برای بررسی شرایط نوسان در این نوسان‌ساز مدار معادل تقویت‌کننده عملیاتی را با مقاومت ورودی R_1 مقاومت خروجی صفر و بهره ولتاژ A_V در نظر گرفت که در شکل (۸-۲۴ الف) نشان داده شده است. با استفاده از مدار معادل منبع جریان، می‌توان مدار معادل را بصورت شکل (۸-۲۴ ب) نیز نشان داد. با نوشتن معادلات ولتاژ گره در نقاط A و B :

$$\left(C_2 s + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{L s}\right) V_o + \left(g_m - \frac{1}{L s}\right) V_f = 0$$

$$-\frac{1}{L s} V_o(s) + \left(C_1 s + \frac{1}{L s} + \frac{1}{R_1}\right) V_f = 0$$

در روابط فوق رابطه g_m

$$g_m = \frac{A_V}{R_L} = \frac{R_F}{R_1 R_L}$$

است. شرط نوسان آن است که دترمینان ماتریس معادلات فوق صفر شود. در این صورت مخرج تابع انتقال کل صفر شده و بهره تقویت‌کننده مدار بسته در فرکانس نوسان زیاد خواهد شد. شرط نوسان مدار :

$$\left(C_2 s + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{L s}\right)\left(C_1 s + \frac{1}{L s} + \frac{1}{R_1}\right) + \left(g_m - \frac{1}{L s}\right)\frac{1}{L s} = 0$$

است. در نتیجه :

$$C_1 C_2 L R_1 R_L s^3 + L(C_1 R_1 + C_2 R_L) s^2 + (C_1 R_1 R_L + C_2 R_1 R_L + L) s + (R_1 + R_L + g_m R_1 R_L) = 0$$

در فرکانس $s = j\omega$ معادله فوق به دو معادله مربوط به بخش‌های حقیقی و موهومی ساده شده و شرایط نوسان بدست می‌آید. برای بخش موهومی می‌توان نشان داد :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_L}} \qquad \text{(۸-۲۵ الف)}$$

با فرض بزرگ بودن مقاومت بار R_L و اینکه $R_1 R_L \gg 1/(C_1 C_2)$ با تقریب خوب:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \qquad \text{(۸-۲۵ ب)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

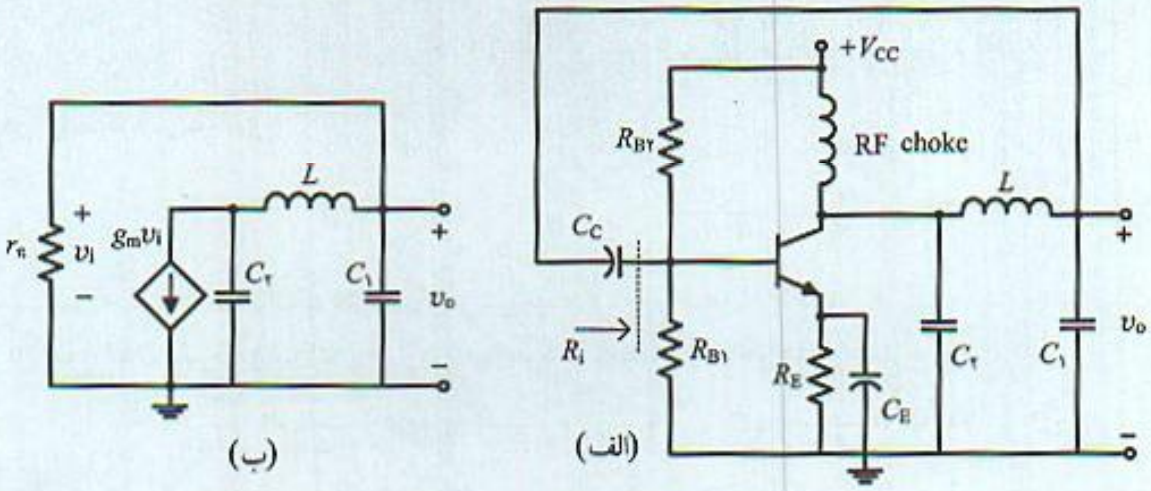
بطور مشابه در مورد بخش حقیقی رابطه شرط نوسان می‌توان نشان داد:

$$g_m R_1 \approx \frac{C_2}{C_1} \quad \Rightarrow \quad \frac{R_F}{R_L} = \frac{C_2}{C_1} \qquad (۸-۲۵ ج)$$

رابطه (۸-۲۴) حداقل مقدار g_m لازم برای برقراری نوسان را مشخص می‌کند. مقادیر کوچکتر باعث قطع نوسان شده و برای مقادیر بزرگتر دامنه نوسانات افزایش می‌یابد تا زمانیکه شرایط غیر خطی تقویت‌کننده دامنه خروجی را محدود نماید.

۸-۳-۲ نوسان‌ساز کولپیتس با ترانزیستور BJT

شکل (۸-۲۵ الف) یک نوسان‌ساز کولپیتس با عنصر BJT را نشان می‌دهد که در آن چک فرکانس رادیویی (radio frequencu choke) با امپدانس زیاد در فرکانس نوسان در کلکتور قرار گرفته است. مدار معادل این نوسان‌ساز در شکلهای (۸-۲۵ ب) نشان داده شده است. مدار معادل ترانزیستور با مقاومت ورودی r_π و منبع جریان $g_m v$ در خروجی نیز در نظر گرفته شده است. این مدار معادل مشابه مدار شکل (۸-۲۴ ب) است. با توجه به نتایج بخش قبل فرکانس نوسان و شرط لازم برای ایجاد نوسان:



شکل ۸-۲۵ الف) نوسان‌ساز کولپیتس با ترانزیستور BJT، ب) مدار معادل

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \qquad (۸-۲۶ الف)$$

$$g_m r_\pi = g_m R_1 = \frac{C_2}{C_1} \quad \Rightarrow \quad \beta = h_{fe} = \frac{C_2}{C_1} \qquad (۸-۲۶ ب)$$

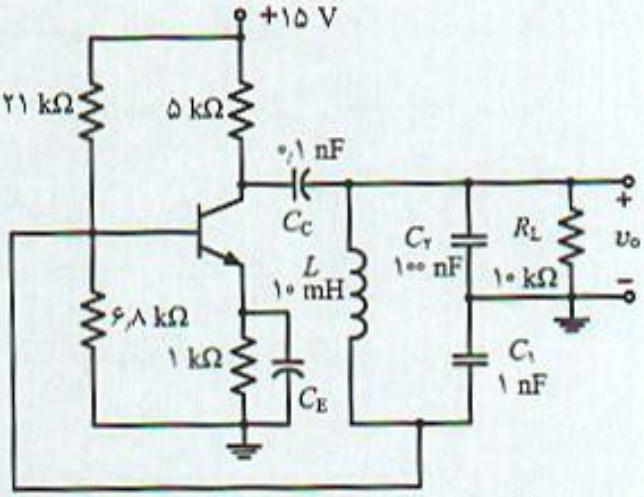
مثال ۸-۴

در نوسان‌ساز کولپیتس شکل (۸-۲۶) با ترانزیستور ۲N۲۲۲۲ و با مشخصات

$$r_\pi = 1.1\ \text{k}\Omega,\ \beta = h_{fe} = 150,\ L = 150\ \text{mH},\ C_1 = 1\ \text{nF},\ C_2 = 100\ \text{nF},\ R_L = 10\ \text{k}\Omega$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۲۶ نوسان‌ساز کولپیتس
مثال (۸-۴)

فرکانس نوسانات را تعیین و با بررسی مدار با نرم‌افزار spice نتایج را مقایسه کنید.

فرکانس نوسانات با روابط داده شده:

$$C = \frac{C_۱ C_۲}{C_۱ + C_۲} \approx ۱\ \text{nF} \quad \Rightarrow \quad \omega_o = (۱۵۰\ \text{mH} \times ۱\ \text{nF})^{-۰٫۵}\ ,\ f_o = ۱٫۶\ \text{MHz}$$

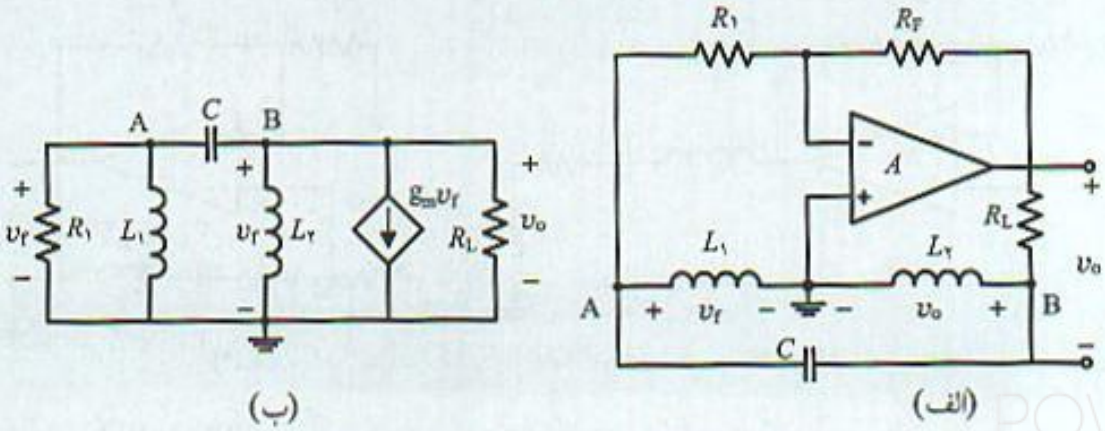
با توجه به $\beta = h_{fe} = ۱۵۰$ شرط دوم نوسان برقرار است.

مدار توسط spice بررسی و خروجی با فرکانس ۱٫۵ MHz با دامنه ۲ V (P-P) اندازه‌گیری شده است.

۸-۳-۳ نوسان‌ساز هارتلی

شکل (۸-۲۷) نوسان‌ساز هارتلی (Hartly) با استفاده از آپ-امپ و مدار معادل آنرا نشان می‌دهد. به روش مشابه با مدار کولپیتس می‌توان شرایط نوسان در مورد این مدار را بدست آورد. فرکانس نوسانات و شرط نوسان برای این نوسان ساز از رابطه (۸-۲۷) بدست می‌آیند.

$$\omega_o = \frac{۱}{\sqrt{C\,(L_۱ + L_۲) + \dfrac{L_۱ L_۲}{R_۱ R_L}}} \qquad (۸\text{-}۲۷\ \text{الف})$$



شکل ۸-۲۷ نوسان‌ساز Hartly و مدار معادل آن

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با فرض $C\,(L_1 + L_2) \gg \frac{L_1 L_2}{R_1 R_L}$ عبارت تقریبی فرکانس نوسان:

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad L = L_1 + L_2 \qquad (۸-۲۷ب)$$

می‌باشد. شرط دوم ایجاد نوسان ساز هارتلی:

$$g_m R_1 = \frac{L_1}{L_2} + \frac{R_1}{R_L}\frac{L_2}{L_1} \quad \Rightarrow \quad g_m R_1 \approx \frac{L_1}{L_2} \qquad (۸-۲۷ج)$$

اثبات روابط فوق به عنوان تمرین انتهای فصل به عهده دانشجویان واگذار می‌شود.

۸-۳-۴ نوسان‌ساز پل میچم

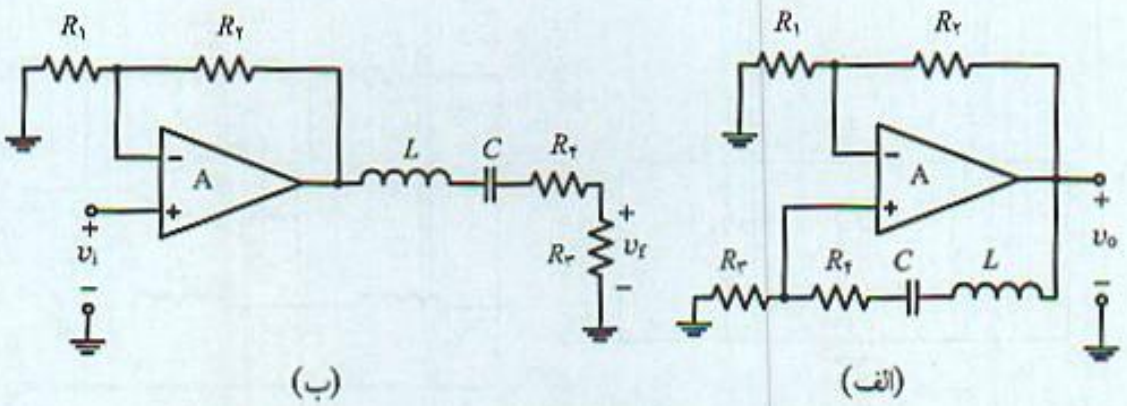
قبل از معرفی نوسان‌ساز پل میچم (Mecham Bridge) ابتدا نوسان‌ساز RLC که در شکل (۸-۲۸) با استفاده از آپ-امپ نشان داده شده بررسی می‌شود. مدار معادل حلقه باز این نوسان‌ساز با فرض مشخصات ایده‌آل برای تقویت‌کننده عملیاتی در شکل (۸-۲۸ ب) نشان داده شده است. تابع انتقال بهره حلقه نوسان‌ساز از رابطه (۸-۲۸) بدست می‌آید. این تابع انتقال شامل یک صفر و دو قطب است.

$$T(s) = A_V \frac{R_3 C s}{LC s^2 + (R_3 + R_4) C s + 1}, \quad A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (۸-۲۸)$$

با انتخاب مناسب عناصر مدار می‌توان قطب‌های بهره حلقه را به صورت مختلط قرار داد. در این شرایط برای نوسان‌ساز قطب‌های مدار بسته با تغییر فیدبک بصورت شکل (۸-۴ الف) است. با توجه به تقویت‌کننده با بهره مثبت معادله مشخصه مدار $1 - T(s) = 0$ و شرایط نوسان در این مدار فرکانس نوسان و بهره مورد نیاز در مدار را با روابط (۸-۲۸) مشخص می‌کند.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad \Rightarrow \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \qquad (۸-۲۹)$$

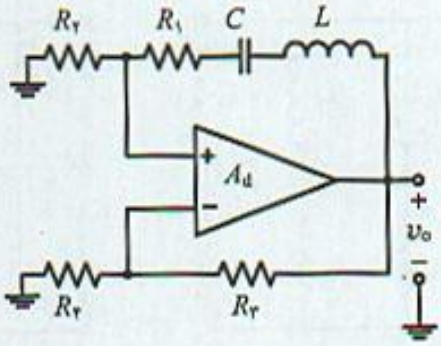
مدار شکل (۸-۲۹) نوسان‌ساز میچم را نشان می‌دهد که در آن تقویت‌کننده بکار رفته از نوع تفاضلی با بهره A_d است. با باز کردن حلقه فیدبک در نقطه مناسب و بررسی تابع انتقال بهره می‌توان نشان داد:



شکل ۸-۲۸ نوسان‌ساز RLC با تقویت‌کننده عملیاتی: الف) نوسان‌ساز، ب) مدار معادل حلقه باز

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۲۹ نوسان‌ساز پل Mecham با تقویت‌کننده تفاضلی

$$T(s) = A_d \frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{s^2 - 2\alpha_1 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\alpha_2 s + \omega_0^2} \qquad (۸-۳۰ \text{ الف})$$

که در آن:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \alpha_1 = \frac{1}{2L}\left(\frac{R_2 R_3}{R_2} - R_1\right), \quad \alpha_2 = \frac{1}{2L}\left(R_1 + R_2\right) \qquad (۸-۳۰ \text{ ب})$$

تابع انتقال (۸-۲۹ الف) نشان می‌دهد مدار دارای یک زوج صفر و قطب به ترتیب در سمت راست و چپ صفحه s و مکان هندسی ریشه‌ها بصورت شکل (۸-۴ ب) است. با تعریف پارامترهای زیر:

$$N = \frac{R_2}{R_1}, \quad M = \frac{R_3}{R_1}, \quad \delta = MN - \frac{R_2}{R_1} \qquad (۸-۳۱ \text{ الف})$$

و فرض اینکه $(N+1)M \gg |\delta|$، در اینصورت نوسان پایدار در شرایطی حاصل می‌شود که:

$$|T(j\omega_0)| = 1 \quad \Rightarrow \quad \delta = -\frac{(N+1)^2 M}{A_d} \qquad (۸-۳۱ \text{ ب})$$

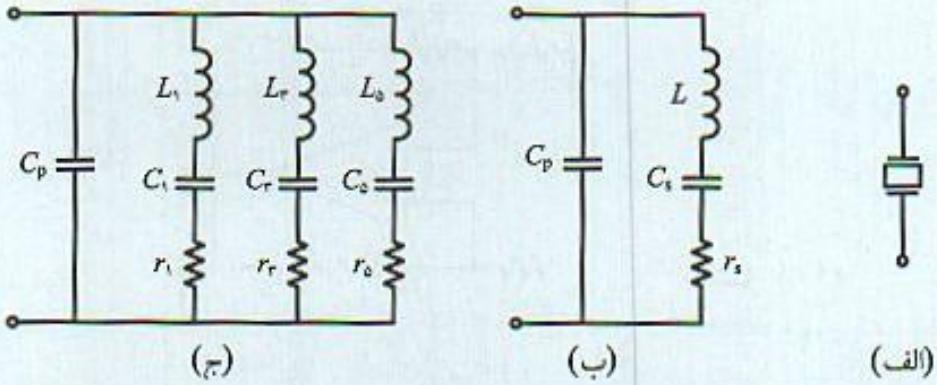
چنانچه $\delta = 0$ باشد پل در حالت تعادل است. اما اگر بازوهای پل تقریبا برابر و رابطه $M = N = 1$ برقرار باشد در اینصورت $\delta = -\frac{4}{A_d}$ و با انتخاب A_d بزرگ می‌توان شرایط تقریبی $\delta \approx 0$ را ایجاد کرد. بعنوان مثال اگر تقویت‌کننده تفاضلی دارای بهره ۱۰۰ باشد فرض $(N+1)M \gg |\delta|$ برقرار و شرط نوسان نیز صدق می‌کند. در واقع مدار متعادل‌کننده پل باید مقدار δ را چنان تنظیم کند که صرفنظر از تغییرات بهره شرط نوسان در رابطه (۸-۳۱) همواره برقرار باشد.

۸-۴ نوسان‌سازهای کریستالی

کریستال کوارتز قادر به تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی و بالعکس است. به این معنی که اعمال نیرو در جهت مناسب دو سر کریستال باعث ظاهر شدن بارهای الکتریکی در سطح آن می‌شود. برعکس اعمال پتانسیل الکتریکی در فرکانس مناسب به یک کریستال باعث ایجاد نوسانات مکانیکی کریستال می‌شود. این پدیده عموماً به نام **پیزو الکتریک** (pizeo-electric) نامیده می‌شود. فرکانس یک کریستال به نوع برش (cut) و ابعاد آن بستگی دارد. چنانچه فرکانس سیگنال الکتریکی اعمال شده منطبق بر فرکانس نوسانات کریستال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۳۰ الف) شمای مداری کریستال ، ب) مدار معادل در فرکانس اصلی تشدید ، ج) مدار معادل کامل

باشد تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی با حداقل تلفات و حداکثر راندمان انجام می‌شود. در این شرایط گفته می‌شود کریستال در حالت تشدید (resonance) قرار گرفته و مدار معادل آن مشابه یک مدار تشدید RLC است. برش‌های مختلف کریستال کوارتز خواص مختلف مکانیکی و الکتریکی برای کریستال فراهم می‌آورند. برخی از برشها مانند DT دارای انحراف فرکانس کم نسبت به تغییرات درجه حرارت است. برشهای دیگر مانند AT دارای ضریب حرارتی بیشتر ولی دارای ضریب کیفیت بالاتر باشد.

شکل (۸-۳۰) شمای مداری یک کریستال و مدار معادل آنرا در فرکانس تشدید اصلی نشان می‌دهد که در آن L، C_s و r_s به ترتیب معرف جرم، عکس ضریب فنری (compilance) و ضریب اصطکاک می‌باشند. خازن C_p نیز خازن معادل صفحاتی است که در دو طرف کریستال برای اعمال ولتاژ قرار دارند. جدول (۸-۱) مشخصات نمونه چند کریستال با برشهای مختلف خلاصه شده است. علاوه‌بر تشدید در فرکانس اصلی، یک کریستال را می‌توان در هارمونی‌های فرد آن که عموماً overtone نامیده می‌شوند به نوسان در آورد. بر این اساس مدار معادل کامل یک کریستال ترکیب موازی چندین مدار RLC موازی است که در شکل (۸-۳۰ ج) نشان داده شده است.

از آنجایی که Q مدار معادل کریستال خیلی بزرگ است، می‌توان از اثر مقاومت سری تلفاتی r_s صرفنظر نمود و عبارت امپدانس یک کریستال در فرکانس تشدید اصلی را به صورت رابطه (۸-۳۲) نوشت.

$$Z(s) = \frac{1}{C_p s} \frac{s^2 + 1/LC_s}{s^2 + (C_p + C_s)/(LC_sC_p)} \qquad \text{(۸-۳۲ الف)}$$

رابطه (۸-۳۲ الف) را می‌توان بصورت :

$$Z(s) = \frac{1}{C_p s} \frac{s^2 + \omega_s^2}{s^2 + \omega_p^2} \qquad \text{(۸-۳۲ ب)}$$

نیز نشان داد. رابطه (۸-۳۲ ب) نشان می‌دهد کریستال دارای دو فرکانس تشدید سری ω_s و موازی ω_p است و پاسخ فرکانس عبارت امپدانس ورودی کریستال :

$$Z(j\omega) = -\frac{j}{\omega C_p} \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p} \qquad \text{(۸-۳۲ ج)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

جدول ۸-۱ مشخصات نمونه کریستال‌های کوارتز

فرکانس	۳۲ kHz	۲۸۰ kHz	۵۲۵ kHz	۲ MHz	۱ MHz
نوع برش	XY bar	DT	DT	AT	AT
r_s	۴۰ Ω	۱۸۲۰ Ω	۱۴۰۰ Ω	۸۲ Ω	۵ Ω
L	۴۸۰۰ H	۲۵٫۹ H	۱۲٫۷ H	۰٫۰۵۲ H	۱۲ mH
C_s (pF)	۰٫۰۰۴۹۱	۰٫۰۱۲۶	۰٫۰۰۷۲۴	۰٫۰۱۲۲	۰٫۰۱۴۵
C_s (pF)	۲٫۸۵	۵٫۶۲	۳٫۴۴	۴٫۲۷	۴٫۳۵
C_p / C_s	۵۸۰	۴۵۰	۴۷۵	۳۵۰	۳۰۰
Q	۲۵۰۰۰	۲۵۰۰۰	۳۰۰۰۰	۸۰۰۰۰	۱۵۰۰۰۰

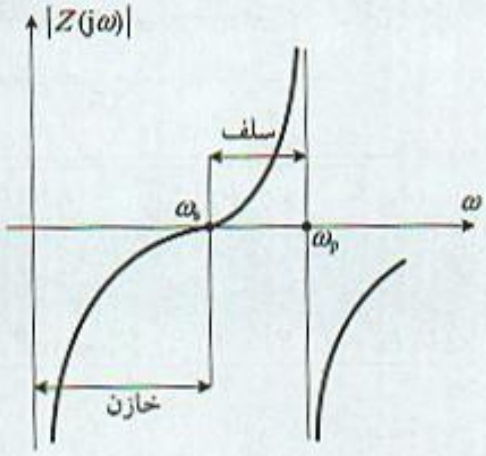
است که تغییرات آن بر حسب فرکانس در شکل (۸-۳۱) نشان داده شده است. فرکانسهای رزنانس کریستال:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L C_s}}, \qquad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L C}} \quad , \; C = \frac{C_s C_p}{C_s + C_s} \qquad (۸-۳۲ د)$$

می‌باشند و $\omega_p > \omega_s$ و دو فرکانس تشدید بهم نزدیک می‌باشند. در فرکانس تشدید سری کریستال بصورت اتصال کوتاه و در فرکانس موازی بصورت اتصال باز عمل می‌کند. با توجه به شیب زیاد پاسخ فرکانس امپدانس ، چنانچه از کریستال در نوسان‌ساز استفاده شود پایداری فرکانس بالایی بدست می‌آید. در فاصله $\omega_s < \omega < \omega_p$ کریستال بصورت اندوکتانس و در خارج این فاصله بصورت یک خازن عمل می‌کند. از یک کریستال می‌توان در مدارهای نوسان‌ساز مختلفی استفاده کرد که در این بخش یک نمونه از آنها معرفی می‌شود.

۸-۴-۱ نوسان‌ساز کریستالی کولپیتس

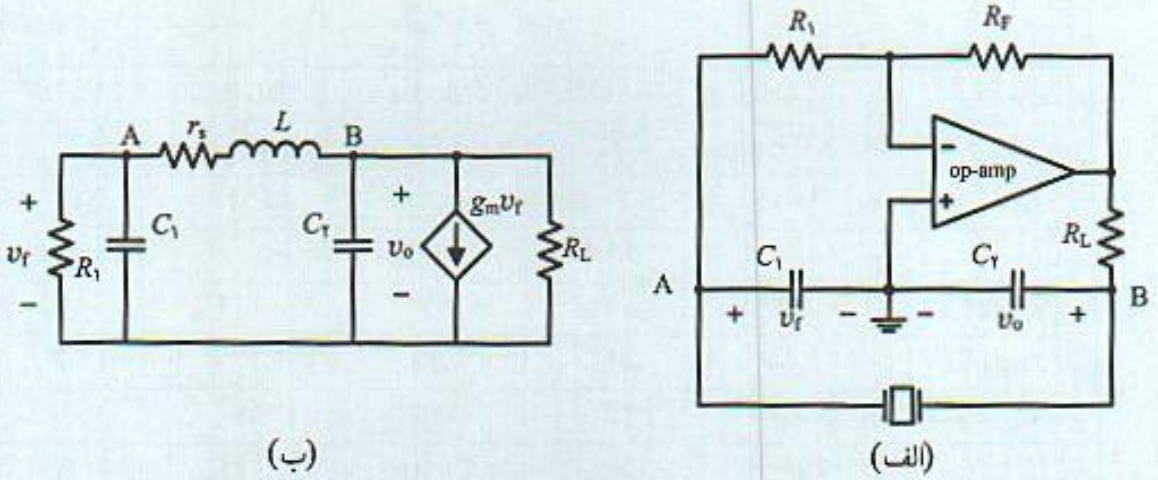
شکل (۸-۳۲) نوسان‌ساز کولپیتس با استفاده از کریستال را نشان می‌دهد. مدار معادل نوسان‌ساز در شکل (۸-۳۲ ب) رسم شده است که در آن کریستال با اندوکتانس L و مقاومت تلفاتی r_s مدل شده است.



شکل ۸-۳۱ تغییرات قدر مطلق امپدانس کریستال بر حسب فرکانس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل ۸-۳۲ نوسان‌ساز کریستالی کولپیتس : الف) نوسان‌ساز ، ب) مدار معادل

معادلات ولتاژ گره در نقاط A و B :

$$\left(C_2 s + \frac{1}{r_s + s L} + \frac{1}{R_L}\right) V_o(s) + \left(g_m - \frac{1}{r_s + s L}\right) V_f(s) = 0$$

$$-\frac{1}{r_s + s L} V_o(s) + \left(sC_1 + \frac{1}{r_s + s L} + \frac{1}{R_1}\right) V_f(s) = 0$$

هستند. با فرض اینکه مقاومت بار R_L بزرگ است با معادل صفر قراردادن دترمینان ماتریس معادلات فوق شرایط نوسان در مدار بدست می‌آید.

$$\left(sC_2 + \frac{1}{r_s + sL}\right)\left(sC_1 + \frac{1}{r_s + sL} + \frac{1}{R_1}\right) + \left(g_m - \frac{1}{r_s + sL}\right)\frac{1}{r_s + sL} = 0$$

با ساده کردن معادله فوق :

$$C_1 C_2 L R_1 s^3 + \left(C_1 C_2 r_s R_1 + C_2 L\right) s^2 + \left(C_1 R_1 + C_2 R_1 + C_2 r_s\right) s + 1 + g_m R_1 = 0$$

در روابط فوق $g_m = \frac{A}{R_L} = \frac{R_F}{R_L R_1}$ است. با قرار دادن $s = j\omega$ در دترمینان ماتریس معادلات ، دو رابطه یکی برای مقادیر حقیقی و دیگری برای مقادیر موهومی بدست می‌آید. از این معادلات فرکانس نوسان نوسان‌ساز و شرایط لازم برای تقویت‌کننده مشخص می‌شود. فرکانس نوسان :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C\left(L_1 + L_2\right) + L_1 L_2 / R_1 R_2}} \qquad \text{(۸-۳۳ الف)}$$

هم‌چنین شرط نوسان در مدار :

$$1 + g_m R_1 = \frac{\left(C_1 R_1 + C_2 R_1 + C_2 r_s\right)\left(C_1 C_2 r_s R_1 + C_2 L\right)}{C_1 C_2 L R_1} \qquad \text{(۸-۳۳ ب)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

با فرض بزرگ بودن Q و صرفنظر از مقاومت r_s، فرکانس نوسان و شرایط لازم برای ایجاد آن از روابط ساده شده (۸-۳۴) بدست می‌آید.

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad g_m = \frac{C_2}{C_1} \qquad (۸-۳۴)$$

مثال ۸-۵

در مدار نوسان‌ساز شکل (۸-۳۲) از کریستال ۲ MHz استفاده شده است. سایر عناصر مدار بصورت زیر بکار رفته‌اند.

الف) فرکانس نوسان را مشخص کنید.

ب) با استفاده از نرم‌افزار spice نوسان‌ساز را بررسی و فرکانس نوسان و دامنه آنرا مشخص کنید.

$$C_1 = 0.01\,\mu F,\ C_1 = 0.1\,\mu F,\ R_1 = 100\,k\Omega,\ R_F = 1\,M\Omega,\ R_L = 100\,k\Omega$$

حل

الف) با استفاده از جدول (۸-۱) مدار معادل کریستال شامل عناصر:

$$C_s = 0.0122\,pF,\ C_p = 4.27\,pF,\ r_s = 82\,\Omega,\ L = 0.52\,H$$

می‌باشد. پس مجموع خازن C_p و خازنهای C_1 و C_2

$$C_{eq} = C_p + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 9095\,pF$$

و کل خازن موجود در مدار نوسان‌ساز

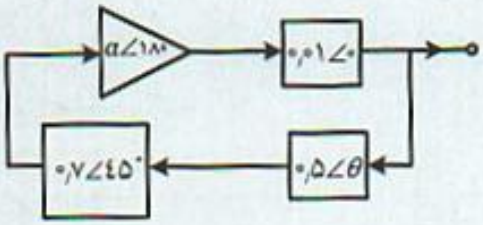
$$C_t = \frac{C_s C_{eq}}{C_s + C_{eq}} = 0.0122\,pF$$

و فرکانس نوسان با استفاده از رابطه (۸-۳۴) مقدار ۱٫۹۹۸ MHz بدست می‌آید.

ب) بررسی مدار با نرم‌افزار spice نشان می‌دهد نوساناتی با فرکانس ۱٫۹۸۸ MHz و دامنه ۱۰ V(p-p) ایجاد می‌شود.

مسائل فصل هشتم

۸-۱) در نوسان‌ساز شکل (م ۸-۱) بهره تقویت‌کننده و فاز θ را چنان تعیین کنید که نوسانات پایداری در مدار بدست آید.

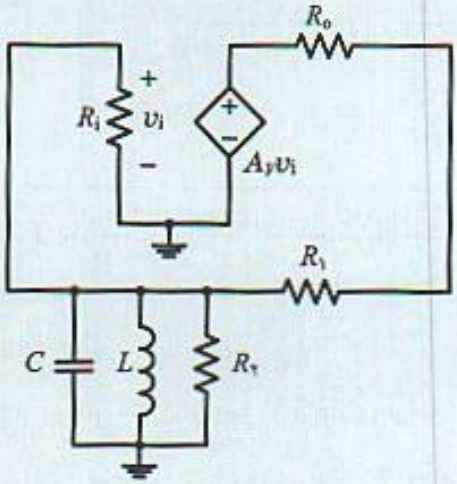


شکل (م ۸-۱)

POWEREN.IR

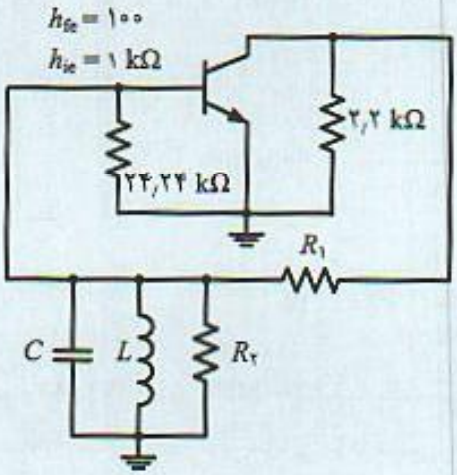
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۲) در مدار شکل (م ۸-۲) تقویت‌کننده‌ای با بهره ۲۰۰، مقاومت ورودی ۵۰ kΩ و مقاومت خروجی ۵۰۰ Ω بکار رفته است. سایر عناصر مدار را برای فرکانس نوسان ۵ kHz تعیین کنید.



شکل (م ۸-۲)

۸-۳) در نوسان‌ساز انتقال فاز شکل (م ۸-۳) عناصر مدار را برای فرکانس کار ۵ kHz تعیین کنید.



شکل (م ۸-۳)

۸-۴) رابطه (۸-۸) در متن را بدست آورید.

۸-۵) یک نوسان‌ساز انتقال فاز مانند شکل (۸-۱۵) در فرکانس ۵۰۰ Hz طراحی و تمام عناصر مدار را مشخص کنید.

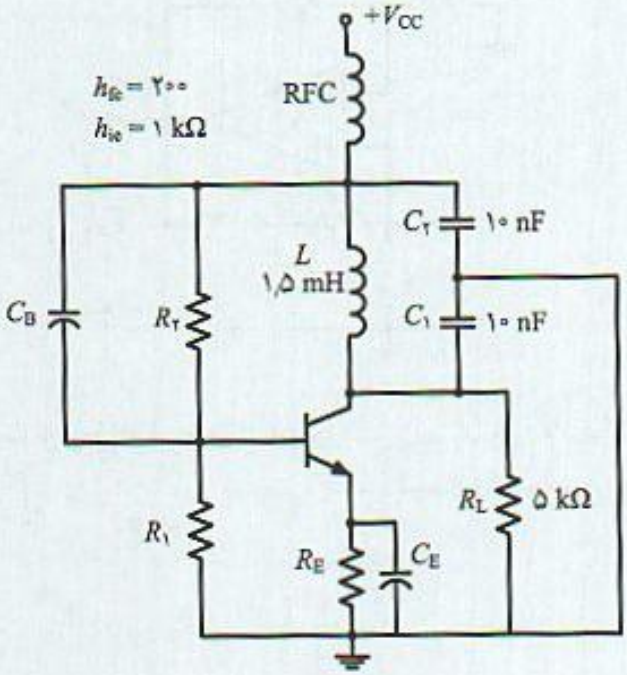
۸-۶) یک نوسان‌ساز پل وین (Wien) با فرکانس ۱ kHz طراحی و تمام عناصر مدار را مشخص کنید. مدار طرح شده را از طریق نرم‌افزار spice بررسی و با در نظر گرفتن مدار معادل برای op-amp بکار رفته فرکانس نوسان را مشخص کنید.

۸-۷) یک نوسان‌ساز با خروجی‌های متعامد مانند شکل (۸-۸) در فرکانس ۵۰۰ Hz طراحی و تمام عناصر مدار را مشخص کنید.

POWEREN.IR

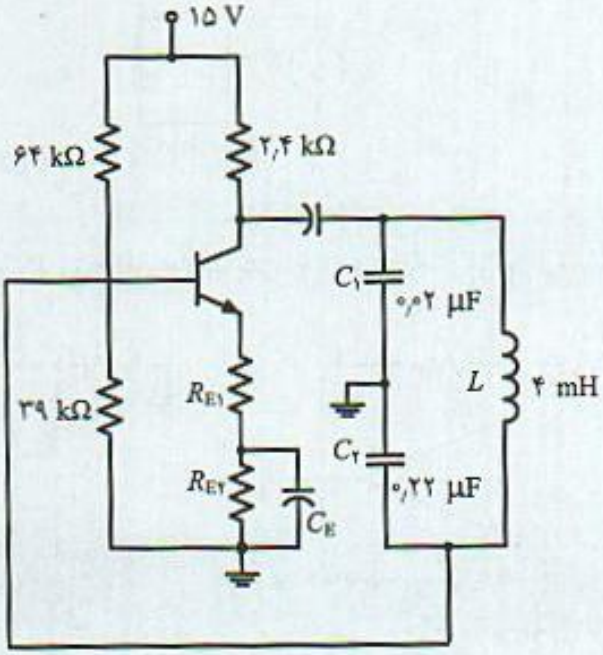
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۸) در نوسان‌ساز شکل (م ۸-۸) با عنصر BJT و با مقادیر داده شده فرکانس نوسانات و مقاومت R_1 را برای برقراری نوسان مشخص کنید. در فرکانس کار RFC را اتصال باز فرض کنید.



شکل (م ۸-۸)

۹-۸) در نوسان‌ساز شکل (م ۸-۹) و با عنصر BJT و با مقادیر داده شده فرکانس نوسانات و مقاومت R_E را برای برقراری نوسان مشخص کنید.



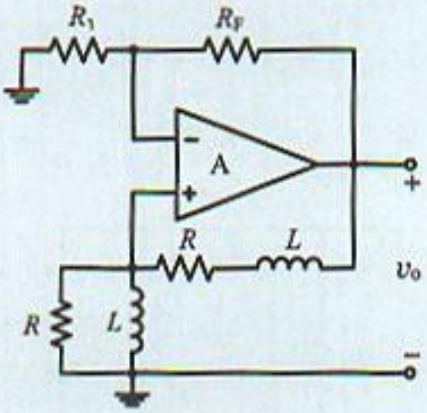
شکل (م ۸-۹)

۱۰-۸) روابط (۸-۲۶) را در مورد نوسان‌ساز هارتلی بدست آورید.

POWEREN.IR

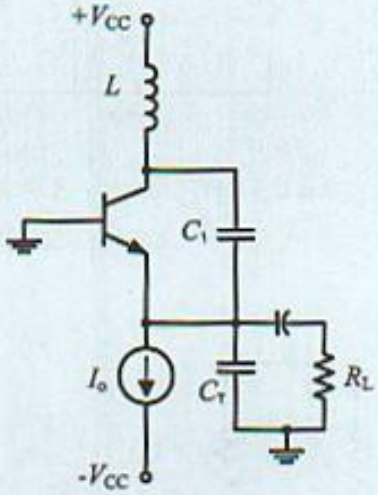
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۱۱) در نوسان‌ساز شکل (م ۸-۱۱) عبارت بهره حلقه، فرکانس نوسان و شرایط نوسان را تعیین نمایید.



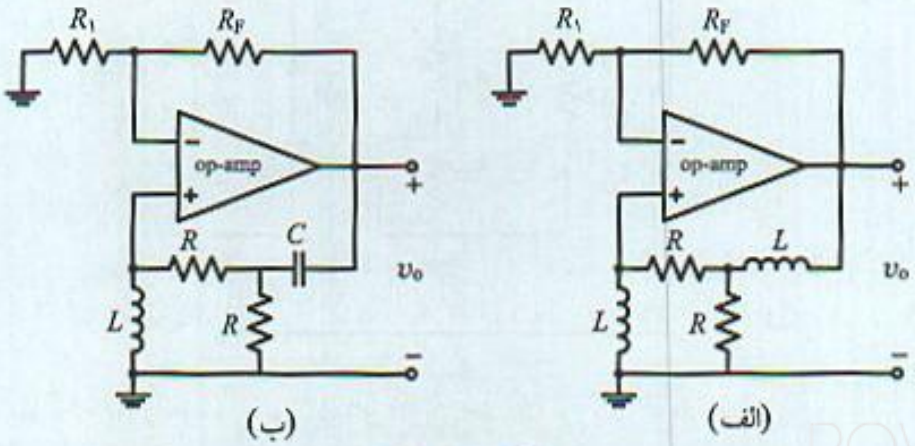
شکل (م ۸-۱۱)

۸-۱۲) مدار شکل (م ۸-۱۲) نمونه دیگری از نوسان‌ساز کولپیتس را نشان می‌دهد. با فرض مقاومت ورودی و خروجی بزرگ برای ترانزیستور عبارت فرکانس نوسان را مشخص کنید.



شکل (م ۸-۱۲)

۸-۱۳) در هر یک از مدارهای شکل (۸-۱۳) عبارت بهره حلقه و فرکانس نوسان را مشخص کنید.

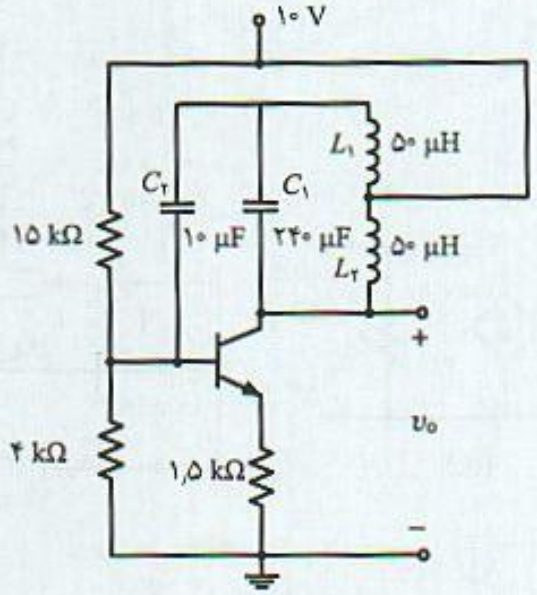


شکل (م ۸-۱۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۱۴) با استفاده از ترانزیستور ۲N۲۲۲۲ و نرم‌افزار spice مدار شکل (م ۸-۱۴) را بررسی کنید. نرم‌افزار را در حالت گذرا به مدت ۵۰ μs و در فاصله زمانی ۰٫۰۱ μs تنظیم نمایید. شکل موج خروجی را به دقت بررسی و فرکانس نوسان را تعیین کنید.

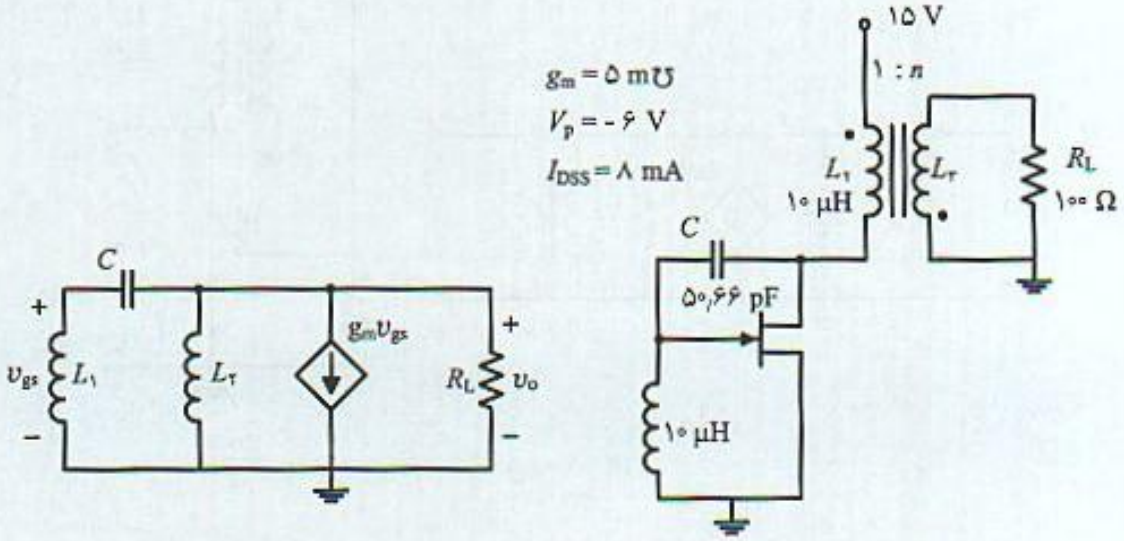


شکل (م ۸-۱۴)

۸-۱۵) در نوسان‌ساز هارتلی شکل (م ۸-۱۵) و با استفاده از JFET با کانال n به شماره ۲N۳۸۲۳ با پارامترهای داده شده:

الف) عبارت بهره حلقه مدار را مشخص و فرکانس نوسانات را مشخص کنید.

ب) با مقادیر داده شده فرکانس نوسانات و ضریب n ترانس را تعیین نمایید. (مدار معادل نوسان‌ساز رسم شده است.)

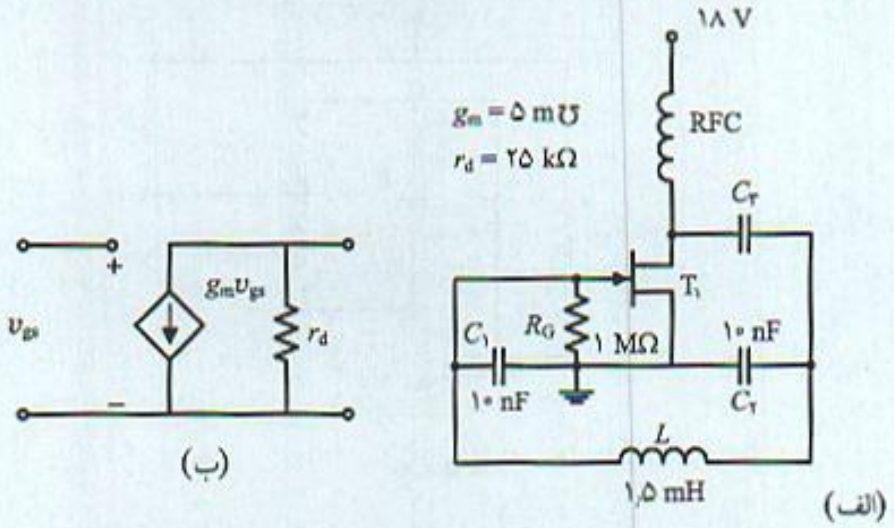


شکل (م ۸-۱۵)

POWEREN.IR

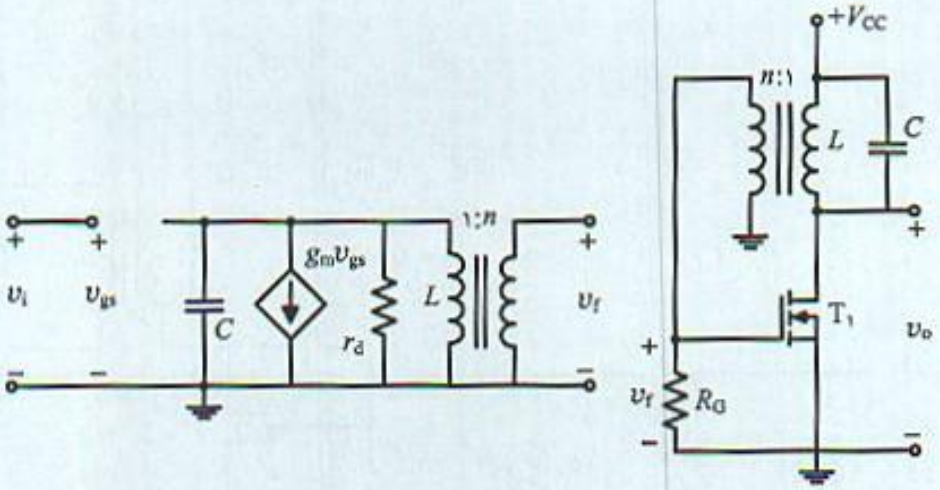
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۱۶) در نوسان‌ساز کولپیتس شکل (م ۸-۱۶) با استفاده از JFET و مدار معادل رسم شده برای این عنصر، فرکانس نوسانات پایدار را بدست آورید. بررسی کنید شرایط لازم برای ایجاد نوسان موجود چیست؟ خازن $C_۳$ را خازن کوپلاژ فرض نمایید.



شکل (م ۸-۱۶)

۸-۱۷) در نوسان‌ساز LC شکل (م ۸-۱۷) و با استفاده از عنصر MOSFET که مدار معادل آن نیز داده شده است تابع انتقال بهره حلقه را مشخص و فرکانس نوسانات را مشخص نمایید. تحقیق کنید چه شرایطی لازم است تا نوسانات پایدار بوجود آید.



شکل (م ۸-۱۷)

۸-۱۸) روابط (۸-۲۶) در متن را در مورد نوسان‌ساز هارتلی تحقیق و استخراج نمایید.

۸-۱۹) روابط (۸-۳۳) در متن را در مورد نوسان‌ساز کریستالی تحقیق و استخراج نمایید.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۸-۲۰) نوسان‌ساز کریستالی کولپیتس مدار شکل (۸-۳۲) را با فرکانس ۱۰ MHz طراحی کنید. فرض کنید تقویت‌کننده‌ای با $g_m = ۱\ mA/V$ و کریستالی به مشخصات زیر در دسترس است. محاسبات خود را با نتایج حاصل از بررسی با نرم‌افزار spice مقایسه کنید.

$$f_o = ۱۰\ MHz\ ,\quad C_s = ۰٫۰۱۴۵\ pF\ ,\quad C_p = ۴٫۳۵\ pF\ ,\quad L = ۱۲\ mH$$

فهرست مراجع

1- P. E. Gray and L. Searel; "Electronic Principles: Physics, Models and Circuits.", Wiley, New York, 1969

2- P. R. Gray and P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Mayer; "Analysis and Design of Integrated Circuits", 4th edition, John Wiley & Sons, Inc. 2001. Analog

3- J. F. Pierce and T. J. Paulus, " Applied Electronics", Charles E. Merril Publishing Co. NewYork, 1972.

4- M. H. Rashid, "Microelectronic Circuits : Analysis & Design", PWS publishing Co. Boston, 1999.

5- M. H. Rashid, "Spice for Circuits and Electronic Using Pspice", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc. 1993.

6- A. S. Sedra and K. C. Smith, "Microelectronic Circuits" , Oxford University Press, New York, 1998.

7- K. Ogata, "Modern Control Engineering", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Inc. 1998.

8- H. Haznedar, "Digital Microelectronics", The Benjamin / Cummings Publishing Co. Inc., 1991.

9- D. A. Neamen, "Electronc Circuit Analysiss and Design.", 2nd edition, McGraw-Hill International Edition, 2001.

10- J. Millman and A. Garbel. "Microelectronics", McGraw-Hill International Edition, 1987.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

POWEREN.IR

PowerEn.ir

پیوست‌ها

POWEREN.IR

الف مشخصات ترانزیستور 2N3904

ب مشخصات ترانزیستور 2N4958، 2N4957

ج رسم نمودار بد

واژه نامه انگلیسی - فارسی

واژه نامه فارسی - انگلیسی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

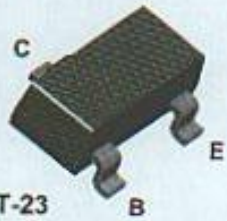
پیوست (الف) مشخصات ترانزیستور 2N3904

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR™

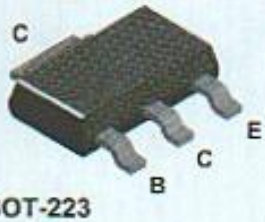
2N3904 / MMBT3904 / PZT3904

2N3904 **MMBT3904** **PZT3904**

TO-92



SOT-23
Mark: 1A



SOT-223

NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:
1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Units
		2N3904	*MMBT3904	**PZT3904	
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	350 2.8	1,000 8.0	mW mW/°C
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	°C/W

*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

**Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm².

© 2001 Fairchild Semiconductor Corporation

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Electrical Characteristics
T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	I_C = 1.0 mA, I_B = 0	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	I_C = 10 µA, I_E = 0	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	I_E = 10 µA, I_C = 0	6.0		V
I_{BL}	Base Cutoff Current	V_{CE} = 30 V, V_{EB} = 3V		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	V_{CE} = 30 V, V_{EB} = 3V		50	nA
ON CHARACTERISTICS*					
h_{FE}	DC Current Gain	I_C = 0.1 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 1.0 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 10 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 50 mA, V_{CE} = 1.0 V I_C = 100 mA, V_{CE} = 1.0 V	40 70 100 60 30	 300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 10 mA, I_B = 1.0 mA I_C = 50 mA, I_B = 5.0 mA		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	I_C = 10 mA, I_B = 1.0 mA I_C = 50 mA, I_B = 5.0 mA	0.65	0.85 0.95	V V
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	I_C = 10 mA, V_{CE} = 20 V, f = 100 MHz	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	V_{CB} = 5.0 V, I_E = 0, f = 1.0 MHz		4.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	V_{EB} = 0.5 V, I_C = 0, f = 1.0 MHz		8.0	pF
NF	Noise Figure	I_C = 100 µA, V_{CE} = 5.0 V, R_S =1.0kΩ,f=10 Hz to 15.7kHz		5.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	V_{CC} = 3.0 V, V_{BE} = 0.5 V,		35	ns
t_r	Rise Time	I_C = 10 mA, I_{B1} = 1.0 mA		35	ns
t_s	Storage Time	V_{CC} = 3.0 V, I_C = 10mA		200	ns
t_f	Fall Time	I_{B1} = I_{B2} = 1.0 mA		50	ns

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 µs, Duty Cycle ≤ 2.0%

Spice Model

NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259 Ise=6.734 Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75 Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)

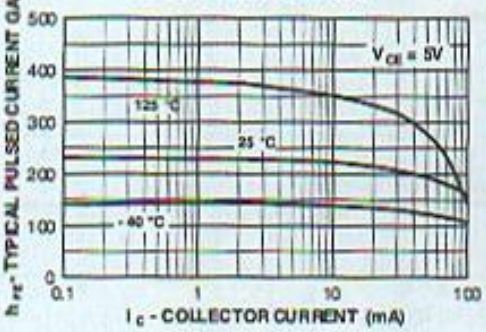
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

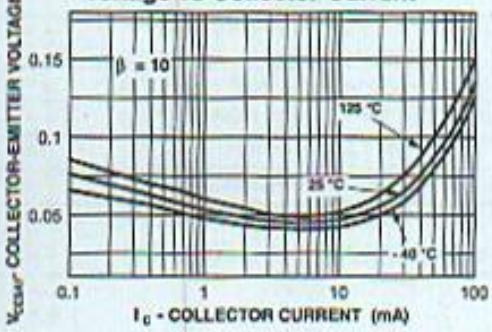
NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Typical Characteristics

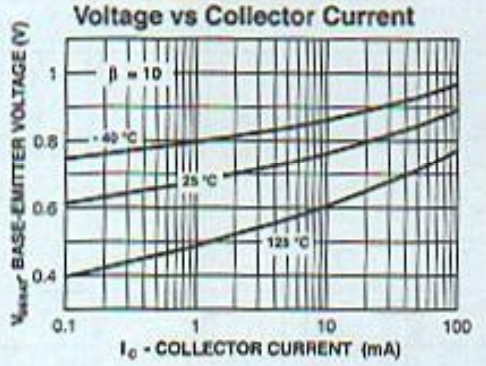
Typical Pulsed Current Gain vs Collector Current



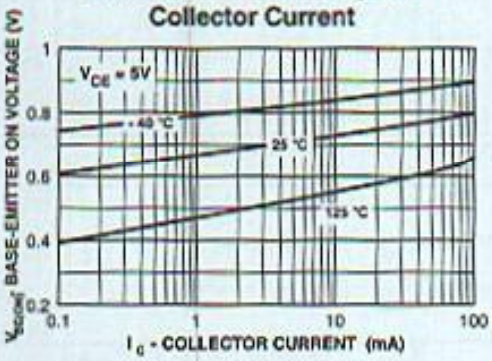
Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



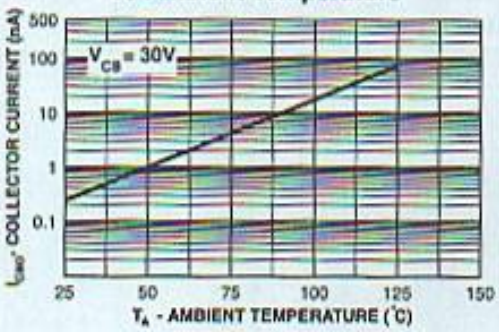
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



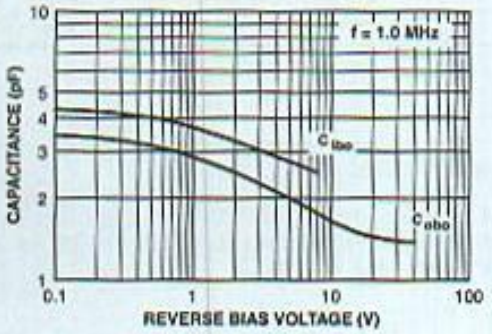
Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



Capacitance vs Reverse Bias Voltage



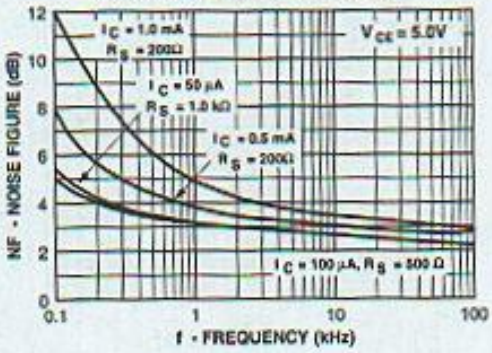
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

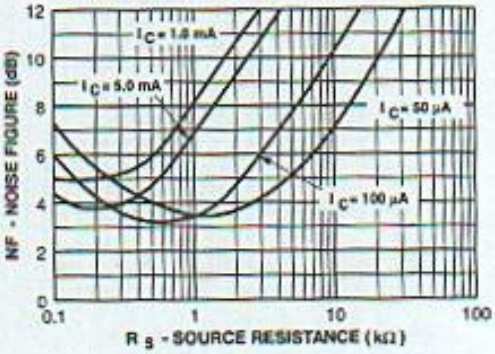
NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Typical Characteristics (continued)

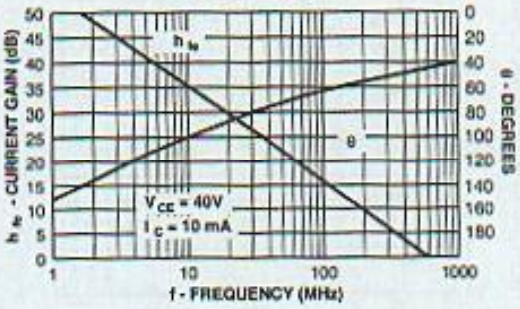
Noise Figure vs Frequency



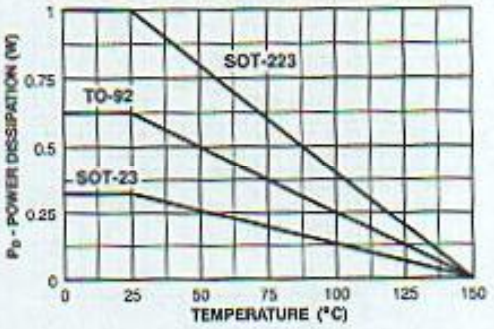
Noise Figure vs Source Resistance



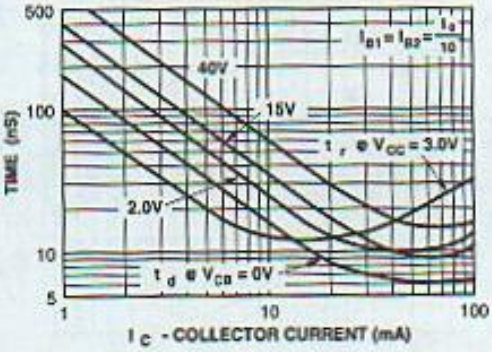
Current Gain and Phase Angle vs Frequency



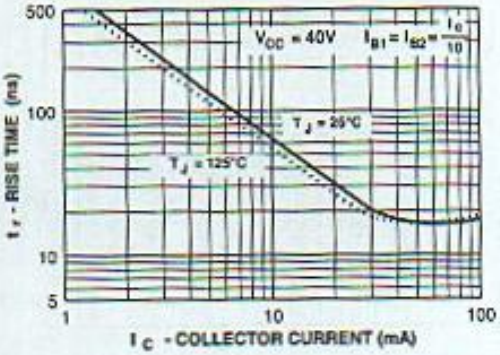
Power Dissipation vs Ambient Temperature



Turn-On Time vs Collector Current



Rise Time vs Collector Current



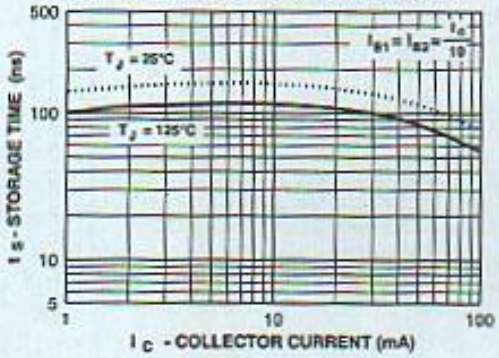
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

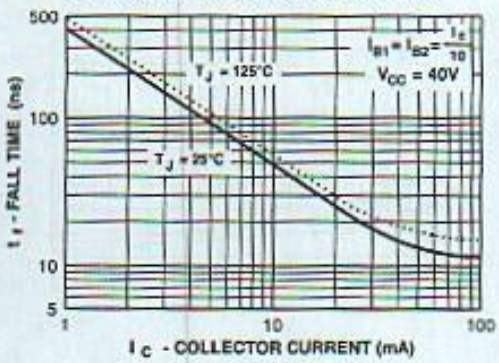
NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Typical Characteristics (continued)

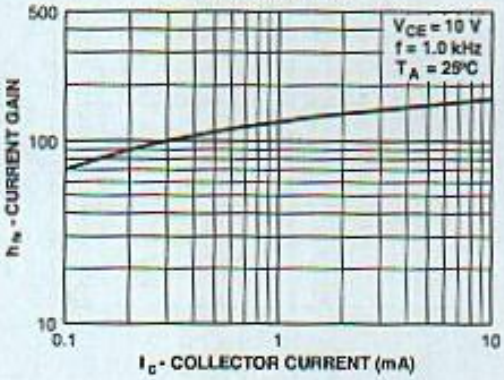
Storage Time vs Collector Current



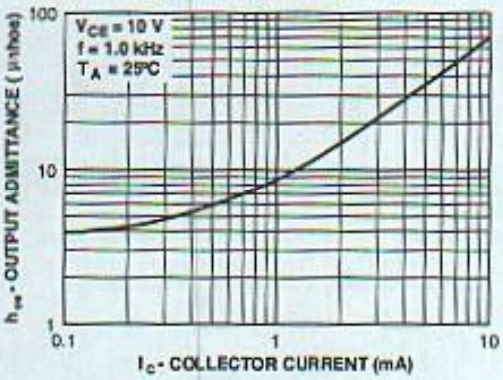
Fall Time vs Collector Current



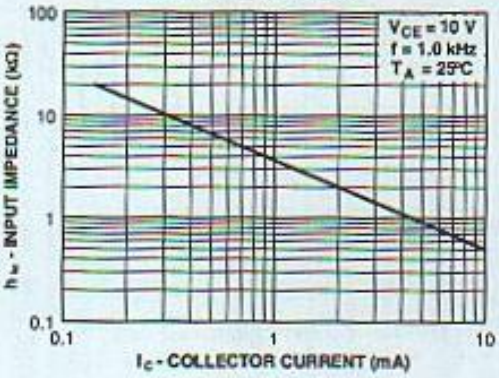
Current Gain



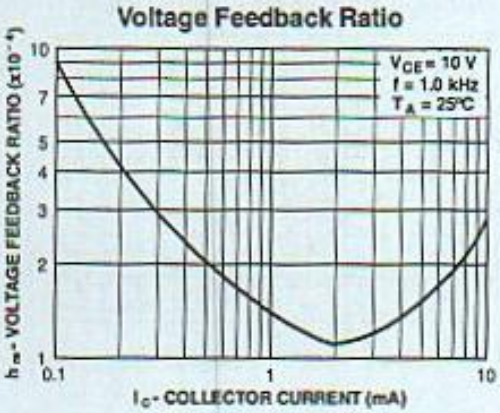
Output Admittance



Input Impedance



Voltage Feedback Ratio



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

NPN General Purpose Amplifier
(continued)

Test Circuits

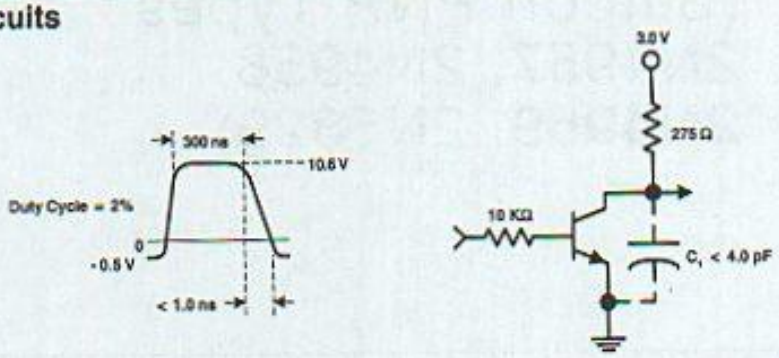


FIGURE 1: Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

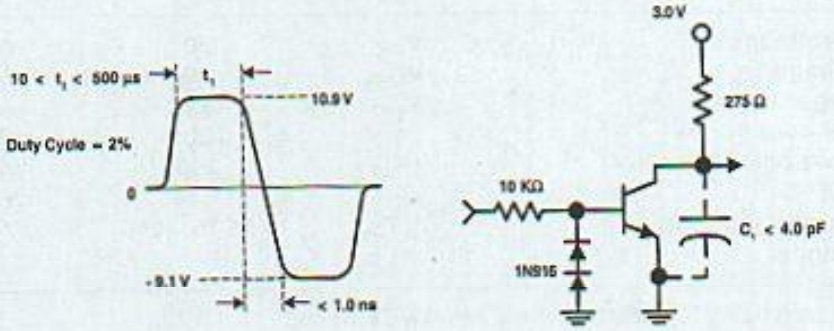


FIGURE 2: Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

پیوست (ب) مشخصات ترانزیستور 2N4957 , 2N4958

RF Transistor Data. (Silicon PNP Types 2N4957, 2N4958, 2N4959, 2N5829)

*Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	30	Vdc
Collector-base voltage	V_{CBO}	30	Vdc
Emitter-base voltage	V_{EBO}	3.0	Vdc
Collector current—continuous	I_C	30	mAdc
Total power dissipation @ $T_A = 25°C$	P_D	200	mW
Derate above 25°C		1.14	mW/°C
Operating and storage junction Temperature range	T_J, T_{stg}	−65 to +200	°C

*Electrical Characteristics ($T_A = 25°C$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Off Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage ($I_C = 1.0$ mAdc, $I_B = 0$)	BV_{CEO}	30	—	—	Vdc
Collector-base breakdown voltage ($I_C = 100\ \mu$Adc, $I_E = 0$)	BV_{CBO}	30	—	—	Vdc
Emitter-base breakdown voltage ($I_E = 100\ \mu$Adc, $I_C = 0$)	BV_{EBO}	3.0	—	—	Vdc
Collector cutoff current	I_{CBO}				μAdc
($V_{CB} = 10$ Vdc, $I_E = 0$)		—	—	0.1	
($V_{CB} = 10$ Vdc, $I_E = 0$, $T_A = 150°C$)		—	—	100	
On Characteristics					
DC current gain ($I_C = 2.0$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc)	h_{FE}	20	40	150	—
DC current gain ($I_C = 2.0$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc)	h_{FE}	20	40	150	—

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Off Characteristics					
Dynamic Characteristics					
Current-gain—bandwidth product (1)	f_T				MHz
(I_E = 2.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 100 MHz)					
2N4957, 2N5829		1200	1600	2500	
2N4958, 2N4959		1000	1500	2500	
Collector-base capacitance	C_{cb}	—	0.4	0.8	pF
(V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)					
Small-signal current gain	h_{fe}	20	—	200	—
(I_C = 2.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)					
Collector-base time constant	r'_bC_c	1.0	—	8.0	ps
(I_E = 2.0 mAdc, V_{CB} = 10 Vdc, f = 63.6 MHz)					
Noise figure	NF				dB
(I_C = 2.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 450 MHz)					
2N5829		—	2.3	2.5	
2N4957		—	2.6	3.0	
2N4958		—	2.9	3.3	
2N4959		—	3.2	3.8	
Functional Tests					
Common-emitter amplifier power gain	G_{pe}				dB
(V_{CE} = 10 Vdc, I_C = 2.0 mAdc, f = 450 MHz)					
2N4957, 2N5829		17	—	25	
2N4958		16	—	25	
2N4959		15	—	25	

*Indicates JEDEC Registered Data.
(1) f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

FIGURE 1 – NOISE FIGURE AND POWER GAIN TEST CIRCUIT

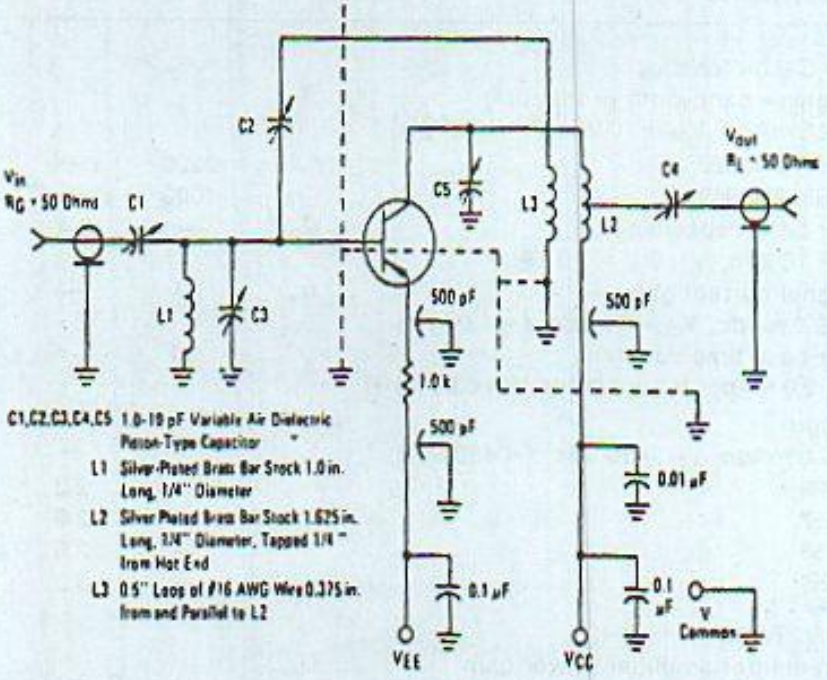
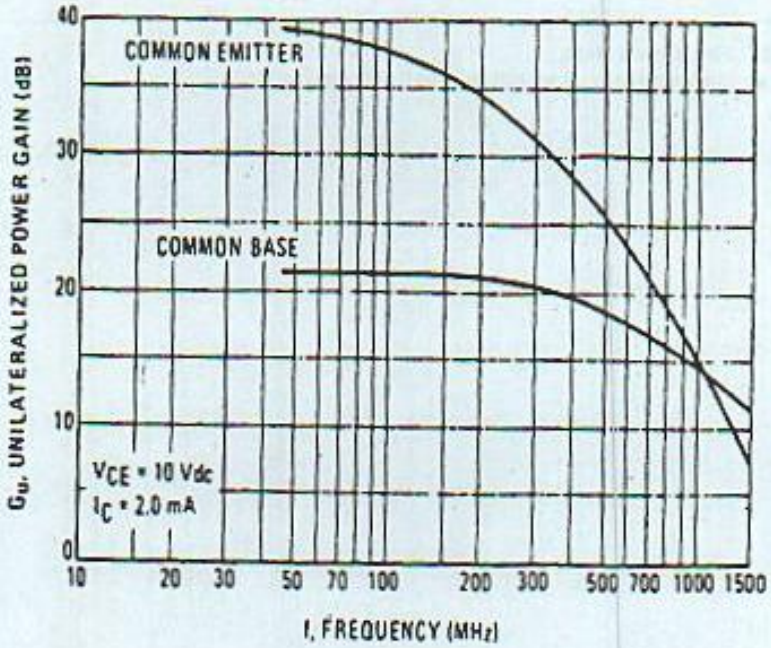


FIGURE 2 – UNILATERALIZED POWER GAIN versus FREQUENCY



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

COMMON EMITTER CIRCUIT DESIGN DATA

(V_{CE} = 10 Vdc, I_C = 2.0 mAdc)

FIGURE 7 – TRANSDUCER GAIN versus FREQUENCY

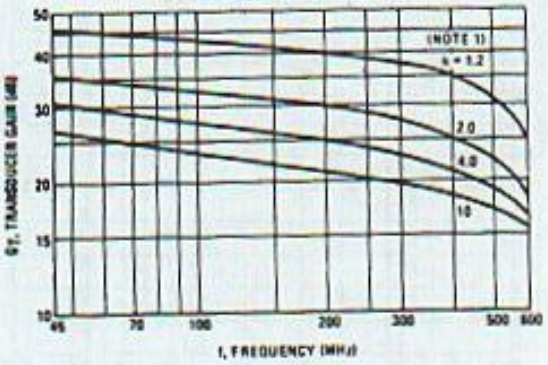


FIGURE 8 – LINVILL STABILITY FACTOR versus FREQUENCY

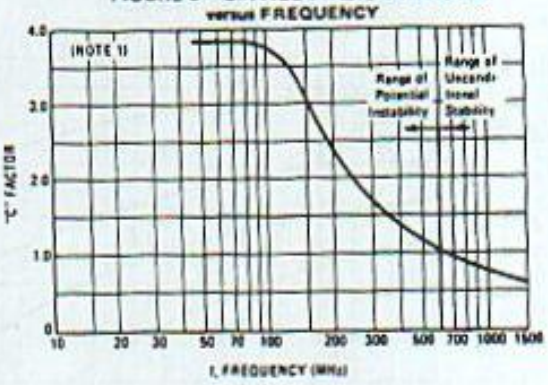


FIGURE 9 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

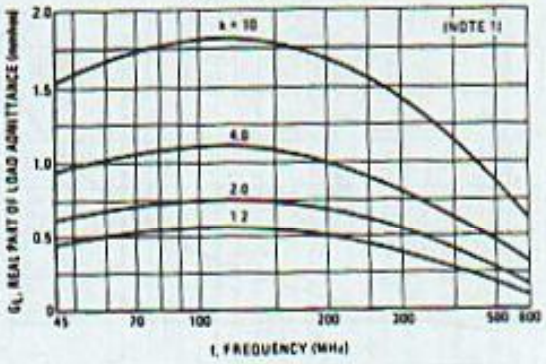


FIGURE 10 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

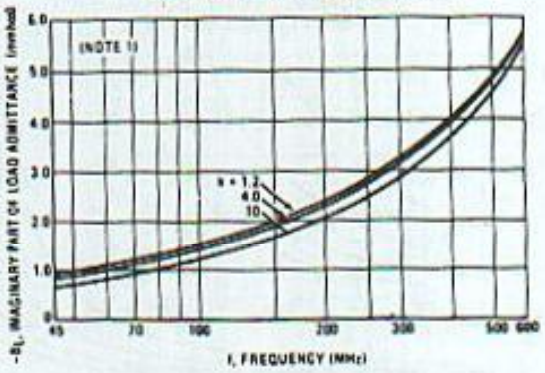


FIGURE 11 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

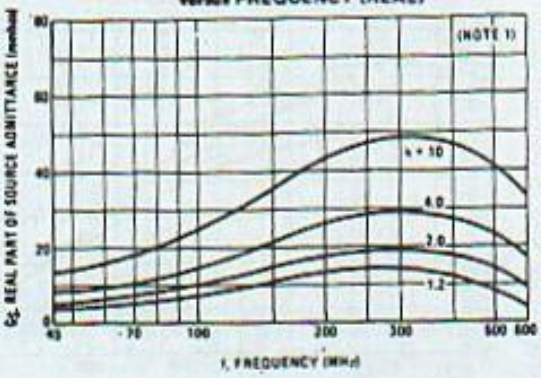
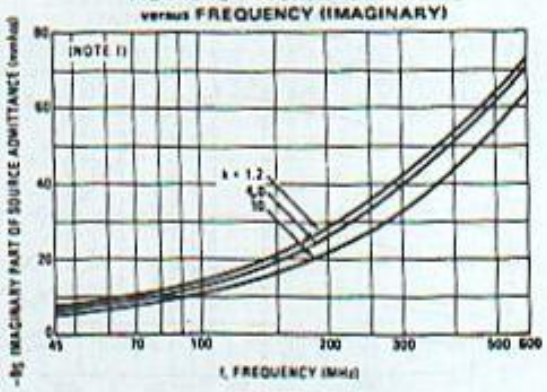


FIGURE 12 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

COMMON BASE CIRCUIT DESIGN DATA

(V_{CB} = 10 Vdc, I_C = 2.0 mAdc)

FIGURE 13 – TRANSDUCER GAIN versus FREQUENCY

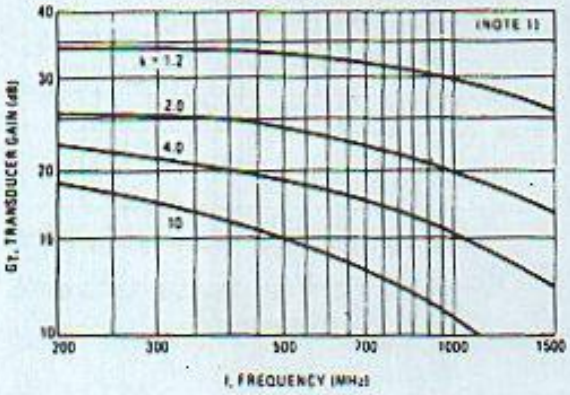


FIGURE 14 – LINVILL STABILITY FACTOR versus FREQUENCY

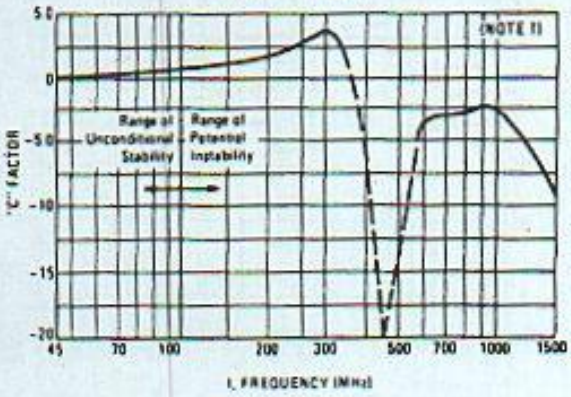


FIGURE 15 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

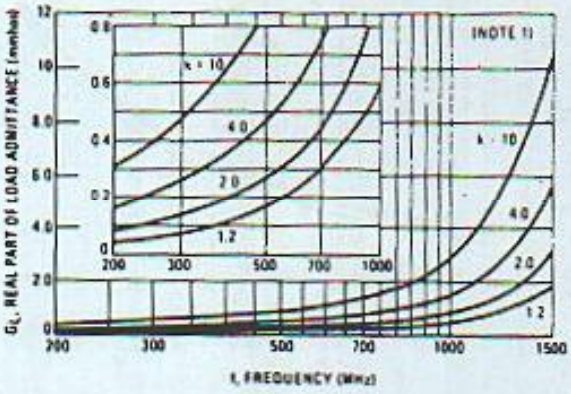


FIGURE 16 – LOAD ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)

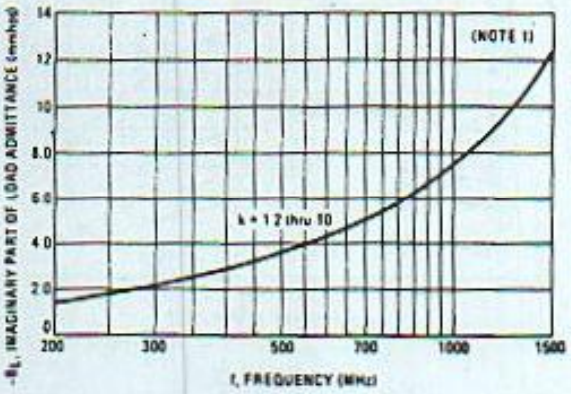


FIGURE 17 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (REAL)

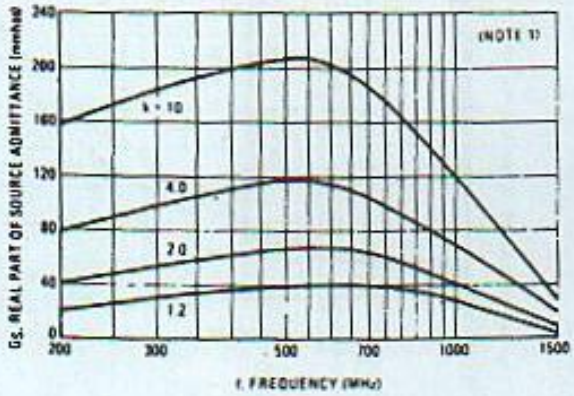
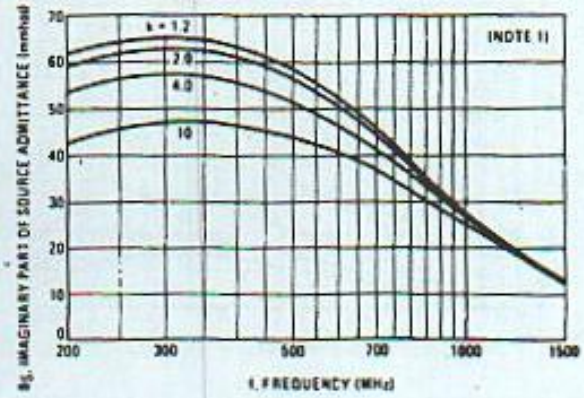


FIGURE 18 – SOURCE ADMITTANCE versus FREQUENCY (IMAGINARY)



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

FIGURE 19 – SMALL-SIGNAL CURRENT GAIN versus FREQUENCY

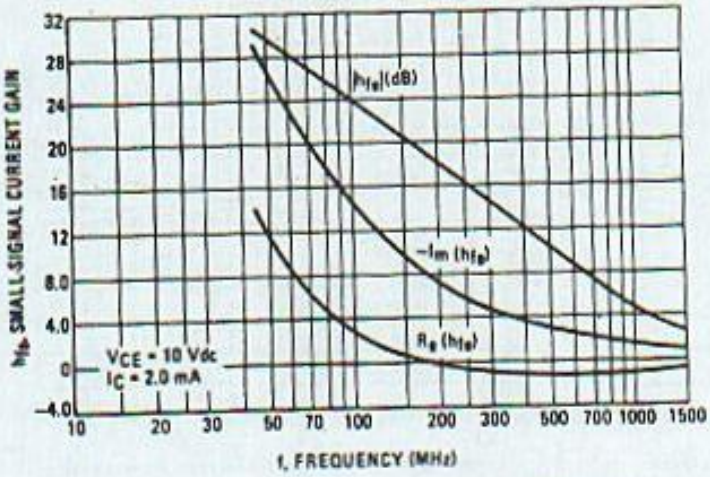


FIGURE 21 – f_T versus COLLECTOR CURRENT

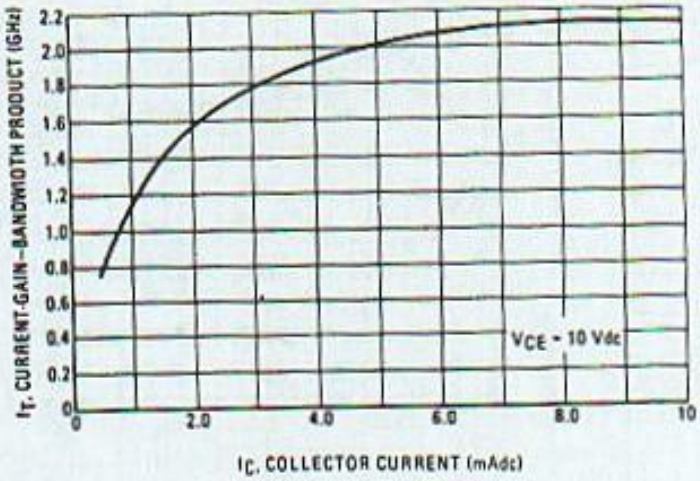
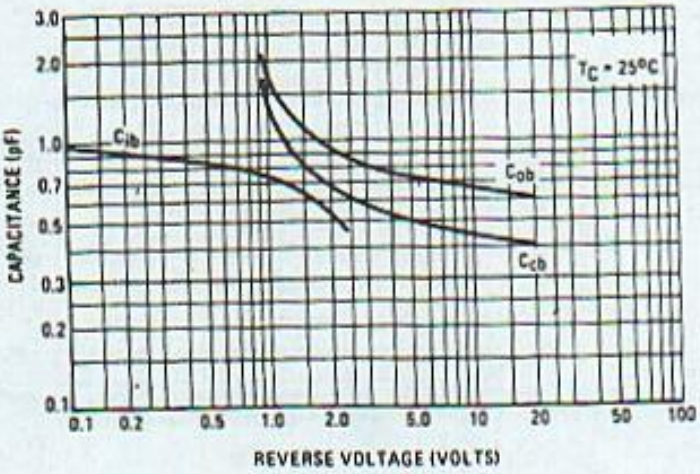
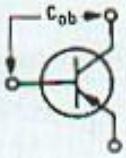
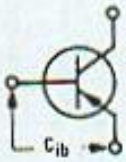


FIGURE 23 – CAPACITANCE

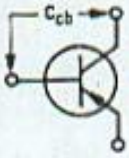




Apply reverse bias between collector and base and measure capacitance between these terminals. Emitter is open.



Apply reverse bias between emitter and base and measure capacitance between these terminals. Collector is open.



Apply reverse bias between collector and base and measure capacitance between these terminals. Emitter is guarded.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

Y PARAMETERS versus CURRENT
(f = 450 MHz)

COMMON BASE

V_{CB} = 10 Vdc ——— V_{CB} = 15 Vdc — — —

COMMON EMITTER

V_{CE} = 10 Vdc ——— V_{CE} = 15 Vdc — — —

FIGURE 25 – INPUT ADMITTANCE

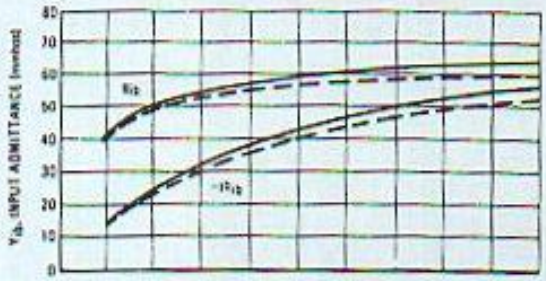


FIGURE 26 – INPUT ADMITTANCE

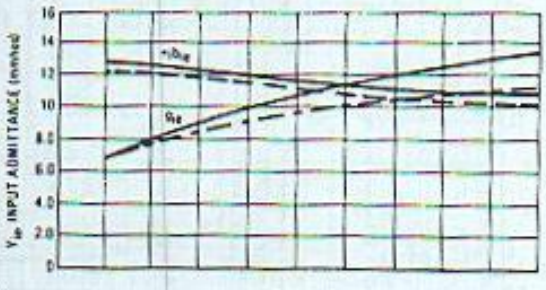


FIGURE 27 – FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

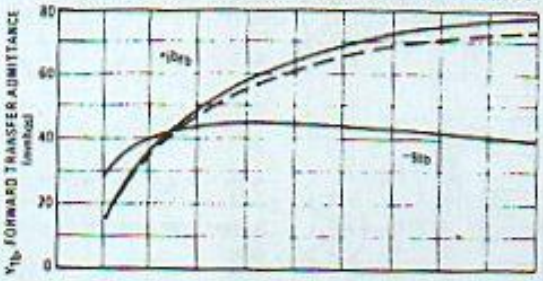


FIGURE 28 – FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

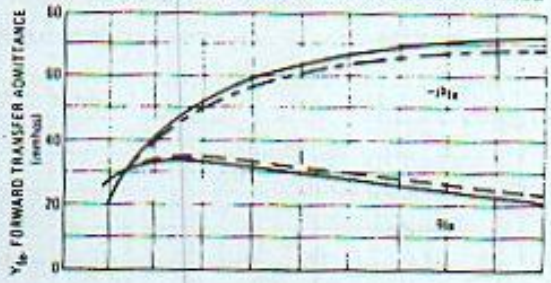


FIGURE 29 – OUTPUT ADMITTANCE

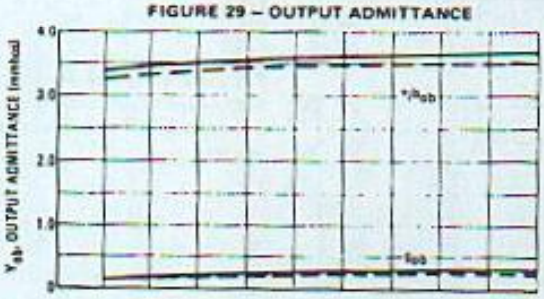


FIGURE 30 – OUTPUT ADMITTANCE

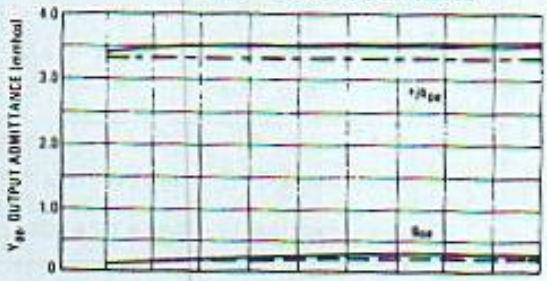


FIGURE 31 – REVERSE TRANSFER ADMITTANCE

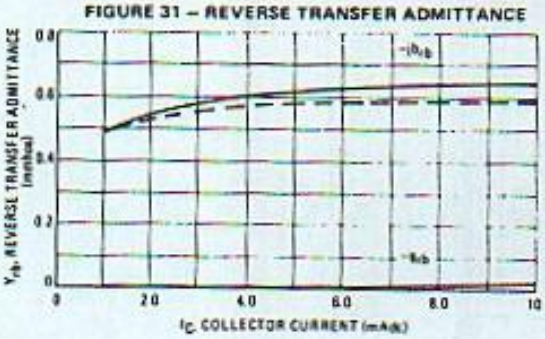
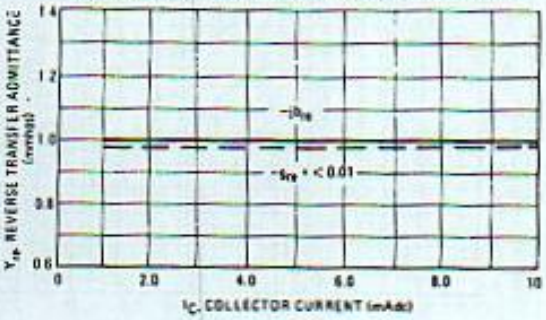


FIGURE 32 – REVERSE TRANSFER ADMITTANCE



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

COMMON BASE Y PARAMETER VARIATIONS

(V_{CB} = 10 Vdc, I_C = 2.0 mAdc)

y PARAMETERS versus FREQUENCY

FIGURE 33 – y_{ib} INPUT ADMITTANCE

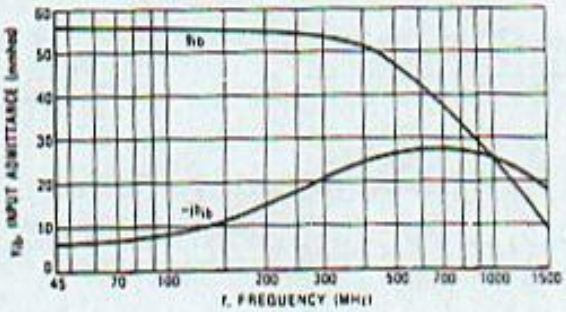


FIGURE 35 – y_{fb} FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

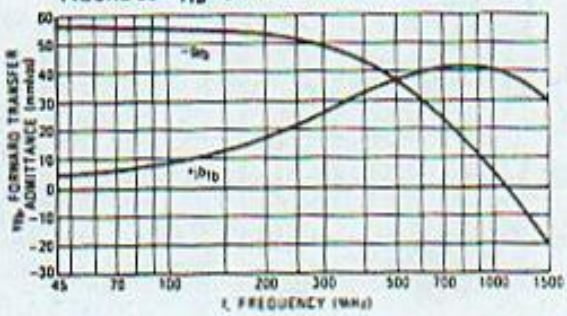


FIGURE 37 – y_{ob} OUTPUT ADMITTANCE

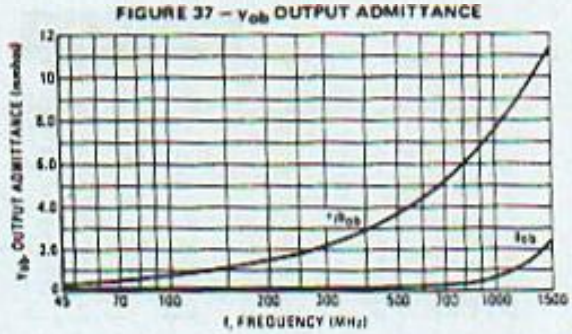
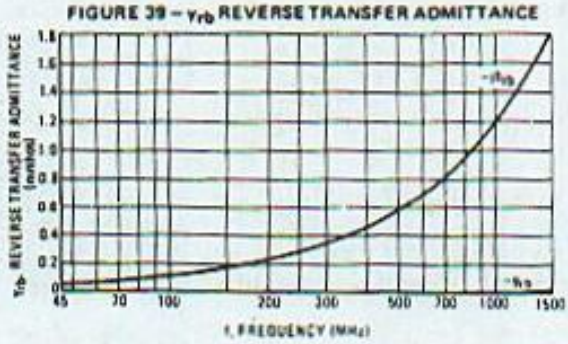


FIGURE 39 – y_{rb} REVERSE TRANSFER ADMITTANCE



COMMON EMITTER y PARAMETER VARIATIONS

(V_{CE} = 10 Vdc, I_C = 2.0 mAdc)

y PARAMETERS versus FREQUENCY

FIGURE 41 – y_{ie} INPUT ADMITTANCE

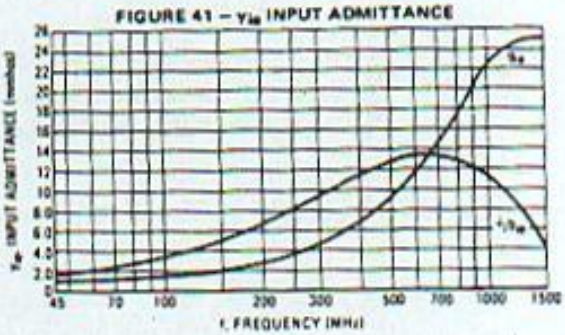


FIGURE 43 – y_{fe} FORWARD TRANSFER ADMITTANCE

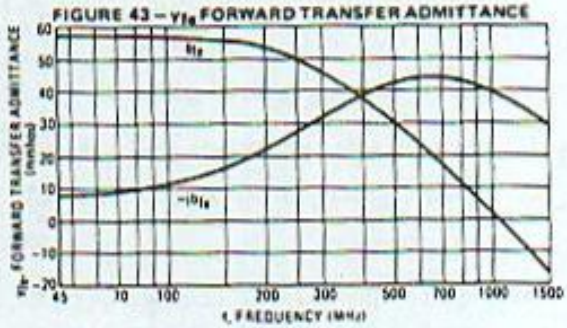


FIGURE 45 – y_{oe} OUTPUT ADMITTANCE

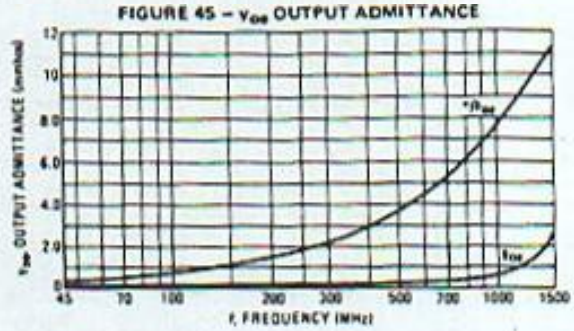
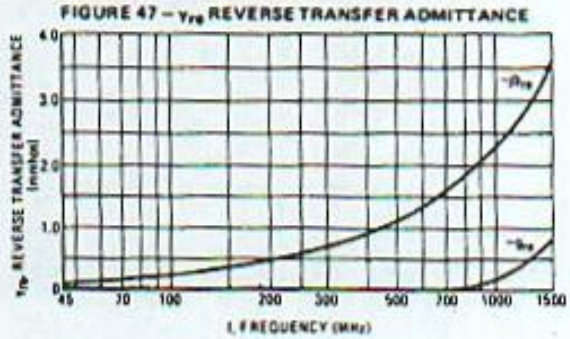


FIGURE 47 – y_{re} REVERSE TRANSFER ADMITTANCE



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

پیوست (ج) رسم نمودار بد Bode Diagram

تابع انتقال یک تقویت‌کننده تابعی از فرکانس مختلط $s = j\omega$ است. رابطه (ج-۱) فرم کلی یک تابع انتقال را نشان می‌دهد.

$$H(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \ldots + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \ldots + a_0} \qquad (ج-۱)$$

در تابع انتقال فوق مقادیر a_n و b_m حقیقی و دارای n قطب و m صفر است. n درجه تابع انتقال و عموماً $n > m$ است. تابع انتقال فوق را می‌توان بصورت (ج-۲) نیز نشان داد.

$$H(s) = b_m \frac{(s+z_1)(s+z_2)\ldots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\ldots(s+p_n)} \qquad (ج-۲)$$

$H(s)$ را می‌توان با جایگزینی $s = j\omega$ به حوزه فرکانس تبدیل نمود. $H(j\omega)$ دارای قدر مطلق و فاز است که هر کدام تابع فرکانس می‌باشند. **نمودارهای بد** (Bode plots) بیان‌کننده تغییرات قدر مطلق و فاز تابع انتقال بر حسب فرکانس ودر واقع نشان‌دهنده پاسخ فرکانس تابع انتقال است. عموماً قدر مطلق پاسخ فرکانس بصورت $20\log|H(j\omega)|$ محاسبه و بر حسب دسیبل (dB) رسم می‌شود. در رسم نمودارهای قدر مطلق و فاز محور افقی فرکانس و با مقیاس لگاریتمی مدرج می‌شود. مثالهای بعد چند نمونه از نمودار بد را نشان می‌دهد.

مثال ج -۱

تابع انتقال یک تقویت‌کننده پایین گذر بصورت رابطه (ج-۳) است که در آن A_0 بهره باند میانی و ω_H فرکانس قطع بالا است.

$$H(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_H} \qquad (ج-۳الف)$$

عبارت قدر مطلق و فاز این تابع انتقال بصورت :

$$|H(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_H)^2}} \quad , \quad \varphi = \angle H(j\omega) = \angle A_0 - \tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_H} \qquad (ج-۳ب)$$

می‌باشند. قدر مطلق تابع انتقال را بر حسب دسیبل (dB) :

$$20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| - 10\log\left[1 + (\omega/\omega_H)^2\right] \qquad (ج-۳ج)$$

است که شامل یک عبارت ثابت و مستقل از فرکانس و عبارت دوم که تابعی از فرکانس می‌باشد. در چند حالت خاص می‌توان رابطه (ج-۴) را خلاصه نمود.

در فرکانسهای خیلی پایین‌تر از ω_H بخش دوم رابطه (ج-۳) کوچک و قابل صرفنظر است. بنابراین در این فاصله قدر مطلق تابع انتقال مقدار ثابت و مستقل از فرکانس می‌باشد.

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\omega \ll \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| - 10\log(1) = 20\log|A_0| \qquad (ج-۴)$$

در فرکانس $\omega = \omega_H$ مقدار تابع انتقال :

$$\omega = \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| - 10\log(2) = 20\log|A_0| - 3\,dB \qquad (ج-۵)$$

است که در مقایسه با بخش ثابت پاسخ فرکانس به اندازه ۳dB کمتر است. به همین علت به این فرکانس، فرکانس قطع ۳dB گفته می‌شود. در سیستمهای کنترل این نقطه فرکانس گوشه (corner frequency) نامیده می‌شود.

برای فرکانسهای خیلی بالاتر از ω_H تقریبی از قدر مطلق پاسخ فرکانس را می‌توان بصورت رابطه (ج-۶) بدست آورد.

$$\omega \gg \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| \approx 20\log|A_0| - 10\log\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2$$
$$= 20\log|A_0| - 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right) \qquad (ج-۶)$$

ملاحظه می‌شود در این محدوده فرکانسی قدر مطلق پاسخ فرکانس خطی است مستقیم که با شیب ۲۰ db/decade کاهش می‌یابد. در رسم نمودارهای بد (Bode) **مجانب‌های پاسخ فرکانس** بصورت خطوطی مستقیم ترسیم می‌شوند. شکل (ج-۱ الف) نمودار بد قدر مطلق تابع انتقال برای (۶۰ dB) $A_0 = 10^3$ را نشان می‌دهد. به جهت مقایسه مقدار دقیق قدر مطلق پاسخ فرکانس نیز رسم شده است. بنابراین برای رسم نمودار بد (Bode) قدر مطلق پاسخ فرکانس تابع انتقال پایین گذر یک قطبی با بهره باند میانی A_0 می‌توان به اینصورت عمل کرد که از فرکانس‌های پایین تا محل قطب مقدار ثابت $20\log|A_0|$ و از محل قطب به بعد خطی با شیب ۲۰- db/decade رسم نمود.

با توجه به عبارت فاز این تابع انتقال که در رابطه (ج-۳) نشان داده شده عبارت tan است. این رابطه در شکل (ج-۱ ب) ترسیم شده است. مشابه حالت قبل می‌توان تقریب‌های زیر را در مورد پاسخ فرکانس فاز بکار برد. در فرکانسهای خیلی پایین‌تر از ω_H بخش دوم رابطه (ج-۳) کوچک و قابل صرفنظر است. بنابراین در این فاصله قدر مطلق تابع انتقال مقدار ثابت صفر و مستقل از فرکانس می‌باشد.

$$\omega \ll \omega_H \quad \Rightarrow \quad \varphi = -\tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_H} \approx 0^\circ \qquad (ج-۷)$$

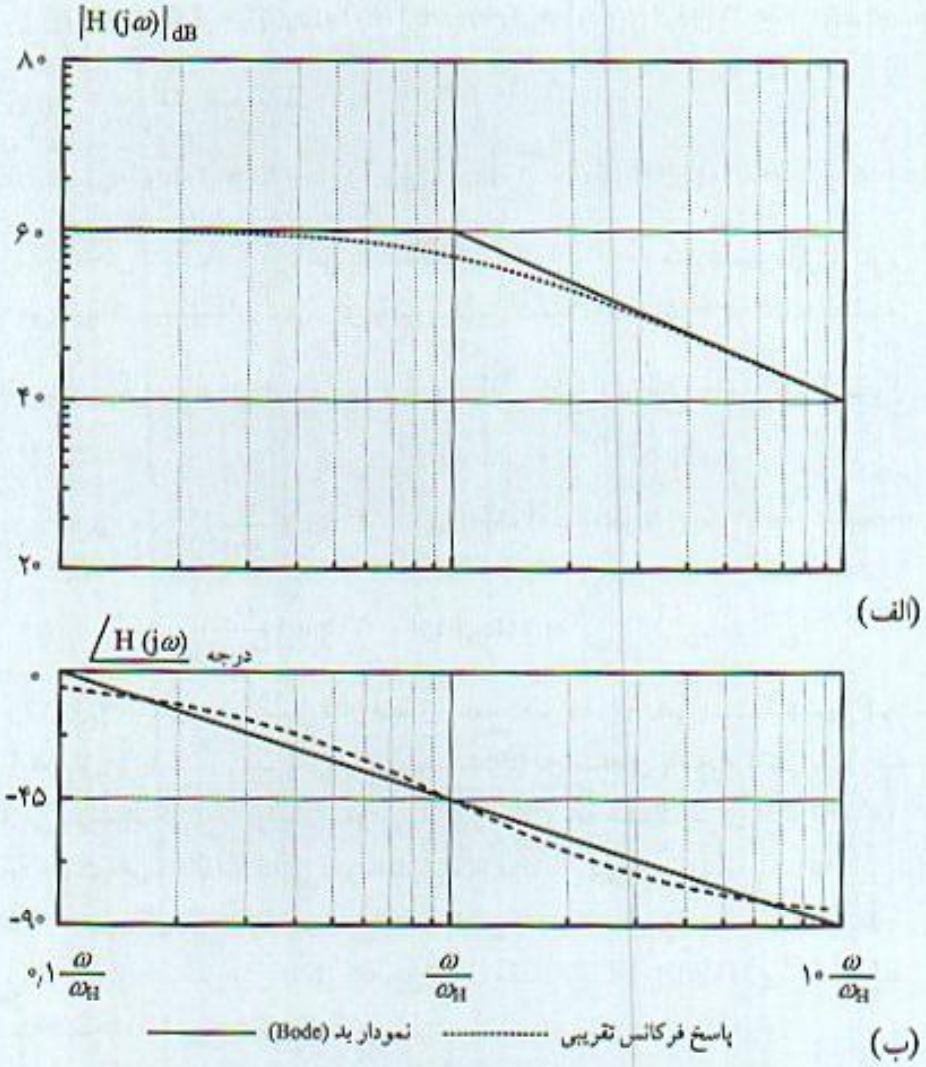
در فرکانس $\omega = \omega_H$ مقدار فاز :

$$\omega = \omega_H \quad \Rightarrow \quad \varphi = -\tan^{-1}\frac{\omega_H}{\omega_H} = -45^\circ \qquad (ج-۸)$$

و برای فرکانسهای خیلی بالاتر از ω_H می‌توان به آسانی نشان داد که زاویه باز به مقدار نهایی ۹۰°- مجانب می‌شود. با مشخص شدن سه نقطه از منحنی فاز و با وصل کردن آنها به هم، مجانب پاسخ فاز تابع انتقال بدست می‌آید. شکل (ج-۱ ب) نمودار بد (Bode) و شکل دقیق فاز تابع انتقال را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (ج -۱) پاسخ فرکانس فاز و نمودارهای بد (Bode) تابع انتقال پایین گذر

مثال ج -۲

تابع انتقال یک مدار بالاگذر بصورت رابطه (ج-۹) با بهره باند میانی A_0 و فرکانس قطع پایین ω_L است.

$$H(s) = \frac{A_0 s}{s + \omega_L} \qquad \text{(ج-۹)}$$

عبارت قدر مطلق و فاز این تابع انتقال بصورت :

$$|H(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\omega_L/\omega)^2}} \quad , \quad \varphi = \angle H(j\omega) = \angle A_0 - \tan^{-1}\frac{\omega_L}{\omega} \qquad \text{(ج-۱۰)}$$

می‌باشند. قدر مطلق تابع انتقال را بر حسب دسیبل (dB) :

$$20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| + 10\log\left[1 + (\omega_L/\omega)^2\right] \qquad \text{(ج-۱۱)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

است که شامل یک عبارت ثابت و مستقل از فرکانس و عبارت دوم که تابعی از فرکانس می‌باشد. مشابه حالت قبل مثال (ج-۱) می‌توان محدوده‌های فرکانسی مختلفی را در نظر گرفت. در فرکانسهای خیلی بالاتر از ω_L بهره مقدار ثابت و بهره باند میانی است.

$$\omega \ll \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| \approx 20\log|A_0|$$

در فرکانس $\omega = \omega_L$ مقدار تابع انتقال :

$$\omega = \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| - 10\log(2) = 20\log|A_0| - 3\,\text{dB}$$

است که در مقایسه با بخش ثابت پاسخ فرکانس به اندازه ۳ dB کمتر است. به همین علت به این فرکانس، فرکانس قطع ۳ dB پایین گفته می‌شود. در فرکانسهای خیلی پایین‌تر از ω_L از مقدار ۱ در رابطه (ج-۱۱) می‌توان صرفنظر کرد و تقریب زیر را بکار برد.

$$\omega \ll \omega_H \quad \Rightarrow \quad 20\log|H(j\omega)| = 20\log|A_0| + 20\log(\omega_L/\omega) \qquad \text{(ج-۱۲)}$$

ملاحظه می‌شود در این محدوده فرکانسی قدر مطلق پاسخ فرکانس خطی است و با شیب +۲۰ dB/decade افزایش می‌یابد. شکل (ج-۲ الف) نمودار قدر مطلق تابع انتقال برای $A_0 = 60$ dB را نشان می‌دهد. به جهت مقایسه مقدار دقیق قدر مطلق پاسخ فرکانس نیز رسم شده است. برای رسم نمودار بد (Bode) قدر مطلق پاسخ فرکانس تابع انتقال بالاگذر یک قطبی با بهره باند میانی A_0 می‌توان به اینصورت عمل کرد که از فرکانس‌های بالا تا محل قطب مقدار ثابت $20\log|A_0|$ و از محل قطب به فرکانس‌های پایین خطی با شیب +۲۰ dB/decade ترسیم می‌شود.

از رابطه فاز این تابع انتقال در رابطه (ج-۹) به آسانی می‌توان نشان داد در محل قطب تابع انتقال فاز +۴۵° در فرکانسهای پایین ۰° و در فرکانسهای خیلی بالا فاز به مقدار +۹۰° مجانب می‌شود. شکل (ج-۲) نمودار بد (Bode) تاع انتقال را نشان می‌دهد.

مثال ج -۳

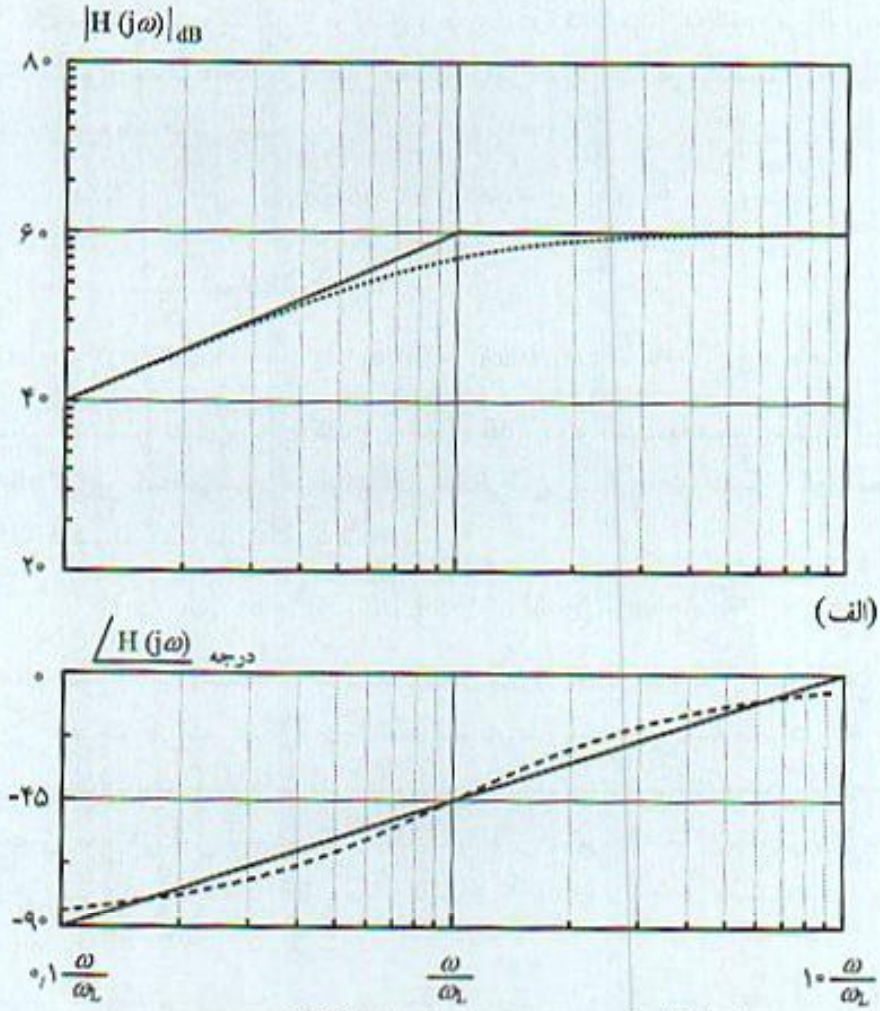
تابع انتقال یک تقویت‌کننده شامل یک قطب فرکانس پایین و یک قطب فرکانس بالا در رابطه (ج-۱۳) را در نظر بگیرید و نمودار بد (Bode) آنرا رسم کنید. واحد s را $(s)^{-1}$ فرض کنید.

$$H(s) = 1000\frac{s}{(s+0.1)}\frac{1}{\left(1+\frac{s}{10}\right)} \qquad \text{(ج-۱۳)}$$

بهره باند میانی تابع انتقال ۱۰۰۰ و یا ۶۰dB است. دارای یک قطب فرکانس پایین در ۰٫۱ rad/s و یک قطب فرکانس بالا در ۱۰ rad/s است. بنابراین بین دو قطب بهره مقدار ثابت برای فرکانسهای بالاتر از قطب فرکانس بالا نمودار بد (Bode) بصورت خطی با شیب ۲۰ dB/decade کم می شود. هم چنین در فرکانس پایین بهره بصورت خطی با شیب +۲۰ dB/decade افزایش می‌یابد. شکل (ج-۳) پاسخ فرکانس قدر مطلق و فاز این تابع را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

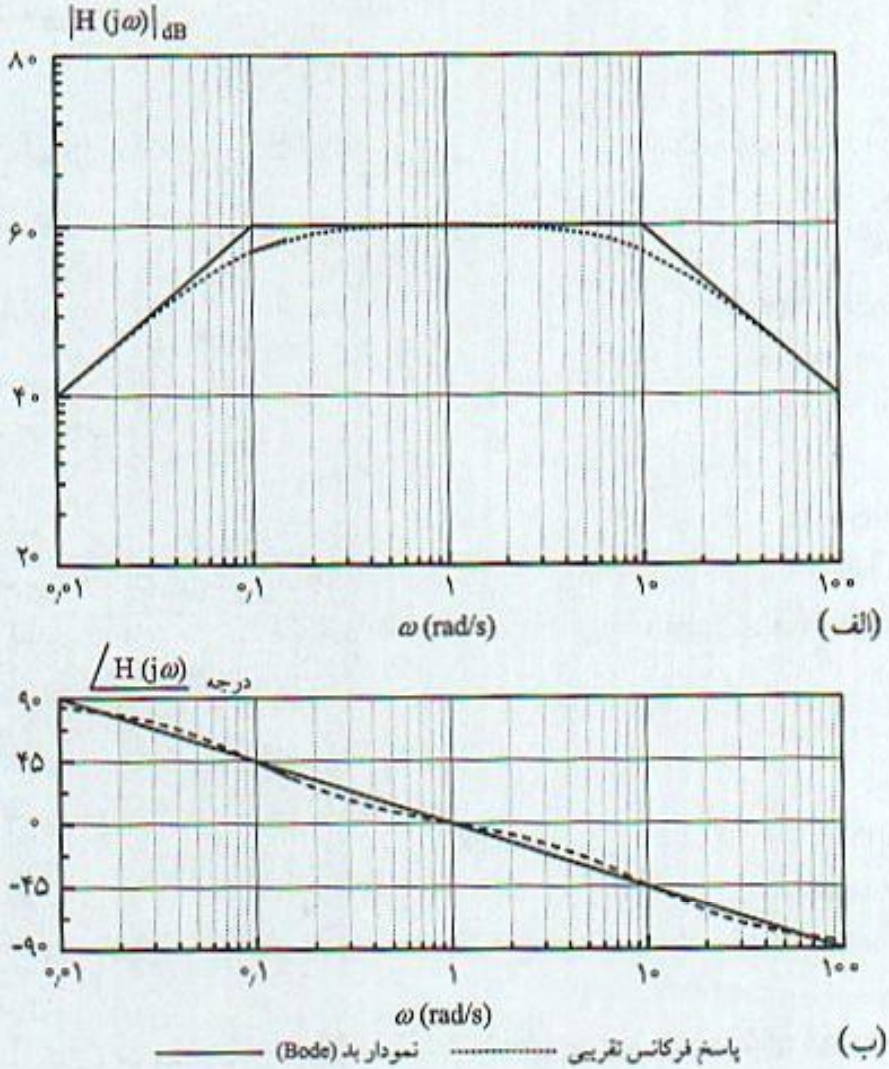
POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (ج -۲) پاسخ فرکانس فاز و نمودارهای بد (Bode) تابع انتقال بالاگذر

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (ج -۳) پاسخ فرکانس فاز و نمودارهای بد (Bode) تابع انتقال میان‌گذر

POWEREN.IR

PowerEn.ir

واژه‌نامه انگلیسی فارسی

active load	بار فعال
AGC, Automatic Gain Control	کنترل اتوماتیک بهره
audio amplifier	تقویت‌کننده صوتی
bandwidth	پهنای باند
base charging capacitor	خازن شارژ ناحیه بیس
base transit time τ_F	زمان گذر بیس
base width modulation	مدولاسیون عرض بیس
bias	بایاس
forward bias	بایاس مستقیم
reverse bias	بایاس معکوس
BJT, bipolar junction transistor	ترانزیستور دو قطبی
Bode plot	نمودار بد
Brakhausen criteria	شرایط برک‌هازن
broadband	پهنای باند وسیع
Butterworth	باترورث
transfer function	تابع انتقال باترورث
circle	دایره باترورث
cascade amplifier	تقویت‌کننده سری
Common Mode Rejection Ratio (CMRR)	ضریب حذف سیگنال وجه مشترک
Compensate	جبران کردن
over Compensate	فوق جبران
under Compensate	زیر جبران
compensation	جبران
compensator	جبران‌کننده
internal	جبران‌کننده داخلی
external	جبران‌کننده خارجی
dominant pole	جبران قطب موثر
feedback zero	جبران صفر در مدار فیدبک
component	عنصر
cut off frequency	فرکانس قطع
damping factor	ضریب میرایی
data book	کتاب اطلاعاتی

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

differential amplifier	تقویت کنده تفاضلی
differential amplifier with active load	تقویت‌کننده تفاضلی با بار اکتیو
diffusion	انتشار
distortion	اعوجاج
amplitude distortion	اعوجاج دامنه
harmonic distortion	اعوجاج هارمونیک
nonlinear distortion	اعوجاج غیر خطی
phase distortion	اعوجاج فاز
dominant pole	قطب موثر
duty cycle	زمان کار
fall time	زمان نزول
feedback	فیدبک
positive	فیدبک مثبت
negative	فیدبک منفی
FET , Field Effect Transistor	ترانزیستور اثر میدان
JFET, Junction Field Effect Transistor	ترانزیستور اثر میدان پیوندی
MOSFET, Metal Oxide Semiconductor FET	ترانزیستور اثرمیدان با پیوند اکسید فلز نیمه هادی
flat	مسطح
flat frequency response	پاسخ فرکانس مسطح
Maximally flat	مسطح و ماکزیمم
frequency response	پاسخ فرکانس
gain cross over frequency	فرکانس عبور بهره (فرکانس بهره حلقه واحد)
feed	تغذیه
Gain Margin, GM	حاشیه بهره
half equivalent circuit	مدار معادل نیم مدار
hybrid π equivalent circuit	مدار معادل هایبرید پای
injection	تزریق
instability	ناپایداری
large signal	سیگنال بزرگ
Miller effect	اثر میلر
Nyauist plot	نمودار نایکوئیست
Operational Amplifier, op-amp	تقویت‌کننده عملیاتی، آپ-امپ
oscillator	نوسان ساز
Colpitts	نوسان ساز کولپیتس

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

mecham bridge	نوسان ساز پل میچم
phase shift	نوسان ساز انتقال فاز
quadrature	نوسان‌ساز متعامد
three phase	نوسان ساز سه فاز
Wien bridge	نوسان ساز وین
overshoot	بالازدگی
parasitic	اضافی
peak	برآمدگی
phase cross over frequency	فرکانس عبور فاز
Phase Margin, PM	حاشیه فاز
pole zero cancellation	حذف صفر و قطب
quality factor, Q	ضریب کیفیت
Radio Frequency Choke, RFC	چک فرکانس رادیویی
Radio Frequency, RF	فرکانس رادیویی
recombination	ترکیب مجدد
resistive feedback	فیدبک مقاومتی
rise time	زمان صعود
root locus	مکان هندسی
root locus center	مرکز ثقل هندسی
self limit	خود محدودکننده
self frequency frequency	فرکانس رزنانس خودی
sensitivity	حساسیت
de-sensivity	عدم حساسیت
square wave	موج مربعی
square wave test	آزمایش موج مربعی
stability	پایداری
amplitude	دامنه
frequency	فرکانس
substrate	پایه
tilt	کجی
time constant	ثابت زمانی
short circuit	ثابت زمانی اتصال کوتاه
open circuit	ثابت زمانی اتصال باز
transfer function	تابع انتقال

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

closed loop	مداربسته
open loop	مدار باز
transit time τ_T	زمان گذر
transition frequency, f_T	فرکانس گذر
UHF, Ultra High Frequency	فرکانس خیلی خیلی بالا
undamped natural frequency	فرکانس طبیعی غیر میرا
unilateral	یک طرفه
unity gain bandwidth	پهنای باند بهره واحد
VHF, Very High Frequency	فرکانس خیلی بالا
video amplifier	تقویت‌کننده تصویر
White Noise	نویز سفید

واژه‌نامه فارسی انگلیسی

اثر میلر	Miller effect
اضافی	parasitic
اعوجاج	distortion
اعوجاج دامنه	amplitude distortion
اعوجاج هارمونیک	harmonic distortion
اعوجاج غیر خطی	nonlinear distortion
اعوجاج فاز	phase distortion
انتشار	diffusion
باترورث	Butterworth
تابع انتقال باترورث	transfer function
دایره باترورث	circle
بار فعال	active load
بالازدگی	overshoot
بایاس	bias
بایاس مستقیم	forward bias
بایاس معکوس	reverse bias
برآمدگی	peak
پاسخ فرکانس	frequency response
پایداری	stability
دامنه	amplitude

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

frequency	فرکانس
substrate	پایه
bandwidth	پهنای باند
broadband	پهنای باند وسیع
unity gain bandwidth	پهنای باند بهره واحد
transfer function	تابع انتقال
closed loop	مداربسته
open loop	مدار باز
BJT, bipolar junction transistor	ترانزیستور دو قطبی
FET , Field Effect Transistor	ترانزیستور اثر میدان
JFET, Junction Field Effect Transistor	ترانزیستور اثر میدان پیوندی
MOSFET, Metal Oxide Semiconductor FET	ترانزیستور اثرمیدان با پیوند اکسید فلز نیمه هادی
recombination	ترکیب مجدد
injection	تزریق
video amplifier	تقویت‌کننده تصویر
differential amplifier	تقویت کنده تفاضلی
differential amplifier with active load	تقویت‌کننده تفاضلی با بار اکتیو
cascade amplifier	تقویت‌کننده سری
audio amplifier	تقویت‌کننده صوتی
Operational Amplifier, op-amp	تقویت‌کننده عملیاتی، آپ-امپ
time constant	ثابت زمانی
short circuit	ثابت زمانی اتصال کوتاه
open circuit	ثابت زمانی اتصال باز
compensation	جبران
compensator	جبران‌کننده
internal	جبران‌کننده داخلی
external	جبران‌کننده خارجی
dominant pole	جبران قطب موثر
feedback zero	جبران صفر در مدار فیدبک
Compensate	جبران کردن
over Compensate	فوق جبران
under Compensate	زیر جبران
Radio Frequency Choke, RFC	چک فرکانس رادیویی
Gain Margin, GM	حاشیه بهره

POWEREN.IR
PowerEn.ir

Phase Margin, PM	حاشیه فاز
pole zero cancellation	حذف صفر و قطب
sensitivity	حساسیت
de-sensivity	عدم حساسیت
base charging capacitor	خازن شارژ ناحیه بیس
self limit	خود محدودکننده
rise time	زمان صعود
transit time τ_T	زمان گذر
base transit time τ_F	زمان گذر بیس
fall time	زمان نزول
duty cycle	زمان کار
large signal	سیگنال بزرگ
small signal	سیگنال کوچک
Brakhausen Criteria	شرایط برک‌هازن
Common Mode Rejection Ratio	ضریب حذف سیگنال وجه مشترک
damping factor	ضریب میرایی
quality factor, Q	ضریب کیفیت
component	عنصر
VHF, Very High Frequency	فرکانس خیلی بالا
UHF, Ultra High Frequency	فرکانس خیلی خیلی بالا
Radio Frequency, RF	فرکانس رادیویی
self frequency frequency	فرکانس رزنانس خودی
gain cross over frequency	فرکانس عبور بهره (فرکانس بهره حلقه واحد)
feed	
phase cross over frequency	فرکانس عبور فاز
cut off frequency	فرکانس قطع
transition frequency, f_T	فرکانس گذر
undamped natural frequency	فرکانس طبیعی غیر میرا
feedback	فیدبک
positive	فیدبک مثبت
negative	فیدبک منفی
resistive feedback	فیدبک مقاومتی
dominant pole	قطب موثر
data book	کتاب اطلاعاتی

POWEREN.IR
PowerEn.ir

tilt	کجی
AGC, Automatic Gain Control	کنترل اتوماتیک بهره
half equivalent circuit	مدار معادل نیم مدار
hybrid π equivalent circuit	مدار معادل هایبرید پای
base width modulation	مدولاسیون عرض بیس
root locus center	مرکز ثقل هندسی
flat	مسطح
flat frequency response	پاسخ فرکانس مسطح
Maximally flat	مسطح و ماکزیمم
square wave	موج مربعی
square wave test	آزمایش موج مربعی
root locus	مکان هندسی
critically damped	میرایی بحرانی
instability	ناپایداری
Bode plot	نمودار بد
Nyauist plot	نمودار نایکوئیست
oscillator	نوسان ساز
Colpitts	نوسان ساز کولپیتس
mecham bridge	نوسان ساز پل میچم
phase shift	نوسان ساز انتقال فاز
quadrature	نوسان‌ساز متعامد
three phase	نوسان ساز سه فاز
Wien bridge	نوسان ساز وین
White Noise	نویز سفید
unilateral	یک طرفه

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مؤسسه علمی فرهنگی

فهرست کتاب‌های فنی مهندسی دانشگاهی «نص»

توجه: برای آگاهی از تغییر احتمالی قیمت کتابها قبل از ارسال حواله سفارش خود با دفتر انتشارات تماس بگیرید. اگر مبلغ ارسالی مساوی قیمت کتابها نباشد، ارسال مقدور نخواهد بود

کتابهای فنی مهندسی

ردیف	عنوان	مؤلف/مترجم	قیمت/تعداد صفحه تومان
۱	مبانی فیزیک با CD /تمام رنگی/ ویراست ۷ / ۲۰۰۵	هالیدی-رزنیک / دیانی	تحریر ۷۰۰۰ | گلاسه ۸۵۰۰ | ۴۰۸ص
۲	مبانی فیزیک الکتریسیته و مغناطیس با CD /تمام رنگی/ ویراست ۷	هالیدی-رزنیک / دیانی	بزودی
۳	مبانی فیزیک موج، حرارت و سیالات با CD /تمام رنگی/ ویراست ۷	هالیدی-رزنیک / دیانی	بزودی
۴	طراحی اجزاء ماشین با CD / دورنگ (جلد۱/ چاپ ۲) جلدسخت	شیگلی / زارع پور	۹۵۰۰ / ۸۸۸ص
۵	طراحی اجزاء ماشین ویراست ششم با CD / دورنگ (جلد۲)	شیگلی / زارع پور	۵۵۰۰/ ۳۹۲ص
۶	تحلیل مهندسی مدار با CD / دورنگ (چاپ پنجم)	هیت / دیانی	۷۰۰۰ / ۶۴۰ص
۷	قطعات و مدارهای الکترونیک ویراست هشتم با CD / دورنگ	نشلسکی / گنجی	۶۰۰۰/ ۶۰۸ص
۸	تحلیل و طراحی مدارهای الکترونیک با CD / دورنگ	نیمن / حبیبیان	۴۵۰۰ / ۵۱۰ص
۹	مهندسی کنترل / ویراست چهارم / چاپ دوم	اوگاتا/دیانی	۷۵۰۰/ ۶۲۴ص
۱۰	مبانی ماشین‌های الکتریکی / ویراست چهارم	چاپمن /صدوقی - دیانی	۶۰۰۰ / ۶۸۸ص
۱۱	ماشین‌های الکتریکی (ویراست ششم)	فیتزجرالد / دیانی	۶۵۰۰ / ۶۴۸ص
۱۲	بررسی سیستم‌های قدرت	استیونسون / دیانی	۲۲۰۰ / ۴۳۲ص
۱۳	سیستمهای مخابراتی (چاپ چهارم)	کارلسون / دیانی	۷۰۰۰ / ۸۰۰ص
۱۴	آنتن برای تمام کاربردها/ ویراست سوم	کراوس / دیانی	۷۵۰۰/ ۹۲۸ص
۱۵	اپتیک	هِشت / دیانی	۸۰۰۰ / ۶۴۰ص
۱۶	سیگنالها و سیستمها (چاپ هفتم)	اپنهایم /دیانی	۷۰۰۰ / ۸۸۰ص
۱۷	تحلیل و طراحی مدارهای مجتمع دیجیتال (الکترونیک دیجیتال)	هاجس - جکسون/ دیانی	۴۸۰۰/ ۵۵۲ص
۱۸	مخابرات الکترونیک مدرن با CD /تمام رنگی/ ویراست ۷	گری / گنجی	بزودی
۱۹	طراحی مدار منطقی دیجیتال با CD / دورنگ (چاپ دوم)	مانو / دیانی	۴۵۰۰ / ۴۸۰ص
۲۰	تحلیل و طراحی مدار منطقی دیجیتال (چاپ سوم)	نلسون / دیانی	۶۵۰۰ / ۷۸۴ص
۲۱	مدارهای مجتمع آنالوگ (چاپ سوم)	گری /احسانی	۴۵۰۰ / ۷۵۲ص
۲۲	طراحی مدارهای مجتمع آنالوگ	جونز - مارتین / پزشک - صدریه	۴۵۰۰ / ۶۴۸ص
۲۳	طراحی مدارهای مجتمع CMOS آنالوگ	رضوی / شبری - معارفی	۴۵۰۰ / ۶۵۶ص
۲۴	میکروالکترونیک RF	رضوی / شبری	۳۰۰۰ / ۳۳۶ص
۲۵	عملکرد و کاربردهای PLC در اتوماسیون صنعتی	وارناک/ صفوی - شجاعی	۴۵۰۰ / ۴۹۲ص
۲۶	PLC / تمام رنگی	پتروزلا/ کاردان - ابراهیمی	بزودی
۲۷	کتاب جامع VerilogHDL با CD	سایلتی / شکاری زاده	بزودی

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲۸	VHDL مقدماتی از شبیه‌سازی تا سنتز با CD (چاپ دوم)	یالاماتچی / نکویی - زعمری	۳۳۶ / ۳۵۰۰ ص
۲۹	Verilog (طراحی مدارهای دیجیتال) با CD	افشار	۲۷۲ / ۲۴۰۰ ص
۳۰	تکنیک پالس (چاپ دهم - ویراست دوم)	معتمدی - نشاطی	۴۴۰/۳۸۰۰ص
۳۱	میکروپروسسورها (Z-۸۰، ۸۰۸۰، ۸۰۸۵) (چاپ دوم)	افن‌بک / دیانی /ارشدی نژاد	۷۳۶ / ۶۰۰۰ ص
۳۲	میکروپروسسورهای اینتل ویراست ۷ / ۲۰۰۶	باری بری / شکاری زاده	بزودی
۳۳	میکروالکترونیک (چاپ سوم) / دورنگ	صدره / دیانی	۸۳۲ / ۶۵۰۰ ص
۳۴	میکروکنترلر ۸۰۱۹۶	دکتر افشار / مرادی	۱۴۶ / ۸۰۰ ص
۳۵	میکروکنترلر AVR با CD (چاپ پنجم)	کاهه	۳۲۰ / ۳۲۰۰ ص
۳۶	میکروکنترلرهای AVR و کاربردهای آن با CD	ره‌افروز	۴۶۴ / ۴۰۰۰ ص
۳۷	آزمایشگاه مهندسی میکروپروسسور (چاپ چهارم)	دکتر پزشک	۱۵۸ / ۷۰۰ ص
۳۸	رهیافت حل مسئله در سیگنالها و سیستمها	دیانی	۶۰۸ / ۴۵۰۰ ص
۳۹	رهیافت حل مسئله در الکترونیک (۱) (چاپ چهارم)	دیانی	۳۶۸ / ۳۲۰۰ ص
۴۰	رهیافت حل مسئله در الکترونیک (۲) (چاپ سوم)	دیانی	۴۹۶ / ۳۸۰۰ ص
۴۱	رهیافت حل مسئله در مدار (۱) (چاپ چهارم)	دیانی	۴۰۸ / ۳۰۰۰ ص
۴۲	رهیافت حل مسئله در مدار (۲) (چاپ دوم)	دیانی	۳۶۸ / ۲۴۰۰ ص
۴۳	رهیافت حل مسئله در سیستم‌های کنترل	دیانی	۵۶۰ / ۳۵۰۰ ص
۴۴	رهیافت حل مسئله در الکترومغناطیس (چاپ سوم)	دیانی	۴۳۲ / ۳۵۰۰ ص
۴۵	رهیافت حل مسئله در معادلات دیفرانسیل	مجلسی - دیانی	۴۱۶ / ۳۰۰۰ ص
۴۶	رهیافت حل مسئله در مخابرات	مریخ بیات	بزودی
۴۷	فیزیک دانشگاهی (ویراست دهم - چاپ دوم)	یانگ فریدمن / دیانی	۴۰۸ / ۵۰۰۰ ص
۴۸	مرجع کامل SIMATIC Manager با CD (چاپ دوم)	صداقت - صادقی	۴۰۸/ ۴۰۰۰ ص
۴۹	مرجع کامل PLC Networking با CD	زیمنس / صداقت	بزودی
۵۰	مرجع کامل Pspice Schematic 9.2 با CD (چاپ دوم)	مدبرنیا	۴۰۰/ ۴۵۰۰ ص
۵۱	مرجع کامل PSpice با استفاده از OrCAD با CD	رشید / بنواری - ریاضی	۴۸۰ / ۴۵۰۰ ص
۵۲	مدارهای مجتمع FPGA با CD (ناباب)	پزشک - عزیزی	۳۹۲ / ۲۹۰۰ ص
۵۳	آموزش EWB با CD (چاپ دوم)	حمید یوسف زاده	۲۲۴ / ۲۵۰۰ ص
۵۴	حل مسائل تحلیل مهندسی مدار جلد ۱	اصفهانی	۲۳۲ / ۲۲۰۰ ص
۵۵	حل مسائل تحلیل مهندسی مدار جلد ۲	اصفهانی	۲۱۲ / ۲۸۰۰ ص
۵۶	طراحی مهندسی با Solidworks	سالاری - میرزاده	۳۴۴ / ۲۵۰۰ ص
۵۷	ANSYS همراه با CD (ویراست دوم) (ناباب)	شعبانعلی	۴۸۲ / ۳۸۰۰ ص
۵۸	تبدیل فوریه و کاربردهای آن در مهندسی پزشکی	ستاره‌دان - بهنام	۱۸۴ / ۲۰۰۰ ص
۵۹	تئوری و کاربرد سیستم‌های طیف گسترده (ناباب)	الکس لم / ابطحی	۲۱۶ / ۱۴۰۰ ص
۶۰	مخابرات سیار ماهواره‌ای (چاپ دوم)	پاتان /حکاک - جداری	۲۵۶ / ۲۵۰۰ ص
۶۱	الکترومغناطیس	پلونوس /دیانی	۷۱۶ / ۱۲۰۰ ص
۶۲	ریاضی فراگیر	مجلسی	۱۶۰ / ۱۵۰۰ ص

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۶۳	کنترل فرآیندهای شیمیایی	استفانوپلوس / دکتر ناصر	۶۱۶ / ۳۸۰۰ ص
۶۴	جبرد مجرد	دبوراسی / عالم زاده	۳۶۸ / ۱۸۰۰ ص
۶۵	میکرواستیشن	اینترگراف/محمدحیدرخانی	۱۴۴ / ۵۰۰ ص
۶۶	درس و کنکور شیمی آلی (کارشناسی به کارشناسی ارشد)	زنوزی	۲۸۸ / ۲۲۰۰ ص
۶۷	مخزن سئوالات شیمی آلی (کارشناسی به کارشناسی ارشد)	زنوزی	۵۲۸ / ۴۵۰۰ ص
۶۸	درس و کنکور سیگنالها و سیستمها (کارشناسی ارشد) (چاپ دوم)	مریخ بیات	۳۰۴/۳۰۰۰ ص

کتابهای فنی مهندسی زبان اصلی

۶۹	مهندسی میکروویو / ویراست سوم / ۲۰۰۵ / زبان اصلی	پوزار	۷۲۰/۷۰۰۰ ص
۷۰	مقدمه‌ای بر سیستم‌های رادار / ویراست ۳ / زبان اصلی	اسکولنیک	۷۸۴/ ۱۲۰۰۰ ص
۷۱	طراحی مدارهای مجتمع مخابرات نوری / زبان اصلی	رضوی	۳۸۴ /۶۰۰۰ ص
۷۲	ماشین‌های الکتریکی ویراست چهارم (زبان اصلی)	چاپمن	۷۴۶/ ۷۰۰۰ ص
۷۳	طراحی مدارهای منطقی با وری لاگ (زبان اصلی) با CD	براون	۸۴۴/۸۰۰۰ ص
۷۴	پردازش دیجیتالی تصویر (زبان اصلی)	گونزالز	۷۹۴/۱۲۰۰۰ ص
۷۵	پردازش دیجیتالی تصویر با استفاده از مطلب (زبان اصلی)	گونزالز	۶۲۴/۱۲۰۰۰ ص
۷۶	میکروپروسسورهای اینتل ویراست ۷ / ۲۰۰۶ (زبان اصلی)	باری بری	۹۱۲/۱۲۰۰۰ ص
۷۷	میکروپروسسورهای (I) اسمبلی (زبان اصلی) (چاپ دوم)	مزیدی	۳۶۶/ ۴۰۰۰ ص
۷۸	میکروپروسسور (II) مدار واسط	مزیدی	۷۶۴ / ۴۵۰۰ ص
۷۹	میکروکنترلرهای ۸۰۵۱ ویراست دوم / ۲۰۰۶	مزیدی	۶۴۰ /۷۰۰۰ ص
۸۰	میکروالکترونیک / ویراست سوم / ۲۰۰۵ / زبان اصلی	پوزار	۷۲۰/۷۰۰۰ ص
۸۱	مکانیک سیالات (زبان اصلی)	شیمز	۸۵۲ / ۷۰۰۰ ص
۸۲	مهندسی کنترل (زبان اصلی)	اوگاتا	۹۷۲ / ۷۰۰۰ ص
۸۳	فرآیندهای تصادفی (زبان اصلی)	پاپیولیس (چاپ دوم)	۸۵۶ / ۸۰۰۰ ص
۸۴	آنتن‌ها (زبان اصلی)	کراوس	۹۳۸ / ۶۰۰۰ ص
۸۵	مقدمه‌ای بر الگوریتمها (CCRL) (زبان اصلی) (چاپ دوم)	کورمن	۱۲۰۰ / ۱۲۰۰۰ ص
۸۶	Microcontrollers (جلد ۱ و ۲) / (زبان اصلی)	شرکت اینتل	۴۶۰/۶۰۰۰ ص
۸۷	طراحی‌مدارهای مجتمع آنالوگ CMOS (زبان اصلی)	دکتر رضوی	۶۸۶ / ۳۵۰۰ ص
۸۸	تحلیل و طراحی مدارهای الکترونیک (زبان اصلی) / ویراست ۴	گری - مایر	۸۸۰ / ۷۰۰۰ ص
۸۹	D.S.P ویراست دوم (زبان اصلی) (چاپ دوم)	اپنهایم	۸۷۰ / ۸۰۰۰ ص
۹۰	مدار منطقی دیجیتال (زبان اصلی)	نلسون و...	۸۴۲ / ۳۵۰۰ ص
۹۱	VHDL (زبان اصلی) (چاپ دوم)	دکتر نوابی	۶۳۴ / ۵۰۰۰ ص
۹۲	Verilog	نوابی	۴۶۰ / ۴۰۰۰ ص
۹۳	سیستمهای مخابراتی (ویرایش ۲۰۰۲) (نایاب)	کارلسون	۸۵۲ / ۴۵۰۰ ص
۹۴	طراحی مدارهای VLSI (زبان اصلی)	ولف	۴۶۸ / ۱۷۵۰ ص

POWEREN.IR
PowerEn.ir

کتابهای عمومی

ردیف	عنوان	مؤلف/مترجم	قیمت/تعداد صفحه تومان
۹۵	پیش‌بینی قیمت سهام در بورس با CD	توماس میرز - شعبانعلی	۲۸۸/۳۸۰۰
۹۶	اطلاعات پزشکی خانواده - با ۱۶ صفحه رنگی	دکتر پاک سرشت	۴۱۶/۳۵۰۰ص
۹۷	جامعه‌شناسی علم	دکتر توکل	۱۹۰/۱۲۰۰
۹۸	نگهداری حفریات زیر زمینی در سنگهای سخت	سرهوک / قارونی نیک	۲۷۰/۱۵۰۰
۹۹	مدیریت کیفیت آب در دریاچه‌ها و رودخانه‌ها	دیویس / ناصری، قانعیان	۸۰/۵۰۰
۱۰۰	رهنمودهای کیفیت آب آشامیدنی	بنی زاده	۲۱۲/۶۰۰
۱۰۱	ارزیابی ژنتیکی	دکتر امام جمعه	۴۸۰/۱۴۰۰
۱۰۲	۱۳۰۰ تست فلسفه و منطق جلد (۲) (چاپ دوم)	محسن مروی نام	۳۲۸/۱۶۰۰
۱۰۳	چگونه کودک سالم داشته باشیم (چاپ دوم)	دکتر نوری، دیانی	۲۰۸/۶۰۰
۱۰۴	چگونه پولدار شویم	کریسلند / دیانی	۱۵۶/۷۰۰
۱۰۵	ریاضی عمومی	کلانه‌ای	۲۲۰/۷۰۰
۱۰۶	نسیم رحمت	ابولمعالی	۲۷۲/۱۵۰۰
۱۰۷	زمانسنجی به روش MOST	مهندس عرب	۲۳۴/۳۲۰
۱۰۸	سرزمین رویاها قطعاتی برای پیانو	دکتر عادل شفیعی	۵۶/۵۰۰
۱۰۹	هرس سازگار با طبیعت (چاپ دوم)	دکتر احمدی	۲۱۸/۷۰۰
۱۱۰	کار گروهی	لارسون - خسروی	۲۰۲/۱۸۰۰
۱۱۱	قفسه صدری		۲۳۲/۱۴۰۰

دفتر انتشارات: تهران - م انقلاب - خ اردیبهشت - بن بست مبین - شماره ۲۳۷
تلفکس: ۶۶۴۱۲۳۸۵ تلفن: ۶۶۹۵۳۸۸۳ - ۶۶۴۶۵۶۷۴
فروشگاه: ضلع جنوب شرقی میدان انقلاب - شماره ۱۵۰۰/۳
تلفن فروشگاه: ۶۶۴۰۵۳۷۲ ص-پ ۸۶۳-۱۳۱۴۵

PowerEn.ir

آنچه در این کتاب می‌خوانید:

- مدار معادل عناصر فعال در فرکانس بالا
- پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های یک طبقه
- پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌های چند طبقه
- تقویت‌کننده‌های فیدبک در باند میانی
- ناپایداری تقویت‌کننده‌های فیدبک
- جبران تقویت‌کننده‌های فیدبک با مکان هندسی ریشه‌ها
- جبران تقویت کننده‌های فیدبک در میدان فرکانس
- نوسان‌سازهای سینوسی
- پیوست‌ها
- الف مشخصات ترانزیستور 2N3904
- ب مشخصات ترانزیستور 2N4958 و 2N4957
- ج رسم نمودار بد
- واژه‌نامه انگلیسی به فارسی
- واژه‌نامه فارسی به انگلیسی

POWEREN.IR

دفتر انتشارات:
تهران - م انقلاب - خ اردیبهشت - بن بست مبین - شماره ۲۳۷
تلفکس: ۶۶۴۱۲۳۸۵ - ۶۶۹۵۳۸۸۳ - ۶۶۴۶۵۶۷۴
فروشگاه:
ضلع جنوب شرقی میدان انقلاب - شماره ۱۵۰۰/۳
تلفن فروشگاه: ۶۶۴۰۵۳۷۲ ص - پ ۸۶۳-۱۳۱۴۵

شابک: ۹۶۴-۴۱۰-۰۷۷-۸
9 789644 100772

POWEREN.IR