فصل ۱

پاسخ فرکانسی تقویت کننده های ترانزیستوری

۱-۱ مقدمه:

فرض ما در تدوین مطالب این فصل بر آن است که دانشجویان با نحوه بایاس کردن DC انواع تقویت کننده های یک و چند طبقه و همچنین محاسبات AC آنها در فرکانس میانی آشنائی کامل دارند . اگر سؤال شود که منظور از فرکانس میانی چیست ؟ قطعاً شما در پاسخ خواهید گفت محدوده ای از فرکانس سیگنال ورودی که تمام خازن های کوپلاژ و بایپاس به صورت اتصال کوتاه و تمام خازن های پراکنده (parasitic) و ذخیره بار ترانزیستور(charge storage) به صورت اتصال باز عمل می کنند. بدین ترتیب در تمام محدوده فرکانس میانی مقادیر بهره ، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی ثابت خواهند ماند. اما میدانیم که محدوده فرکانسی هیچ تقویت کننده ای بینهایت نیست ، با کاهش فرکانس سیگنال ورودی معمولا خازن های کوپلاژ و بایپاس و با افزایش آن خازنهای پراکنده و ذخیره بار عملکرد خطی مدار را تحت الشعاع خود قرار خواهند داد.

در این فصل عملکرد تقویت کننده های یک و چند طبقه در فرکانس بالا مورد بررسی قرار خواهند گرفت . برای رسیدن به این منظور میبایست مدار معادل مناسبی را برای قطعات فعال در اختیار داشته باشیم . به همین منظور ابتدا مطالبی در خصوص روش ساخت ترانزیستورها (بالاخص ساخت ترانزیستور در مدارات مجتمع) ارائه خواهیم نمود ، سپس با توجه به ساختمان داخلی ترانزیستورها مدار معادل نوع هایبرید π ترانزیستورهای BJT و FET را ترسیم و در خصوص هر یک از عناصر موجود در مدار معادل مطالبی را ارائه خواهیم نمود. تعیین پاسخ فرکانسی مدارات یک طبقه با استفاده از روش های مختلف و در نهایت انتخاب مناسب ترین روش برای تعیین پاسخ فرکانسی یک مدار چند طبقه اهداف بعدی این فصل خواهند بو د.

۲-۱ مراحل ساخت قطعات فعال

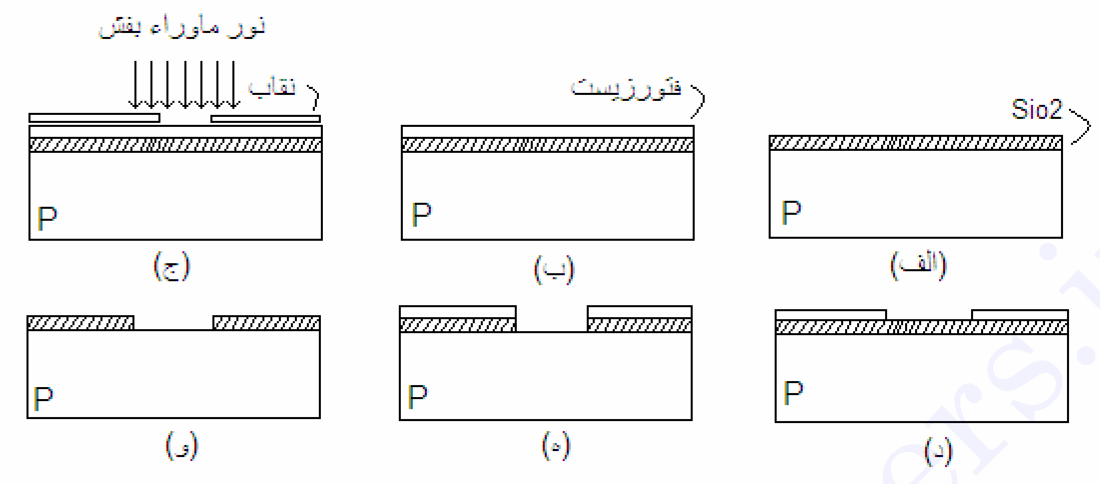
مراحل ساخت انواع مدارهای مجتمع و اغلب ترانزیستورهای مجزای جدید ، مبتنی بر اجرای مجموعه ای از عملیات فوتولیتوگرافی (photolithography) ، کشت یونی (Ion Implantation) یا نفوذ (diffusion) و رشد رونشستی (epitaxial growth) بر روی قطعه ای از ماده سلیسیمی به

نام پولک (wafer) است . قبل از توصیف مراحل ساخت یک ترانزیستور ، ابتدا در خصوص هر یک از مراحل فوق توضیحاتی ارائه خواهد شد.

۱-۲-۱: فوتولیتوگرافی

با قرارگرفتن یک قطعه سیلیسیم بلورین در محیط اکسید کننده ، لایه نازکی از سیلیسیم اکسیده شده (دی اکسید سلیسیم SiO_2) روی سطح آن تشکیل خواهد شد (اکسیداسیون) . این لایه مانند سدی در مقابل نفوذ نا خالصی ها به درون قطعه عمل می کند . به منظور وارد کردن ناخالصی به درون قطعه یا رشد لایه ای با ناخالصی متفاوت برای تولید پیوند PN میبایست به نحوی بخشی از لایه اکسید شده زدوده شود. زدودن انتخابی لایه اکسید شده در نواحی مورد نظر از طریق نقاب کشی و حکاکی انجام می گیرد. مراحل این فرایند در شکل فرضی ۱-۱ نمایش داده شده است. فرض کنید که لایه اولیه یا همان پولک از سلیسیم نوع P باشد. ابتدا با انجام عمل اکسیداسیون لایه ای اکسید شده به ضخامت ۰/۲ تا ۱ میکرون روی سطح فوقانی پولک ایجاد می کنیم . پولک بدست آمده بعد از این مرحله در شکل ۱-۱(الف) نشان داده شده است. برای زدودن لایه SiO_2 از نواحی انتخابی ، ابتدا سطح اکسید شده پولک با لایه نازکی ازماده حساس به نور مطابق شکل ۱-۱(ب) پوشانده می شود ، این لایه حساس به نور فوتورزیست نام دارد و نمونه ای از آن فوتورزیست کداک یا KPR است. اگر نورماوراء بنفش به این لایه تابانده شود ، فوتورزیست پلیمریزه خواهد شد . فوتورزیست پلیمریزه نشده (نواحی نور ندیده) درمحلول شیمیائی تری کلرواتیلن حل می شود ، در حالی که این محلول شیمیائی بر فوتورزیست نور دیده (پلیمریزه شده) اثری نخواهد داشت . برای انتخاب نواحی مورد نظراز نقابی نوری موسوم به ماسک استفاده می شود. ماسک عبارتست از یک صفحه شفاف که نواحی مورد نظرروی آن کاملا سیاه شده است. این ماسک روی صفحه پوشیده شده با فوتورزیست قرار می گیرد و مطابق شکل ۱-۱(ج) به آن نور ماوراء بنفش تابانده می شود ، سپس با برداشتن ماسک پولک درمحلول تری کلرواتیلن قرار می گیرد و بدین ترتیب مطابق شکل ۱-۱(د) فوتورزیست پلیمریزه نشده از روی صفحه پاک خواهد شد و حال آنکه لایه پلیمریزه شده روی صفحه باقی خواهد ماند (به این عمل اصطلاحاً ظهور می گویند). لایه فوتورزیست باقی مانده در مقابل محلول شیمیائی بعدی که برای زدودن SiO_2 بکار خواهد رفت کاملا مقاوم است. اسید هیدروفلوریک محلولی است که می تواند دی اکسید سیلیسیم را در خود حل کند، بدین ترتیب با قرار دادن پولک در این محلول لایه اکسید زدوده و مطابق شکل ۱-۱(ه) پنجره ای به روی لایه اولیه سیلیسیم باز خواهد شد. فوتورزیست باقیمانده بعداً به وسیله یک حلال شیمیائی (اسید سولفوریک غلیظ) زدوده می شود

و نهایتاً نمونه راهمراه با تعدادی حفره (دریچه) درلایه SiO_2 درمحلهای مورد نظرمطابق شکل ۱-۱(و) بر جای می گذارد.



شکل ۱-۱ مثالی از مراحل فوتولیتوگرافی (الف) مرحله اکسیداسیون (ب) استفاده از فوتورزیست (ج) تابش اشعه ماوراء بنفش (د) ظهور فوتورزیست (ه) حکاکی لایه SiO_2 (و) زدودن لایه فوتورزیست

۱-۲-۲: کشت یونی

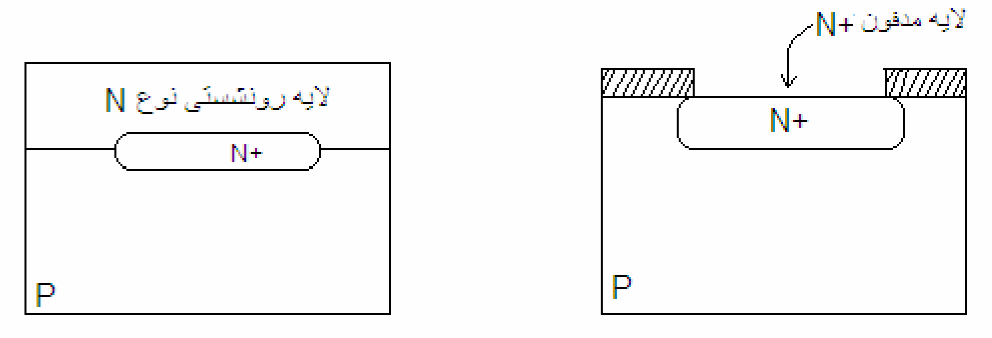
کشت یونی روش تزریق مستقیم اتم های ناخالصی به یک پولک سیلیسیمی است. پولک در یک اتاقک خلاء قرار می گیرد و یون های ناخالصی مورد نظر با سرعت زیاد به طرف نمونه پرتاب می شوند. این یونها ، بسته به سرعت برخوردشان به نمونه تا عمق متوسطی از کمتر از ۰/۱ میکرون تا تقریباً ۰/۶ میکرون به داخل سطح پولک سیلیسیمی نفوذ می کنند. سپس پولک برای مدتی درحدود ۱۰ دقیقه در دمای متوسط ۸۰۰ درجه سانتیگراد قرار داده می شود تا یون ها تحریک یافته و در شبکه بلوری مستقر شوند. این مرحله را اصطلاحاً آبدیده کردن می نامند و برای ترمیم هر نوع آسیبی که کشت بر بلور وارد می کند ضروری است. لازم به ذکر است که به جای کشت یونی در مواردی از روش نفوذ ناخالصی استفاده می کنند ، البته روش کشت یونی نسبت به روش نفوذ دارای مزیت هایی است که برخی از آنها عبارتند از (الف) امکان کنترل میزان نفوذ ناخالصی در واحد سطح با دقت بسیار بالا (ب) قابل تکرار بودن فرایند برای رسیدن به یک میزان ناخالصی مورد نظر.

۱-۲-۳ :رشد رونشستی (Epitaxial growth)

رشد رونشستی عبارت است از تشکیل لایه ای از سیلیسیم تک بلوری (موسوم به لایه اپیتکسیال یا به اختصار لایه اپی) روی سطح نمونه ی سیلیسیم ، به طوری که ساختار بلوری سیلیسیم در حد فاصل دو قسمت پیوسته باشد. غلظت ناخالصی در لایه ی اپی مستقلاً قابل کنترل است و می تواند از غلظت ناخالصی در ماده ی زیر بنا کمتر یا بیشتر باشد.علاوه بر این نوع ناخالصی لایه ی اپی اغلب مخالف زیر بنائی است که روی آن رشد داده می شود. ضخامت لایه ی اپی که در ساخت مدارهای مجتمع به کار می روند از ۱ تا ۲۰ میکرون تغییر می کند و رشد آنها به این ترتیب انجام می گیرد که ابتدا پولک را در محیطی شامل تتراکلرید سیلیسیم($SiCl_4$) یا سیلان (SiH_4) با دمای بالا (۱۲۰۰ درجه سانتیگراد) قرار می دهند. در این صورت واکنشی شیمیائی رخ می دهد که در آن سیلیسیم خالص تولید و بر سطح پولک می نشیند . در صورتی که شرائط به دقت کنترل شده باشند لایه سطحی سیلیسیمی حاصل بلورین و تقریباً بدون عیب خواهد بود . این لایه به عنوان ماده ی اولیه برای ساخت ترانزیستورهای دو قطبی مناسب است. رشد رونشستی در برخی از روشهای ساخت CMOS نیز کاربرد دارد.

۱-۳: ساخت مدارهای مجتمع دو قطبی

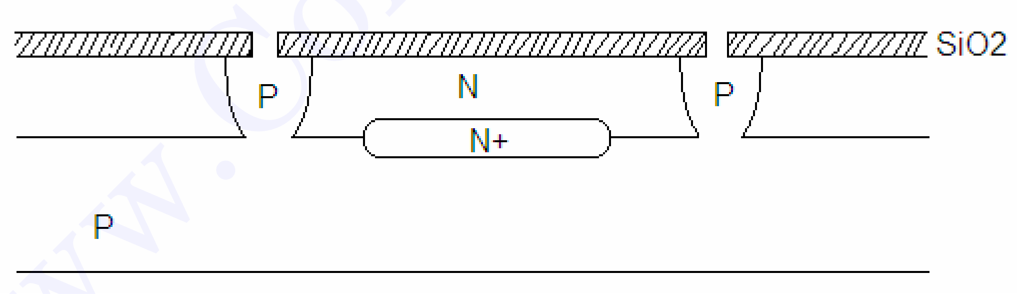
ساخت یک مدار مجتمع دو قطبی کامل شامل مجموعه ای از پنج الی هشت مرحله لیتوگرافی ، کشت یونی و رشد رونشتی از نوعی است که قبلاً توصیف گردیدند. ماده ی اولیه ساخت هر مدار مجتمع یک پولک سیلیسیمی از نوع P است که معمولاً ضخامت آن ۲۵۰ میکرون و غلظت ناخالصی تقریباً 10^{16} اتم بر سانتیمتر مکعب دارد. در این بخش مراحل ساخت یک ترانزیستور NPN مدار مجتمع را بررسی می کنیم. چنانکه در شکل ۱-۲ الف ملاحظه می کنید ، با انجام یک مرحله لیتوگرافی و کشت یونی یک لایه نوع N با نا خالصی بسیار زیاد به وجود می آید که در نهایت مسیری با مقاومت اندک برای جریان کلکتور خواهد بود. این مرحله را نفوذ لایه ی مدفون و خود لایه را لایه ی مدفون می نامند. مقاومت ورقه ای لایه درحدود ۲۰ تا ۵۰ اهم بر مربع ($\frac{\Omega}{\square}$) است و ناخالصی مورد استفاده معمولا آرسنیک یا آنتیموان است. پس از نفوذ لایه مدفون ، تمام اکسید از پولک زدوده و مطابق شکل ۱-۲ ب لایه ی اپی رشد داده می شود. ضخامت این لایه و غلظت ناخالصی نوع N آن ولتاژ



شکل ۱-۲: (الف) نفوذ لایه مدفون (ب) پولک مدار مجتمع پس از رشد لایه رونشستی

شکست ترانزیستورهای مداررا تعیین می کنند زیرا این ماده ناحیه کلکتور ترانزیستور را تشکیل می دهد.

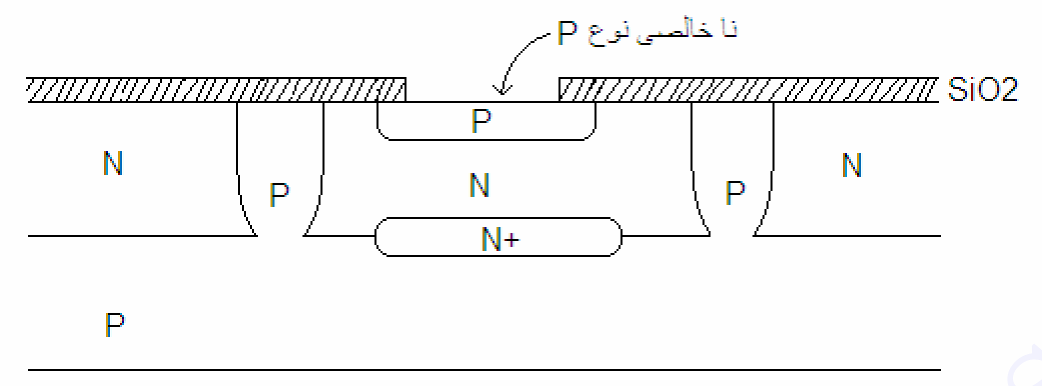
پس از رشد لایه ی رونشستی ، لایه اکسیدی روی سطح بالایی لایه رونشستی رشد داده می شود. یک مرحله لیتوگرافی و نفوذ با ناخالصی بور(ایجاد کریستال نوع P) انجام می گیرد که از آن ساختاری نظیر شکل ۱-۳ حاصل می شود. نقش این عمل جدا سازی کلکتور ترانزیستورها از یکدیگر به وسیله پیوندهای PN با بایاس معکوس است، و آن را نفوذ ناحیه جداساز می نامند.به دلیل عمقی که برای این نفوذ لازم است ، این عمل باید به مدت چندین ساعت در یک کوره نفوذ در دمایی در حدود ۱۲۰۰ درجه سانتیگراد انجام گیرد . مقاومت ورقه ای لایه جدا ساز از ۲۰ تا ۴۰ اهم بر مربع است. با اتمام این مرحله روی لایه مدفون حوضچه ای از سلیسیم با ناخالصی نوع N تشکیل می گردد که همان کلکتور ترانزیستور نوع NPN خواهد بود .



شکل ۱-۳ ساختار پس از نفوذ لایه جدا ساز و تشکیل حوضچه کلکتور

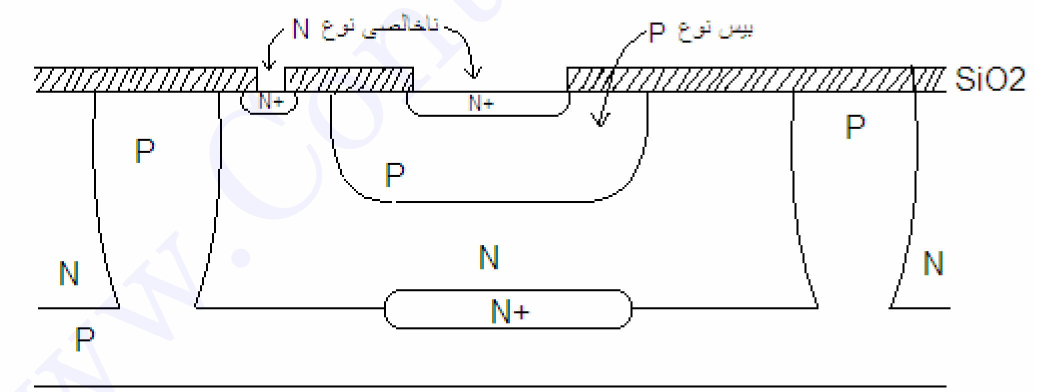
پس از این مرحله ، مجدداً عملیات فوتولیتوگرافی و کشت یونی انجام می گیرد. ناخالصی بکار رفته در این مرحله بور خواهد بود و حوضچه ای به عمق ۱ تا ۳ میکرون با مقاومت ورقه ای بین ۱۰۰ تا ۳۰۰ اهم بر مربع در داخل حوضچه کلکتور ایجاد میشود که ساختار جدید در شکل ۱-۴ نشان داده شده است. حوضچه جدید تولید شده همان بیس ترانزیستور خواهد بود . لازم به ذکر است

که این عمل نفوذ نه تنها بیس ترانزیستور، بلکه بسیاری از مقاومتهای مورد لزوم مدار را شکل می دهد و بنابراین کنترل مقاومت ورقه ای در آن اهمیت به سزائی دارد.



شکل ۱-۴ ساختار پس از نفوذ ناحیه بیس

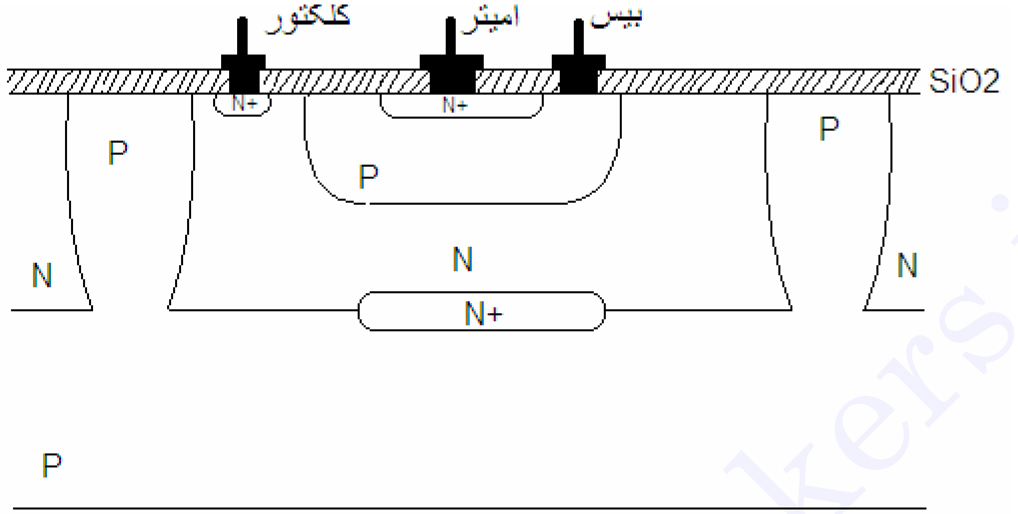
به دنبال ایجاد حوضچه بیس ، با انجام یک مرحله دیگر از عملیات لیتوگرافی و کشت یونی ، امیتر ترانزیستورکه از نوع N است مطابق شکل ۱- ۵ تشکیل می شود. مقاومت ورقه ای این حوضچه بین ۲ تا ۱۰ اهم بر مربع و عمق آن بین ۰/۵ تا ۲/۵ میکرون خواهد بود. این مرحله نفوذ برای تشکیل ناحیه ای کم مقاومت نیز به کار می رود که به عنوان محل اتصال به ناحیه کلکتور عمل می کند. این کار ضروری است چرا که ایجاد مستقیم اتصال اهمی بین لایه آلومینیمی و ماده رونشستی که مقاومت بزرگی دارد دشوار است.



شکل ۱-۵ : ساختار پس از ایجاد حوضچه امیتر

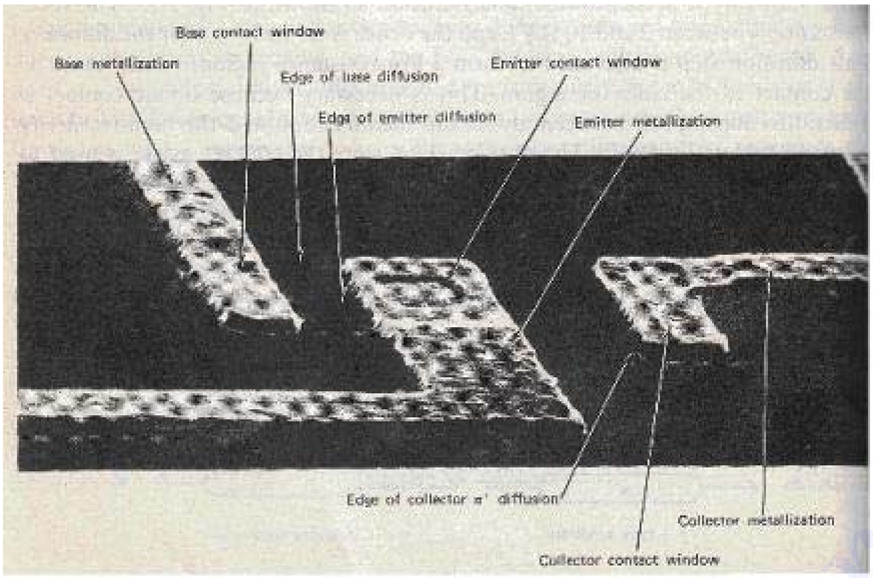
در مرحله بعد با تکرار عملیات لیتوگرافی که به لیتوگرافی اتصال معروف است سوراخهایی درلایه اکسید روی مجموعه در محل های امیتر ، بیس و کلکتور ترانزیستورایجاد میشود تا بتوان از این طریق با آنها اتصال الکتریکی برقرار کرد. لازم به ذکر است که با انجام فرایندهای مشابه اجزاء غیر فعال (مقاومت ها) روی پولک تولید می شوند و برای برقرای ارتباط در همین مرحله پنجره های اتصال برای آنها نیز باز می شود. سپس کل پولک با لایه آلومینیمی نازکی به

ضخامت حدوداً ۱ میکرون پوشانده می شود و با انجام یک مرحله دیگر از عملیات لیتو گرافی آلومینیم های مازاد از سطح قطعه زدوده شده و بخش های که برای ارتباط اجزاء یک مدارمجتمع هستند روی پولک باقی خواهد ماند. ساختار نهایی قطعه در شکل ۱-۶ نشان داده شده است .



شکل ۱-۶ ساختار نهای پس از عملیات لیتوگرافی اتصالها و فلز نشانی

در شکل ۱-۷ یک عکس میکروسکوپی از ساختار ظاهری قطعه تولید شده ارائه شده است.
توجه داشته باشید که با مجموعه ی عملیات فوق ساخت همزمان هزاران مدار پیچیده روی یک تکه پولک امکانپذیر می شود. پس از انجام مرحله نهایی ، پولک مورد آزمایش قرار می گیرد و قطعات یا مدارهای ناسالم با نقطه رنگی مشخص می شوند. سپس با برش دادن (همانند برش شیشه) قطعات یا مدارات را از هم جدا می کنند و به هریک از تراشه های حاصل یک تاس می گویند. تاس های سالم را در محفظ هایی سوار و برای آزمایش نهایی آماده می کنند.
مراحل فوق مربوط به ساخت یک ترانزیستور NPN بود ، لکن در بسیاری از مدارهای الکترونیکی ترانزیستورهای PNP هم مورداحتیاج است که معمولاً آنها را با روش استاندارد و به صورت افقی و

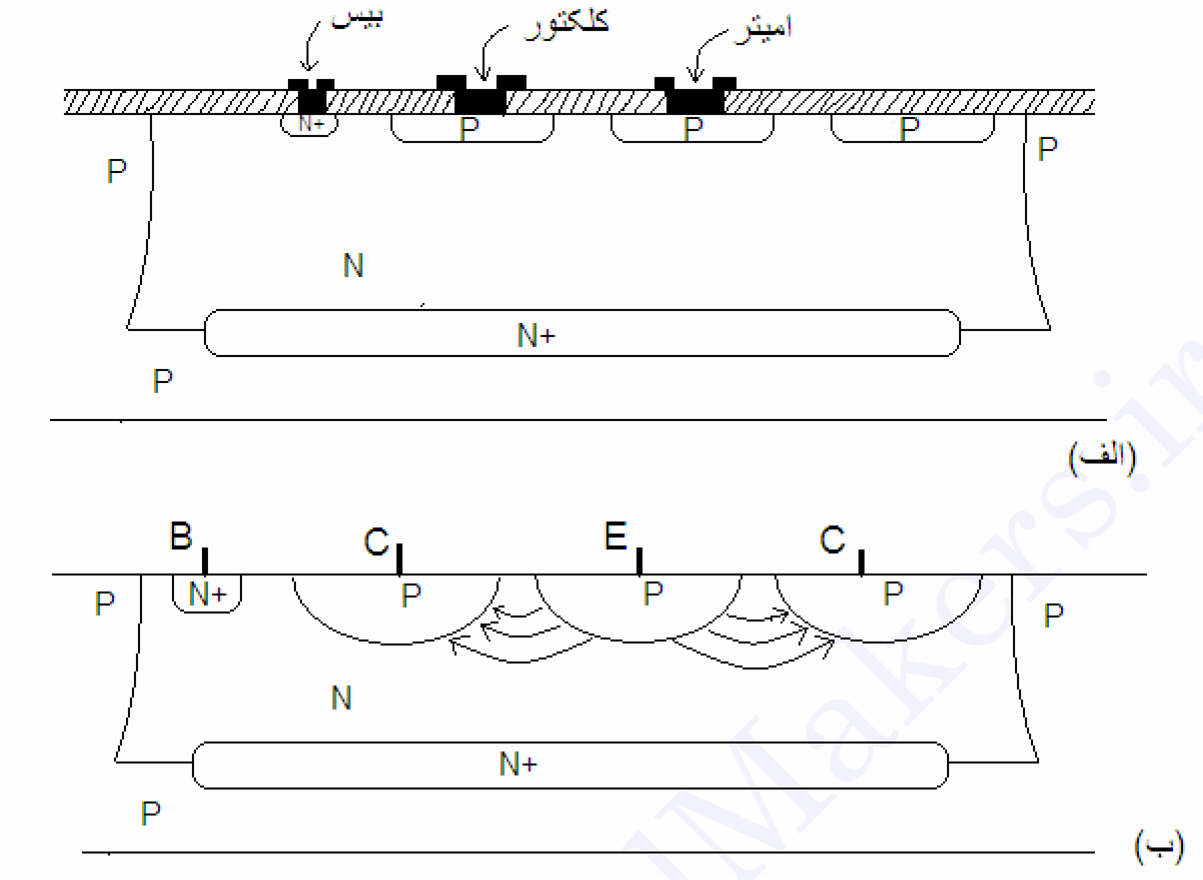


شکل ۱-۷ تصویر ساختار ظاهری ترانزیستور با استفاده از میکروسکوپ الکترونی

زیر بنائی تولید می کنند. بنابراین ، قبل از ترسیم مدار معادل مطالب مختصری را در خصوص نحوه ساخت ترانزیستورهای PNP افقی ارائه خواهیم نمود . دانشجویان می توانند به منظور کسب اطلاعات بیشتر در خصوص مراحل ساخت ترانزیستورهای PNP زیر بنائی به مرجع شماره [1] مراجعه کنند.

مراحل ساخت ترانزیستورهای PNP افقی مشابه ساخت ترانزیستورهای NPN با اندک تفاوتی در محل و نوع حوضچه های ایجاد شده است. برشی از سطح مقطع ساختار یک ترانزیستور PNP افقی در شکل ۱-۸ نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۱-۸ الف ملاحظه میکنید ، پس از رشد لایه رونشستی نوع N و نفوذ حوضچه های جدا ساز ، چهار حوضچه دیگر در داخل لایه رونشستی نوع N نفوذ داده می شود. سه حوضچه با ناخالصی نوع P که نهایتاً یکی از آنها به عنوان امیتر و دو حوضچه دیگر به عنوان کلکتور عمل خواهند نمود. حوضچه چهارم با ناخالصی بسیار بالای نوع N است که همان بیس ترانزیستور خواهد بود. نحوه عبور حاملهای اقلیت در ناحیه بیس این نوع ترانزیستور در شکل ۱-۸ ب نشان داده شده است. بر خلاف ترانزیستورهای نوع NPN که عبور حاملها از امیتر به سمت کلکتور در عمق انجام می گیرد در ترانزیستورهای PNP عبور حاملها به صورت افقی و در امتداد سطح تراشه انجام می گیرد. به همین دلیل به آن ترانزیستور افقی می گویند. اگر ساختار این دو نوع ترانزستور را با هم مقایسه کنیم متوجه خواهیم شد که در ترانزیستورNPN کلکتور بصورت بشقابی امیتر ترانزیستور را در خود جای داده است و به همین دلیل اغلب قریب به اتفاق حامل های خارج شده از ناحیه امیتر از ناحیه بیس عبور کرده و وارد ناحیه کلکتور خواهند شد . اما در ترانزیستور نوع PNP چنین ویژگی وجود ندارد و به همین دلیل کارائی ترانزیستورهای PNP مشابه کارائی ترانزیستورهای NPN نخواهد بود . البته تلاش فراوانی می شود تا خصوصیات هر دو نوع تا حد ممکن نزدیک به یکدیگر باشند .

www.ControlMakers.ir



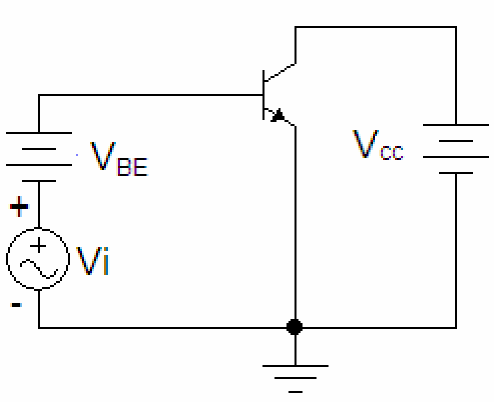
شکل ۱-۸ : (الف) ساختار ترانزیستور PNP افقی (ب) عبور حاملهای اقلیت در ترانزیستورافقی

۱-۴ : مدلهای سیگنال - کوچک ترانزیستورهای دو قطبی

مدارهای آنالوگ اغلب با سیگنال هایی کار می کنند که در مقایسه با جریان ها و ولتاژهای بایاس کننده مدار کوچک هستند. در این شرائط مدلهای سیگنال – کوچک را می توان بدست آورد که محاسبه بهره ی جریان یا ولتاژ و امپدانسهای پایانه را بدون لزوم دخالت کمیت های بایاس امکان پذیر می سازد. برای یک ترانزیستور، مدار معادل با پیچیدگی های متفاوت را می توان بدست آورد که انواع پیچیده تر آنها برای تحلیل های رایانه ای بکار می روند. بخشی از مهارت طراحان در این است که بدانند در محاسبات دستی یک مدار خاص ، کدام یک از اجزاء مدل را می توان حذف کرد. این موضوع بعداً مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

ترانزیستوردو قطبی NPN با ساختار کلی شکل ۱-۶ را که با ولتاژهای V_{BE} و V_{CC} بایاس شده و در شکل ۱-۹ نشان داده شده است را در نظر بگیرید. این ولتاژها ، سطح اتصال بیس- امیتر (J_e) را در بایاس مستقیم و سطح اتصال بیس- کلکتور (Jc) را در بایاس معکوس قرار داده و جریان ثابت کلکتور I_C و جریان ثابت بیس I_B را به وجود می آورند و ترانزیستور را در ناحیه فعال مستقیم قرار می دهند. حال فرض کنید در ورودی ، سیگنال-کوچک v_i بطور سری با V_{BE} به مدار اعمال

شود. این ولتاژ تغییر کوچکی به اندازه i_b را در جریان ثابت بیس و تغییر کوچکی به اندازه i_c را در جریان ثابت کلکتور به وجود خواهد آورد. بدین ترتیب، مقادیر کل جریان های بیس و کلکتورترانزیستور به ترتیب I_b وI_c خواهند بود که $I_b =(I_B + i_b)$ و $I_c = (I_C + i_c)$ است .



شکل ۱-۹ : تاثیر یک ولتاژ ورودی سیگنال کوچک اعمال شده به ترانزیستور دو قطبی

حال اجازه دهید ، نتیجه اعمال این ولتاژ ها را در داخل ترانزیستورNPN و در ناحیه بیس مورد بررسی دقیق قرار دهیم . همانگونه که می دانید در یک قطعه کریستال با ناخالصی نوع N تعداد زیادی الکترون آزاد به عنوان حامل اکثریت و تعداد کمی حفره به عنوان حامل اقلیت و در کریستال نوع P به عکس تعداد کمی الکترون به عنوان حامل اقلیت و تعداد زیادی حفره به عنوان حامل اکثریت وجود دارد. در صورتی که این دونوع کریستال مطابق روشی که قبلاً بیان شد در کنار هم قرار بگیرند یک پیوند PN را بوجود خواهند آورند. به دلیل اختلاف غلظت حامل ها و تمایل ترکیب الکترون و حفره ، حاملها از سطح اتصال گذشته و ضمن ترکیب با حامل مخالف یک اتم ناخالصی را به یک یون تبدیل می کنند (با ترکیب الکترون مازاد یک عنصر پنج ظرفیتی با حفره یک عنصر سه ظرفیتی یک یون منفی بوجود خواهد آمد) . با تبدیل شدن ناخالصی های موجود در محدوده پیوند به یون مثبت (در کریستال نوع N) و منفی (در کریستال نوع P)، ناحیه ای در محل پیوند بوجود می آید که فاقد حفره ها و الکترون های آزاد متحرک است و تنها یونهای ثابت پذیرنده (یون منفی) و دهنده (یون مثبت) در آن قرار خواهند داشت. بدین ترتیب درمحل پیوند یک بار فضائی قابل توجه و در نتیجه یک میدان الکتریکی قوی بوجود خواهد آمد و مانع ادامه جابجائی حامل ها خواهد شد ، این ناحیه را ناحیه بار فضائی یا ناحیه تخلیه (تهی) می نامند . با توجه به این مطالب ، با اتمام مراحل ساخت ترانزیستور دوقطبی ، نواحی تهی در پیوندهای J_E و J_C بوجود خواهند آمد و ترانزیستور را مطابق آنچه در شکل ۱-۱۰ ملاحظه می کنید در حالت تعادل قرار خواهند داد. در همین حالت (بایاس صفر) ، یک ولتاژ ψ_o روی پیوند وجود دارد که پتانسیل درون ساخته نامیده می شود. همین پتانسیل

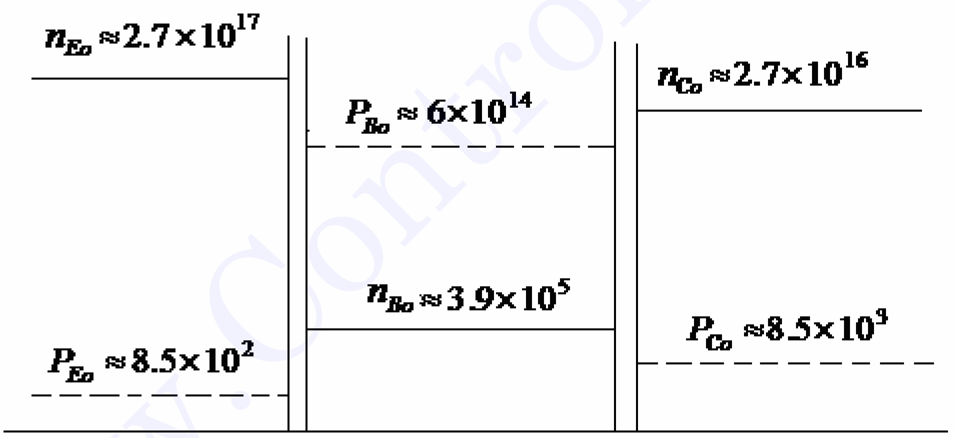
است که درحالت تعادل با نفوذ حفره ها و الکترونهای متحرک در پیوند مخالفت می کند و برابر است با :

$$\psi_o = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} \qquad (۱-۱)$$

در رابطه فوق N_A چگالی نا خالصی در ماده نوع P و N_D چگالی ناخالصی در ماده نوع N و واحد آنها اتم بر سانتیمتر مکعب است . بعلاوه n_i غلظت حامل های ذاتی در یک نمونه نیمه هادی خالص است و مقدار آن برای سیلیسیم و ژرمانیوم در $300^o K$ به ترتیب برابراست با $1.5\times10^{10}\ electron/Cm^3$ و $2.4\times10^{13}\ electron/Cm^3$ و مقدار V_T که به " ولتاژمعادل دما " معروف است از رابطه زیر به دست می آید.

$$V_T = \frac{KT}{q} \approx 26\ mV \quad \text{در} \quad 300^o\ K$$

در این رابطه K ثابت بولتزمان بر حسب ژول بر درجه کلوین و q بار الکترون بر حسب کولمب و مقادیر آنها به ترتیب 1.38×10^{-23} و 1.602×10^{-19} است .

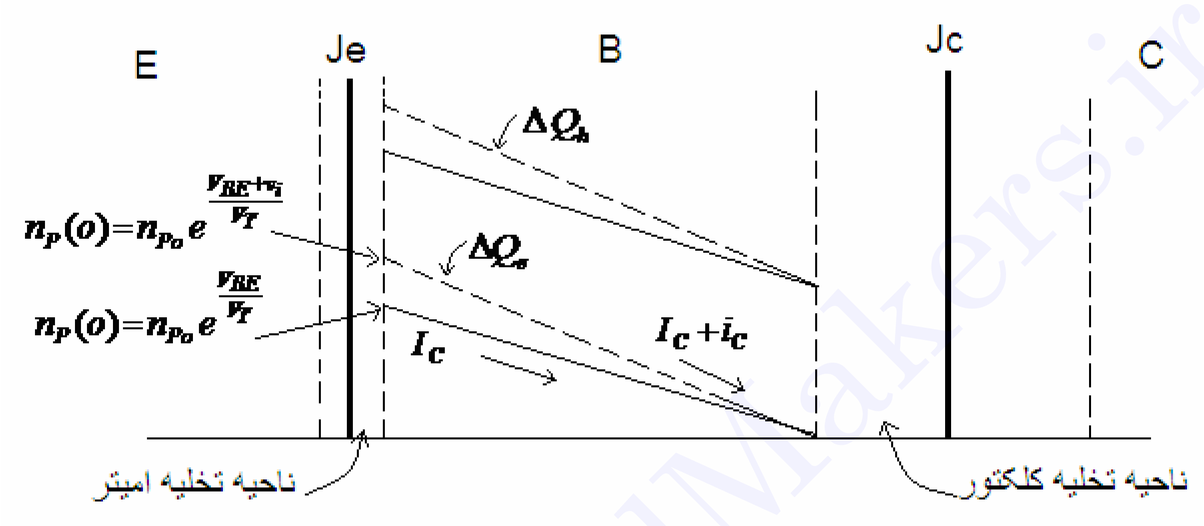


شکل ۱-۱۰ : وضعیت چگالی حامل ها در یک ترانزستور بایاس نشده در حالت تعادل حرارتی

با اعمال ولتاژ V_{CC} پیوند سمت کلکتور در بایاس معکوس بیشتر قرار می گیرد و بدین ترتیب عرض ناحیه تهی در آنجا افزایش می یابد ، اما با اعمال ولتاژ V_{BE} و با توجه به پلاریته آن پیوند سمت امیتر در بایاس موافق قرار گرفته و عرض ناحیه تهی به مقدار ناچیزی کاهش می یابد . هنگامی که پیوند سمت امیتر با ولتاژ لازم (ولتاژی در محدوده ۰/۵۵ تا ۰/۷ ولت) در بایاس موافق قرار بگیرد حاملهای الکترونی و حفره ای از آن عبور کرده و در نتیجه تعادل بارها در نواحی کلکتور ، امیتر و بالاخص بیس مطابق شکل ۱-۱۱ بهم خواهد خورد . همانطور که در این شکل

www.ControlMakers.ir

مشاهده می کنید غلظت یا تمرکز حامل ها ی اقلیت (الکترون) درناحیه بیس ترانزیستور در لبه منطقه تهی سطح تماس امیتر ($n_p(o)$) افزایش می یابد و در لبه منطقه تهی سمت کلکتور به صفر می رسد. این تغییر چگالی در حالتی که فقط ولتاژ های بایاس اعمال شده باشند با خطوط پر و در حالت دوم که ولتاژ v_i اضافه شده با خطوط نقطه چین نشان داده شده است . توجه داشته باشید که این موضوع در مورد حامل های اکثریت نیز صادق است.



شکل ۱-۱۱: تغییرات متناظر در غلظت حامل ها در بیس وقتی ترانزیستور در ناحیه فعال مستقیم قرار دارد

غلظت حامل ها در لبه منطقه تهی سمت امیتر در دو حالت مختلف به وسیله روابط زیر محاسبه می شود.

$$n_{p(o)}=n_{po}\,e^{V_{BE}/V_T} \qquad (۱-۲)$$

در صورتی که v_i هم به مدار اعمال شده باشد :

$$n_{p(o)}=n_{po}\,e^{(V_{BE}+v_i)/V_T} \qquad (۱-۳)$$

در روابط فوق $n_p(o)$ غلظت الکترون در لبه منطقه تهی سطح تماس بیس- امیتر و n_{po} غلظت الکترون در منطقه بیس در حالت تعادل است . حال با استفاده از این اشکال می توان عناصر مدار معادل سیگنال-کوچک ترانزیستور دو قطبی را بدست آورد.

۱-۴-۱ : هدایت انتقالی (ترارسانا)

با توجه به شکل ۱-۱۰ و ۱-۱۱ می بینیم که با اعمال ولتاژهای V_{BE} و V_{CC} جریانی در پایه کلکتور برقرار خواهد شد که وابستگی اصلی این جریان به V_{BE} است . بنابراین ،هدایت انتقالی را می توان به صورت زیر تعریف نمود .

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \qquad (۱-۴)$$

چون

$$\Delta I_C = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \Delta V_{BE} \quad \Rightarrow \quad \Delta I_C = g_m \Delta V_{BE} \qquad (۱-۵)$$

و با توجه به $\Delta V_{BE} = v_i$ و $\Delta I_C = i_c$ پس می توان نوشت :

$$i_C = g_m v_i$$

با توجه به اینکه رابطه جریان کلکتور ترانزیستور بایاس شده برابراست با $I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$ (این رابطه در دروس قبلی الکترونیک اثبات شده است) بنابراین مقدار g_m را می توان به قرار زیر محاسبه کرد:

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad \Rightarrow \quad dI_C = \frac{I_S}{V_T} e^{V_{BE}/V_T} dV_{BE}$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = g_m = \frac{I_S e^{V_{BE}/V_T}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{qI_C}{KT} \qquad (۱-۶)$$

برای اینکه محدودیت های موجود در آنالیز سیگنال - کوچک را مورد بررسی قرار دهیم ، رابطه فوق را مجدداً با فرض اینکه ولتاژ اعمال شده به بیس ترانزیستور $V_{BE} + v_i$ است را محاسبه می کنیم.

$$I'_c = I_S e^{(V_{BE}+v_i)/V_T} = I_S e^{V_{BE}/V_T} e^{v_i/V_T} = I_C e^{v_i/V_T} \qquad (۱-۷)$$

اگر $\frac{v_i}{V_T} << 1$ باشد رابطه ۱-۷ را می توان به صورت سری توانی زیر نوشت

$$I'_c = I_C [1 + \frac{v_i}{V_T} + \frac{1}{2}(\frac{v_i}{V_T})^2 + \frac{1}{6}(\frac{v_i}{V_T})^3 + ...] \qquad (۱-۸)$$

با توجه به اینکه جریان اضافه شده ککتور یا همان i_c برابراست با $i_c = I'_c - I_C$ پس:

$$i_c = I_C [\frac{v_i}{V_T} + \frac{1}{2}(\frac{v_i}{V_T})^2 + \frac{1}{6}(\frac{v_i}{V_T})^3 + ...] \qquad (۱-۹)$$

اگر $v_i << V_T$ باشد در آنصورت رابطه (۱-۹) به رابطه زیر که همان نتیجه نهائی رابطه (۱-۶) است تقلیل خواهدیافت یعنی :

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_i \quad \Rightarrow \quad i_c = g_m v_i$$

با توجه به رابطه بدست آمده می توان استدلال کرد که اگرشرط فوق صادق نباشد ، بنابراین ، مدل بدست آمده در سیگنال-کوچک قابل استفاده نخواهد بود . بنابراین با قبول فرض فوق ، محدوده تغییرات ولتاژ بیس-امیتر پس از بایاس شدن ترانزیستور (V_i) در دمای ۲۵ درجه سانتیگراد تقریبا برابراست با :

$$\Delta V_{BE} = v_i << 26 \ mV \qquad (۱-۱۰)$$

در عمل اثبات شده است که اگر ΔV_{BE} کمتر از 10 mV باشد ، آنالیز سیگنال - کوچک دارای دقت قابل قبولی خواهد بود .

۱-۴-۲: خازن ناشی از بار گیری بیس (خازن نفوذی)

شکل ۱-۱۱ نشان می دهد که تغییر ولتاژ بیس – امیتر $\Delta V_{BE} = v_i$ باعث تغییر ذخیره بار در ناحیه بیس می شود. بار ذخیره شده در ناحیه بیس در یک ترانزیستور NPN از نوع حاملهای اقلیت الکترونیکی است و تغییر آن را با $\Delta Q_e = q_e$ نشان می دهیم . لازمه خنثی بودن الکتریکی این است که تغییری مساوی $\Delta Q_h = q_h$ نیز در بار حامل های اکثریت بیس به وجود آید. از آنجا که حامل های اکثریت به وسیله پایه بیس تامین می شوند ، اعمال ولتاژ V_i تامین بار q_h را برای بیس ایجاب می کند و بنابراین ترانزیستور یک خازن ظاهری در ورودی دارد که چنین است .

$$C = \frac{dq}{dv} \quad \Rightarrow \quad C_b = \frac{q_h}{v_i} \qquad (۱-۱۱)$$

با توجه به این که $i = \frac{dq}{dt}$ است و با مقایسه این رابطه و شکل ۱-۱۱ می توان به این نتیجه رسید که $i = i_c = \Delta I_C$ و $dq = \Delta Q_h = q_h$ و $dt = \Delta t = \tau_f$. توجه داشته باشید که τ_f دارای بعد زمان است و آنرا اصطلاحاً زمان گذر بیس در جهت مستقیم می نامند ، بعلاوه از آنجا که این کمیت برابراست با نسبت بار در حال عبور(q_h) به جریان گذرنده (i_c) ، بنابراین می توان آن را به عنوان زمان متوسطی دانست که هر حامل برای گذر از بیس لازم دارد. با در نظر گرفتن روابط فوق :

$$C_b = \frac{q_h}{v_i} = \frac{i_c}{v_i}\tau_f \quad و \quad \frac{i_c}{v_i} = g_m \quad \Rightarrow \quad C_b = g_m \tau_f = \frac{I_C}{V_T}\tau_f \qquad (۱-۱۲)$$

همانطور که قبلاً اشاره شد τ_f زمان گذر بیس در جهت مستقیم است . قطعا این زمان گذر با عرض ناحیه بیس که به W_B نشان داده می شود نسبت مستیم وبا ثابت نفوذ الکترون در آن ناحیه که به D_n نشان داده می شود نسبت عکس دارد . در حقیقت می توان اثبات نمود که :

$$\tau_f = \frac{q_e}{i_c} = \frac{W_B^2}{2D_n} \qquad (۱۳-۱)$$

با در نظر داشتن رابطه ۱-۱۳ ، اولاً مقدار τ_f تا حدود زیادی مستقل از شرائط کار است و ثانیاً مقادیر نوعی آن برای ترانزیستورهای NPN مدار مجتمع ۰/۱ تا ۱ نانوثانیه و برای ترانزیستورهای افقی PNP بین ۲۰ تا ۴۰ نانوثانیه است. بنابراین ، مقدار خازن C_b که در برخی منابع آن را خازن نفوذی می نامند و با C_D نشان می دهند در یک دمای مشخص مستقیماً به جریان ثابت نقطه کار (I_C) وابسته خواهد بود.

۱-۴-۳ : مقاومت ورودی

در ناحیه فعال مستقیم ، جریان بیس به وسیله رابطه ۱-۱۴ به جریان کلکتور مربوط می شود.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \qquad (۱۴-۱)$$

با استفاده از رابطه ۱-۱۴ تغییرات کوچک جریان بیس و کلکتوررا می توان به یکدیگر مربوط کرد.

$$\Delta I_B = \frac{d}{dI_C}\left(\frac{I_C}{\beta_F}\right)\Delta I_C \qquad (۱۵-۱)$$

و بنابراین

$$\beta_o = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} = \left[\frac{d}{dI_C}\left(\frac{I_C}{\beta_F}\right)\right]^{-1} \qquad (۱۶-۱)$$

در این رابطه β_o بهره جریان سیگنال- کوچک (AC) و β_F بهره جریان ترانزیستور در حالت DC است . مقادیر نوعی β_o و β_F به هم نزدیک هستند و در بسیاری از موارد این دو را مساوی هم فرض نموده و آنرا صرفاً با β نشان می دهند و از آن هم در محاسبات AC و هم DC استفاده می کنند.

معادله ۱-۱۶ تغییر جریان بیس i_b را به تغییر متناظر جریان کلکتور i_C مربوط می سازد ، و مقاومت ورودی سیگنال – کوچک ترانزستور هم از رابطه زیر به دست می آید.

$$r_\pi = \frac{v_i}{i_b} \qquad (۱۷-۱)$$

با جایگزینی (۱-۱۶) در (۱-۱۷) نتیجه میشود

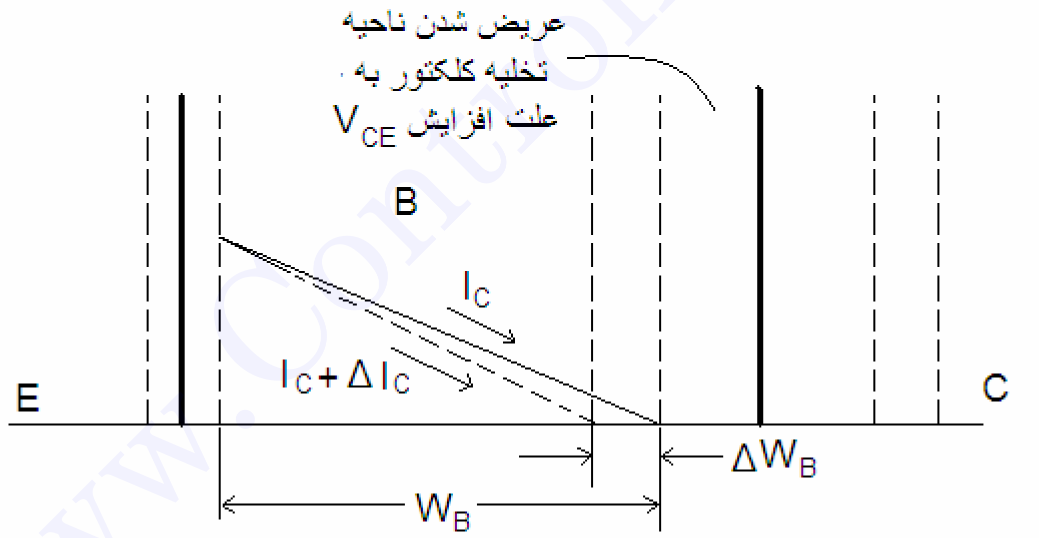
$$r_\pi = \frac{v_i}{i_b} = \frac{v_i}{i_C}\beta_o \quad \text{و} \quad \frac{v_i}{i_C} = \frac{1}{g_m} \quad \Rightarrow \quad r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m} = \beta_o r_e \qquad (۱-۱۹)$$

بنابراین مقاومت موازی ورودی سیگنال – کوچک یک ترانزیستور دو قطبی با بهره جریان نسبت مستقیم و با جریان کلکتور (I_C) نسبت عکس دارد.

۱-۴-۴: مقاومت خروجی

در مباحث قبل دیدیم که علاوه بر ولتاژ بیس ولتاژ کلکتور هم در تعین جریان کلکتور نقش خاصی دارد. در همان شکل ۱-۹ فرض کنید ولتاژ V_{BE} را ثابت نگه داریم و ولتاژ V_{CC} را که به کلکتور متصل شده است را نسبت به حالت اول افزایش دهیم. با افزایش ولتاژ کلکتور تغییراتی در منطقه تخلیه سطح اتصال کلکتور و ناحیه بیس به وجود خواهد آمد که آن را در شکل ۱-۱۲ مشاهده می کنید.

همانطور که در این شکل مشاهده می کنید با افزایش ولتاژ کلکتور عرض ناحیه تخلیه در پیوند کلکتور- بیس افزایش و در نتیجه عرض موثر ناحیه بیس (W_B) کاهش می یابد (البته این تغییرات



شکل ۱-۱۲ : تغییرات متناظر در غلظت حامل ها در ناحیه بیس در نتیجه تغییر V_{CE}

مربوط به حالتی است که ترانزیستور در منطقه فعال قرار دارد) . در نتیجه تغییرات فوق بخشی از حامل های ذخیره شده در ناحیه بیس به سمت کلکتور رانده خواهند شد و لذا باعث افزایش جریان کلکتور می شوند. با توجه به اینکه تغییر جریان کلکتور به ازاء تغییر ولتاژ کلکتور بوده است ، بنابراین :

$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \qquad (۱-۲۰)$$

اما همانطور که در روابط ۱-۶ مشاهده می کنید ، جریان کلکتور ظاهراً به ولتاژ V_{CE} ارتباطی ندارد. اما ، پارامتر دیگری در رابطه جریان کلکتور وجود دارد که با I_S نشان داده شده و به جریان اشباع معکوس معروف است . جریان اشباع معکوس جریانی است که داخل ناحیه تخلیه پیوند کلکتور جریان دارد و مقدار آن با استفاده از رابطه زیر محاسبه می شود.

$$I_S = \frac{q A D_n n_{po}}{W_B} \qquad (۱-۲۱)$$

در رابطه ۱-۲۱ ، q بار الکترون ، A سطح مقطع ناحیه بیس ، D_n ثابت نفوذ الکترون ، n_{po} چگالی الکترون در ناحیه بیس در حالت تعادل و W_B عرض موثر ناحیه بیس است . بنابراین :

$$I_C = \frac{q A D_n n_{po}}{W_B} e^{V_{BE}/V_T} \qquad (۱-۲۲)$$

حال از سمت چپ رابطه ۱-۲۲ به ازاء I_C و از سمت راست به ازاء W_B مشتق گیری میکنیم .

$$dI_C = \frac{-q A D_n n_{po}}{W_B^2} e^{V_{BE}/V_T} dW_B = \frac{-q A D_n n_{po}}{W_B^2} e^{V_{BE}/V_T} \frac{dW_B}{dV_{CE}} dV_{CE}$$

(۱-۲۳)

$$\frac{dI_C}{dV_{CE}} = -\frac{I_C}{W_B}\left(\frac{dW_B}{dV_{CE}}\right) \Rightarrow \frac{dV_{CE}}{dI_C} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = -\frac{W_B\left(\frac{dV_{CE}}{dW_B}\right)}{I_C}$$

بنابراین

$$r_o = -\frac{W_B\left(\frac{dV_{CE}}{dW_B}\right)}{I_C} \qquad (۱-۲۴)$$

با توجه به رابطه ۱-۲۴ صورت کسر در سمت راست میباید یک ولتاژ باشد . به عبارت دیگر :

$$V = -W_B\left(\frac{dV_{CE}}{dW_B}\right) = V_A \qquad (۱-۲۵)$$

همانطور که ملاحظه می کنید ، ولتاژ به دست آمده در رابطه ۱-۲۴ را V_A یا همان ولتاژ ارلی نامیده ایم . دلیل وجود علامت منفی در این رابطه آن است که با افزایش ولتاژ V_{CE} عرض ناحیه بیس W_B کاهش می یابد و در نتیجه باعث حذف علامت منفی می گردد. پس :

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \qquad (۱-۲۶)$$

۱-٤-٥ : مقاومت کلکتور- بیس

با توجه به منحنی رسم شده در شکل ۱-۱۲ ، با افزایش ولتاژ کلکتور کاهشی هم در جریان I_B به علت کاهش حامل های ذخیره شده در ناحیه بیس خواهیم داشت که مربوط به کاهش I_{B1} می باشد . حاصل این تغییرات مقاومتی است بین بیس و کلکتور که آن را با r_μ نشان خواهیم داد.

$$r_\mu = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{B1}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \cdot \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}}$$
$$r_\mu = r_o \times \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}} \qquad (۱-۲۷)$$

اگر $I_B = I_{B1}$ باشد در آنصورت :

$$r_\mu = \beta_o r_o \qquad (۱-۲۸)$$

اما I_{B1} صرفا جزئی از جریان I_B را تشکیل میدهد . به بیان دیگر، جریان بیس مجموع دو مؤلفه متفاوت I_{B1} و I_{B2} است. دریک ترانزیستور NPN ، I_{B1} حاصل جریانی از حامل های اکثریت (حفره) از پایه بیس به داخل بیس و I_{B2} حاصل تزریق حفره ها از بیس به امیترترانزیستور است. در حقیقت I_{B1} در غالب موارد در حدود ۱۰ در صد کل جریان بیس را تشکیل می دهد و I_{B2} مؤلفه اصلی جریان بیس است. بنابراین ، رابطه ۱-۲۸ مبین حداقل امپدانس موجود بین بیس و کلکتور ترانزیستور است . در حقیقت این مقاومت برای ترانزیستورهای NPN مجتمع در حدود ۱۰ برابر مقاومت بدست آمده در رابطه ۱-۲۸ و در بقیه موارد بین ۲ تا ۵ برابر است . پس

$$r_\mu \approx 10\, \beta_o r_o \qquad (۱-۲۹)$$

۱-٤-٦: خازن ناحیه تخلیه (خازن انتقالی)

همانطور که قبلاً گفته شده با تشکیل یک پیوند PN حامل های اکثریت از سطح تماس عبور کرده (انتقال به سمت مقابل) وضمن ترکیب با اتم های ناخالصی طرف مقابل یونهای مثبت و منفی و نهایتاً ناحیه تخلیه را بوجود می آورند. بعلاوه اگر پیوند را در بایاس معکوس قرار دهیم عرض این ناحیه به دلیل افزایش یونها افزایش می یابد. بنابراین ، در محل هر پیوند PN خازنی وجود خواهد داشت که اصطلاحاً آن را خازن انتقالی می نامند و مقدار آن با افزایش ولتاژ معکوس (به دلیل افزایش عرض ناحیه تخلیه) کاهش می یابد . لازم به ذکر است که مقدار اولیه خازنهای انتقالی را می توان با استفاده از خصوصیات داخلی قطعه و با استفاده از رابطه ۱-۳۰ محاسبه کرد.

$$C_T = A\left[\frac{q\varepsilon N_A N_D}{2(N_A+N_D)}\right]^{1/2}\frac{1}{\sqrt{\psi_o - V_D}}$$

$$C_T = \frac{C_{To}}{\sqrt{1-\frac{V_D}{\psi_o}}} \qquad (۱-۳۰)$$

در رابطه ۱-۳۰ ، C_T مقدار خازن انتقالی در حالت بایاس شده ، C_{To} مقدار خازن انتقالی در حالت بایاس نشده، q بار الکترون ، A سطح مقطع پیوند ، N_A و N_D به ترتیب چگالی اتم های پذیرنده و دهنده ، ε نفوذ پذیری الکتریکی سیلیسیم ، ψ_0 پتانسیل درون ساخته و V_D ولتاژ بایاس روی پیوند که برای بایاس موافق مثبت و برای بایاس معکوس منفی در نظر گرفته می شود . رابطه ۱-۳۰ برای حالتی است که تغییر بار در لبه پیوند جهشی باشد ، اما در بسیاری از موارد این تغییر بار جهشی نیست بلکه به علت تزریق ناخالصی بصورت تدریجی است ، در چنین حالتی رابطه ۱-۳۰ به صورت رابطه ۱-۳۱ خواهد شد .

$$C_T = \frac{C_{To}}{\left[1-\frac{V_D}{\psi_o}\right]^n} \qquad n=\frac{1}{3} \qquad (۱-۳۱)$$

با توجه به ساختمان داخلی ترانزیستور سه خازن نوع انتقالی را می توان تشخیص داد. پیوند بیس-امیتر دارای یک خازن انتقالی است که با C_{je} نشان داده می شود. بعلاوه پیوند های بیس-کلکتور و کلکتور – پایه (زیر بنا) هم دارای خازن انتقالی هستند و به ترتیب با C_μ و C_{CS} نشان داده می شود. از سه خازن فوق ، خازن C_{je} دارای پیوند تدریجی و دو خازن دیگر دارای پیوند جهشی هستند بنابراین :

$$C_{je} = \frac{C_{jeo}}{\left[1-\frac{V_{BE}}{\psi_i}\right]^{1/3}} \qquad (۱-۳۲)$$

$$C_\mu = \frac{C_{\mu o}}{\left[1+\frac{V_{CB}}{\psi_i}\right]^{1/2}} \qquad (۱-۳۳)$$

$$C_{Cs} = \frac{C_{Cso}}{\left[1+\frac{V_{CS}}{\psi_i}\right]^{1/2}} \qquad (۱-۳۴)$$

چون پیوند بیس – امیتر در بایاس مستقیم قرار دارد بنابراین معمولا برای تعیین مقدار C_{je} از رابطه ۱-۳۲ استفاده نمی کنند بلکه در غالب موارد آن را دو برابر C_{jeo} در نظر میگیرند.

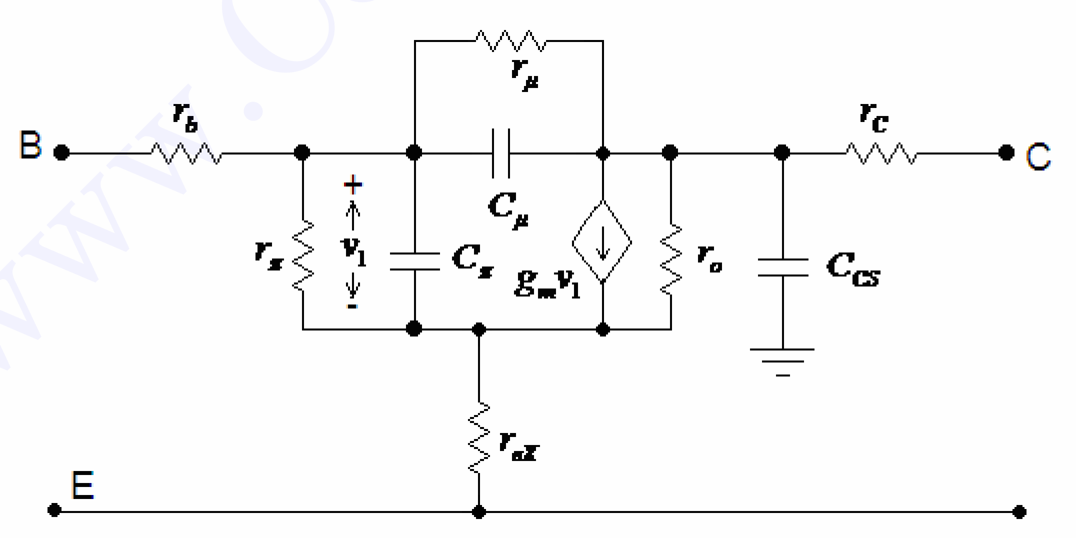
در بخش ۱-۴-۲ گفته شد که در پیوند بیس - امیتر یک خازن نفوذی (C_D) وجود دارد و در بخش ۱-۴-۶ هم وجود خازن C_{je} دراین پیوند تشریح شد ، بنابراین در این پیوند همزمان دو خازن وجود دارد که مجموع آن را با $C\pi$ نشان می دهند .

$$C_{\pi} = C_D + C_{je} \qquad (۱-۳۵)$$

۱-۴-۷ مقاومت های مزاحم

آخرین عناصری که باید به مدل سیگنال- کوچک ترانزیستور اضافه کرد مقاومتهای مزاحم هستند. این مقاومتها عبارتند از r_b (یا $r_{bb'}$) ، r_c و r_{ex} . r_b و r_c به ترتیب مقاومتهایی هستند که با اتصالهای بیس و کلکتور سری هستند . مقدار نوعی r_b بین ۵۰ تا ۵۰۰ اهم و مقدار نوعی r_C بین ۲۰ تا ۵۰۰ اهم است . اما مقاومت r_{ex} که با اتصال امیتر سری شده است دارای مقداری بین ۱ تا ۳ اهم است. لازم به ذکر است که مقدار r_b به دلیل ازدحام جریان ، به مقدار زیادی با جریان کلکتور تغیر میکند .

با توجه به مطالب بیان شده در زیربخش های مختلف بخش ۱-۴ اینک می توان مدار معادل سیگنال کوچک یک ترانزیستور دوقطبی را ترسیم نمود . مدار معادل در شکل ۱-۱۳ نشان داده شده است .



شکل ۱-۱۳ : مدار معادل کامل سیگنال- کوچک یک ترانزیستور دو قطبی

مثال ۱ :

مدار معادل سینگال-کوچک کامل یک ترانزیستور دو قطبی را در $I_C=1\,mA$ ، $V_{CB}=5\ V$ و $V_{CS}=10\ V$ به دست آورید. پارامترهای ترانزیستور از این قرارند $C_{\mu o}=C_{jeo}=0.5\ \ pf$

$r_C=50\,\Omega\ ,\ r_b=300\,\Omega\ ,\ V_A=100\,V\ ,\ \tau_f=0.38\,ns,\ \beta=200\ ,\ C_{cso}=2\,pf$

$r_{ex}=2\,\Omega$ و $r_\mu=10\beta r_o$. $\psi_o=0.55$ برای $C\mu$ و $\psi_o=0.52$ برای C_{CS}.

حل : همانطور که قبلاً گفته شد چون پیوند بیس-امیتر در بایاس مستقیم قرار دارد ، تعیین مقدار C_{je} دشوار است . به هر حال با تقریب قابل قبولی می توان آن را مساوی دو برابر C_{jeo} فرض کرد .

$$C_{je}=2C_{jeo}=2(0.5)=1\ pf$$

با استفاده ازروابط ۱-۳۳ و ۱-۳۴ خازن کلکتور بیس و خازن کلکتور-پایه را به دست می آوریم.

$$C_\mu=\frac{C_{\mu o}}{\sqrt{1+\dfrac{V_{CB}}{\psi_o}}}=\frac{0.5}{\sqrt{1+\dfrac{5}{0.55}}}=0.16\,pf$$

$$C_{CS}=\frac{C_{CSo}}{\sqrt{1+\dfrac{V_{CS}}{\psi_o}}}=\frac{0.5}{\sqrt{1+\dfrac{10}{0.52}}}=0.44\,pf$$

مقدار هدایت انتقالی را با استفاده از رابطه ۱-۶ محاسبه می شود

$$g_m=\frac{qI_C}{KT}=\frac{I_C}{V_T}=\frac{1mA}{26mV}\approx 38.5\ mA/V$$

توجه داشته باشید که واحد g_m را می توان به سه روش مختلف نوشت : آمپر بر ولت (A/V) ، زیمنس (S) یا مو (علامت وارون شده اهم) . به عنوان مثال مقدار فوق را می توان 38.5 میلی آمپر بر ولت یا 38.5 میلی زیمنس یا 38.5 میلی مو خواند.

خازن ناشی از بار گیری بیس با استفاده از رابطه ۱-۱۲ به صورت زیر محاسبه می شود

$$C_b=C_D=g_m\,\tau_f=38.5\times10^{-3}\times0.38\times10^{-9}=14.6\times10^{-12}=14.6\ \ pf$$

مقدار $C\pi$ از رابطه ۱-۳۵ محاسبه می شود

$$C_\pi=C_D+C_{je}=14.6+1=15.6\ \ pf$$

مقادیر مقاومت های ورودی و خروجی به ترتیب با استفاده از روابط ۱-۱۹ و ۱-۲۶ محاسبه می شوند

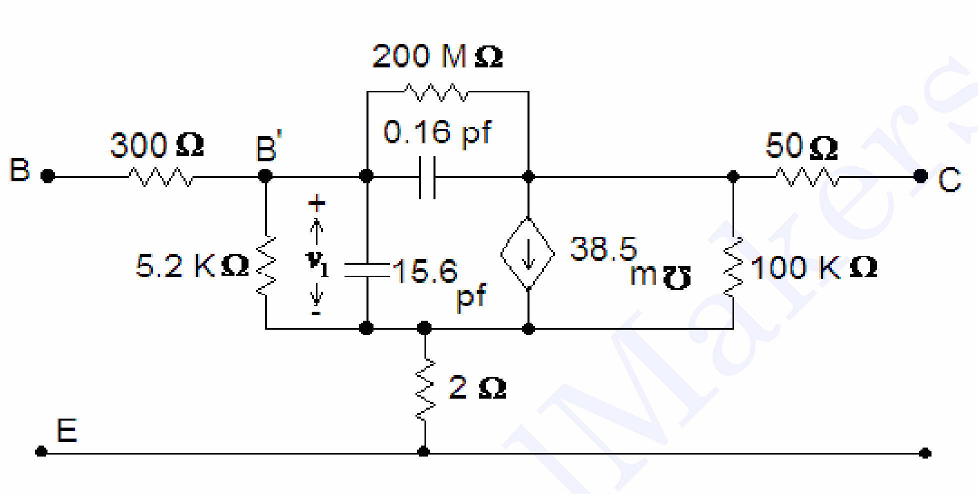
$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{200}{38.5\ ms} = 200\,(26\,\Omega) = 5.2\ K\Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{1\,mA} = 100\ K\Omega$$

و بنابراین مقاومت کلکتور بیس برابر است با

$$r_\mu = 10\,\beta\ r_o = 10 \times 200 \times 100\,K\Omega = 200\ \ M\Omega$$

مدار معادل حاصل از این مقادیر پارامتری را در شکل ۱-۱۴ ملاحظه می کنید.



شکل ۱-۱۴ : مدار معادل سیگنال- کوچک کامل یک ترانزیستور دوقطبی در I_C=1 mA

۱-۴-۸ : نمونه از پارامترهای ترانزیستور های دو قطبی

در این بخش مجموعه ی نوعی از پارامترهای یک ترانزیستور NPN و یک ترانزیستور PNP افقی در جداول ۱-۱ و ۱-۲ ارائه خواهد شد (پارامترهای یک ترانزیستور مشخص را میتوان از سایر منابع و یا نرم افزارهای الکترونیکی بدست آورد) . برای هر ترانزیستور دو مجموعه ی اعداد ارائه شده است یکی برای ترانزیستور با لایه اپیتکسیال نازک (۱۰ میکرون) و دیگری با لایه ی اپی ضخیم (۱۷ میکرون) . لازم به ذکر است که ترانزیستور با اپی ضخیم معمولا در مدارهایی استفاده می شود که ولتاژ منبع تغذیه تا ۴۴ ولت می رسد ، حال آن که ترانزیستور با اپی نازکتر تا حدود ۲۰ ولت می تواند تحمل کند. با اینکه ابعاد ترانزیستور با اپی نازک کوچکتر است ، ظرفیت کلکتور- بیس آن ، به خاطر ناخالصی بیشتر در لایه اپی ، زیادتر است. ظرفیت امیتر- بیس نیز بیشتر است زیرا عمق بیس کمتر ، و سطح ناخالصی در بیس در محل پیوند امیتر- بیس بالاتر است.

پارامتر	مقدارنوعی اپی 10μ , $1\ \Omega-Cm$ ولتاژ کار ترانزیستور ۲۰ ولت	مقدار نوعی اپی 17μ , $5\ \Omega-Cm$ ولتاژ کار ترانزیستور ۴۰ ولت
β_F	200	200
β_R	2	2
V_A	90 V	130 V
η	2.8×10^{-4}	2×10^{-4}
I_S	$1.5\times10^{-15}\ A$	$5\times10^{-15}\ A$
I_{Co}	$10^{-10}\ A$	$10^{-10}\ A$
BV_{CEO}	25 V	50 V
BV_{CBO}	50 V	90 V
BV_{EBO}	7 V	7 V
τ_f	0.25 nS	0.35 nS
β_o	150	200
r_b	$200\ \Omega$	$200\ \Omega$
r_c	$75\ \Omega$	$200\ \Omega$
r_{ex}	$2\ \Omega$	$2\ \Omega$
C_{jeo}	$1.3\ pf$	$1\ pf$
ψ_o	0.7 V	0.7 V
n	0.33	0.33
C_{jeo}	$0.6\ pf$	$0.3\ pf$
ψ_o	0.6 V	0.55 V
n	0.5	0.5
C_{jeo}	$3\ pf$	$3\ pf$
ψ_o	0.58 V	0.52 V
n	0.5	0.5

جدول ۱-۱ پارامترهای نوعی ترانزیستورهای NPN

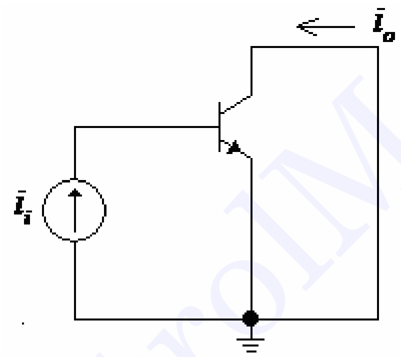
پارامتر	مقدارنوعی اپی 10μ , $1\ \Omega-Cm$ ولتاژ کار ترانزیستور ۲۰ ولت	مقدار نوعی اپی 17μ , $5\ \Omega-Cm$ ولتاژ کار ترانزیستور ۴۰ ولت
β_F	20	50
β_R	2	4
V_A	50 V	50 V
η	5×10^{-4}	5×10^{-4}
I_S	$2\times10^{-15}\ A$	$2\times10^{-15}\ A$
I_{Co}	$5\times10^{-9}\ A$	$10^{-10}\ A$
BV_{CEO}	30 V	60 V
BV_{CBO}	50 V	90 V
BV_{EBO}	50 V	90 V
τ_f	20nS	30 nS
β_o	20	50
r_b	$150\ \Omega$	$300\ \Omega$
r_c	$75\ \Omega$	$100\ \Omega$
r_{ex}	$10\ \Omega$	$10\ \Omega$
C_{jeo}	$0.6\ pf$	$0.3\ pf$
ψ_o	0.6 V	0.55 V
n	0.5	0.5
C_{jeo}	$2\ pf$	$1\ pf$
ψ_o	0.6 V	0.55 V
n	0.5	0.5
C_{jeo}	$3.5\ pf$	$3\ pf$
ψ_o	0.58 V	0.52 V
n	0.5	0.5

جدول ۱-۲ پارامترهای نوعی ترانزیستورهای PNP

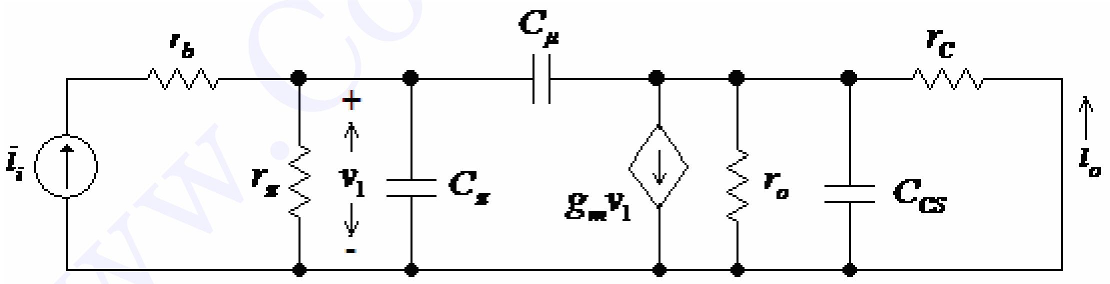
www.ControlMakers.ir

۱-۵: تشریح پاسخ فرکانسی ترانزیستور

بهره ی فرکانس بالای ترانزیستور به وسیله عناصر خازنی مدار معادل شکل ۱-۱۳ کنترل می شود . در عمل توانایی فرکانسی ترانزیستور اغلب با تعیین فرکانسی تعریف می شود که در آن مقدار بهره ی جریان اتصال کوتاه امیتر مشترک به یک برسد. این فرکانس ، فرکانس گذر (f_T) نام دارد و معیاری است از بالاترین فرکانس مفید ترانزیستور، وقتی که به صورت یک تقویت کننده به کار می رود. مقدار f_T را می توان با استفاده از مداری AC همانند مدار شکل ۱-۱۵ محاسبه و اندازه گیری کرد. جریان سیگنال- کوچک i_i به بیس اعمال می شود و جریان خروجی i_o در حالت اتصال کوتاه کلکتور از نظر سیگنال AC اندازه گیری می شود. با استفاده از مدار معادل شکل ۱-۱۳ می توان یک مدار سیگنال- کوچک برای این حالت به دست آورد که در شکل ۱-۱۶ نشان داده شده و در آن از r_{ex} و r_μ صرفنظر شده است .

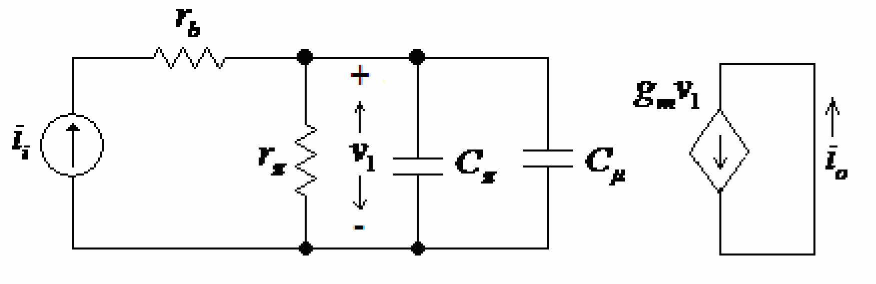


شکل ۱-۱۵: طرحواره AC برای محاسبه و اندازه گیری f_T



شکل ۱-۱۶ : مدار معادل سیگنال- کوچک برای محاسبه f_T

اگر r_c کوچک فرض شود در آنصورت r_o و c_{cs} تأثیر چندانی در محاسبات نخواهند داشت. به علاوه با صرفنظر کردن از جریان داخل C_μ در مقایسه با جریان $g_m v_1$ مدار شکل ۱-۱۶ به مدار شکل ۱-۱۷ تبدیل خواهد شد و در نتیجه :



شکل ۱-۱۷ مدار معادل سیگنال- کوچک برای محاسبه f_T پس از حذف r_o و C_{CS}

$$i_o = g_m V_1 \qquad (۳۶-۱)$$

$$V_1 \approx \frac{r_\pi}{1+S r_\pi (C_\pi + C_\mu)} i_i \qquad (۳۷-۱)$$

با جایگزینی رابطه ۱-۳۷ در رابطه ۱-۳۶ نتیجه می دهد:

$$i_o \approx \frac{r_\pi \; g_m}{1+S r_\pi (C_\pi + C_\mu)} i_i$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{r_\pi \; g_m}{1+S r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

توجه داشته باشید که A_i همان نسبت جریان کلکتور به جریان بیس است که مقدار آن به فرکانس سیگنال ورودی بستگی دارد بعلاوه $g_m r_\pi = \beta_o$ است بنابراین :

$$\beta_o(s) = \frac{\beta_o}{1+S r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \qquad (۳۸-۱)$$

ویا

$$\beta_o(j\omega) = \frac{\beta_o}{1+ j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

با افزایش فرکانس قسمت موهومی مخرج در رابطه فوق بخش اصلی خواهد شد و می توان نوشت :

$$\beta_o(j\omega) = \frac{\beta_o}{j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \qquad (۳۹-۱)$$

همانطور که قبلا گفته شده f_T فرکانسی است که قدر بهره جریانی اتصال کوتاه ترانزیستور در آن فرکانس برابر یک است ، بنابراین وقتی $|\beta_o(j\omega)| = 1$ است که :

$$\omega = \omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \qquad (۴۰-۱)$$

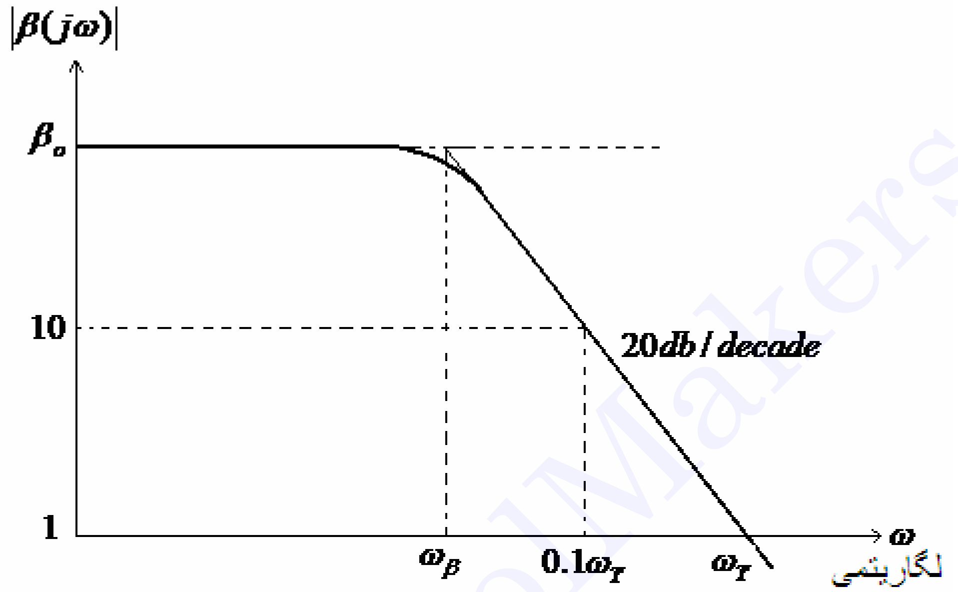
www.ControlMakers.ir

www.ControlMakers.ir

و در نتیجه

$$f_T = \frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} = \frac{1}{2\pi r_e (C_\pi + C_\mu)} \qquad (۴۱-۱)$$

با رسم $|\beta_o(j\omega)|$ به ازاء فرکانس و با استفاده از رابطه ۱-۳۸ ، همان طور که در شکل ۱-۱۸ نشان داده شده است ، می توان رفتار ترانزیستور را نمایش داد.



شکل ۱-۱۸ منحنی تغییرات قدر مطلق بهره ی جریان AC یک ترانزیستور بر حسب فرکانس

فرکانس ω_β به صورت فرکانسی تعریف می شود که در آن $|\beta_o(j\omega)|$ برابر $\frac{\beta_o}{\sqrt{2}}$ (۳db پائین تر از مقدار فرکانس میانی) باشد . به بیان دیگر:

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{1+(\omega_\beta\, r_\pi (C_\pi + C_\mu))^2}} = \frac{\beta_o}{\sqrt{2}} \qquad (۴۲-۱)$$

در نتیجه :

$$\omega_\beta\, r_\pi (C_\pi + C_\mu) = 1 \;\Rightarrow\; \omega_\beta = \frac{1}{r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \qquad (۴۳-۱)$$

پس :

$$f_\beta = \frac{1}{\beta_o\,(2\pi r_e (C_\pi + C_\mu))} \qquad (۴۴-۱)$$

با مقایسه روابط ۱-۴۱ و ۱-۴۴ به این نتیجه خواهیم رسید که:

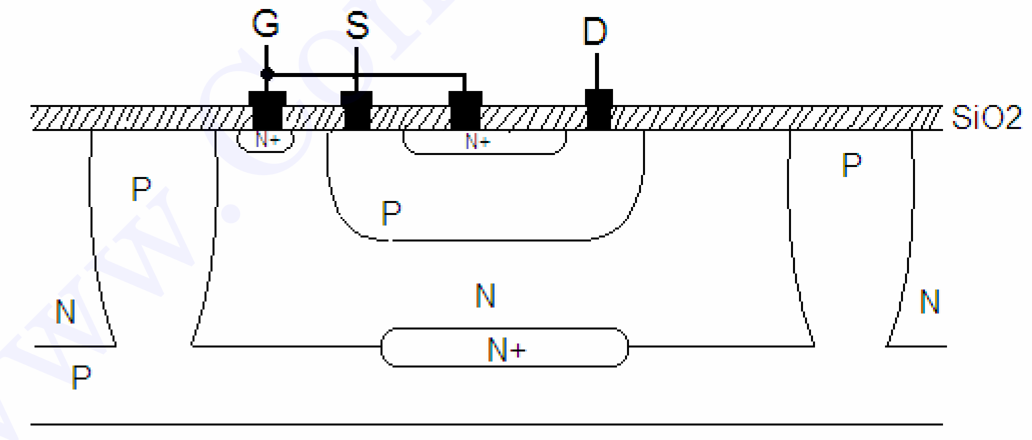
$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_o} \quad \text{و} \quad f_T = \beta_0\, f_\beta \qquad (۴۵-۱)$$

اگر به رابطه ۱-۴۵ و شکل ۱-۱۸ دقت کنیم متوجه خواهیم شد که β_o بهره ی جریانی ترانزیستور در فرکانس میانی و f_β پهنای باند ترانزیستور است . بنابراین f_T را می توان حاصلضرب بهره در پهنای باند هم نامید. اندازه گیری f_T به سادگی امکان پذیر نیست ، اما با توجه به نمودار شکل ۱-۱۸ ، اگر مقدار $|\beta_o(j\omega)|$ را در یک فرکانس $f_X > f_\beta$ اندازه گیری کنیم ، با توجه به اینکه تضعیف بهره جریانی تقریباً از f_β به بعد خطی است (تضعیف 20 db/decade یا 6db/octave) بنابراین می توان با استفاده از رابطه زیر فرکانس f_T را محاسبه کرد . لازم به ذکر است که معمولاً f_X را پنج برابر f_β انتخاب می کنند.

$$f_T = f_X \left(|\beta_o(j\omega_X)|\right) \qquad (۱-۴۶)$$

۱-۶ ساخت ترانزیستور اثر میدانی (JFET)

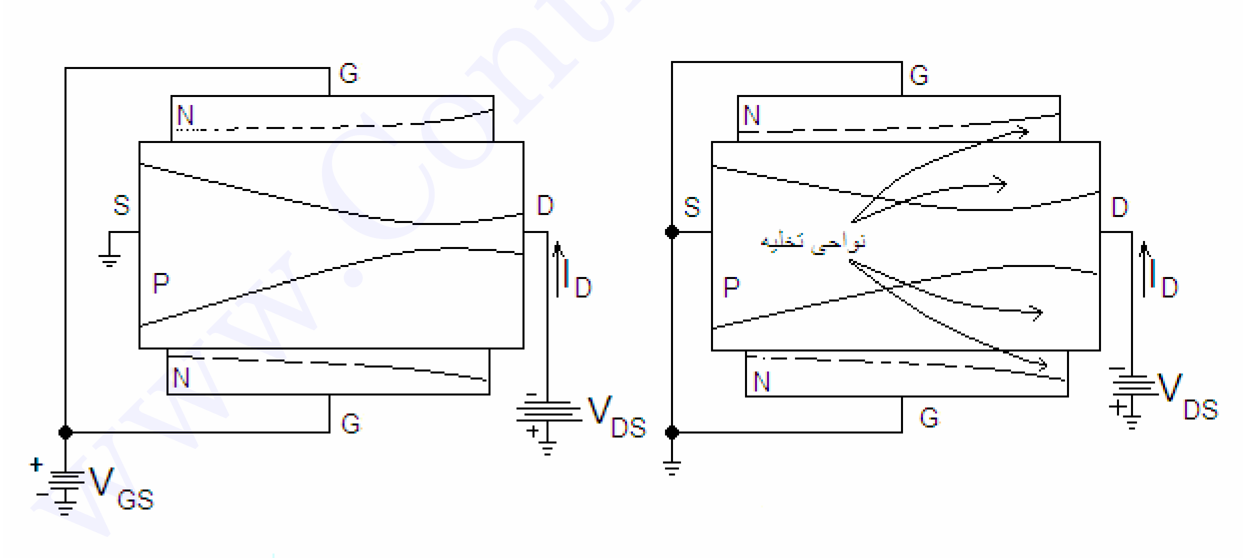
در بخش های گذشته مراحل ساخت ترانزیستورهای دوقطبی در یک مدار مجتمع را مورد بررسی قرار دادیم. با استفاده از یک مجموعه ی نفوذ یا با مراحل اضافی کشت یونی ، به طور همزمان با ترانزیستورهای دو قطبی می توان ترانزیستورهای اثر میدانی را نیز تولید نمود. ساختار داخلی نوعی ترانزیستور اثر میدانی P کانالی در شکل ۱- ۱۹ نشان داده شده است. با مقایسه این ساختار و ساختار ترانزیستور دو قطبی NPN متوجه خواهیم شد که ساختار داخلی هر دو تقریباً یکسان است . تنها اختلاف



شکل ۱-۱۹ : ساختار درونی نوعی JFET با کانال نوع P

اساسی آن است که پایه های سازنده امیتر و کلکتور در ترانزیستور دوقطبی به یکدیگرمتصل شده و پایه گیت JFET را بوجود آورده اند، محل اتصال بیس به عنوان سورس بکار گرفته شده است و با ایجاد یک محل اتصال دیگر در طرف دیگر حوضچه بیس ، ترمینال سوم قطعه یعنی درین JFET درست شده است.

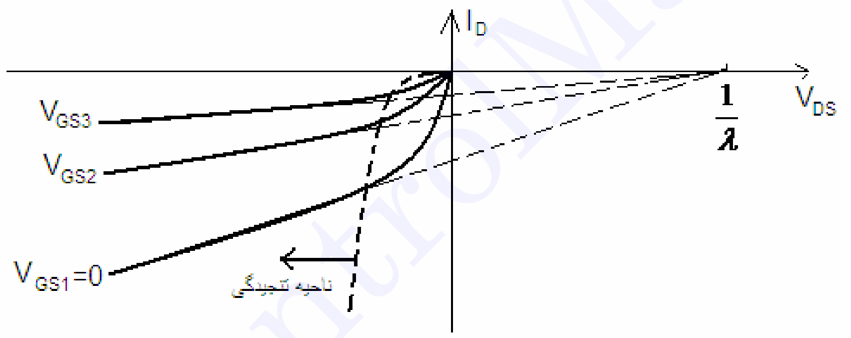
مشخصه های انتقالیJFET را می توان از ساختار ایده آل شکل ۱-۲۰ به دست آورد که در آن کانال نوع P با ناخالصی یکنواخت و گیتهای نوع N به صورت متقارن در دو طرف فرض شده اند. اگر تمام پایه های ترانزیستورJFET (سورس ، درین و گیت) به زمین وصل شوند ، همانند ترانزیستور دوقطبی درمحل پیوند ها نواحی تخلیه وجود خواهند داشت و ولتاژ روی هر پیوند همان پتانسیل درون ساخته ψ_o خواهد بود. عرض نواحی تخلیه در هر دو پیوند طرفین کانال و در طول آن متناسب با میزان ناخالصی یکنواخت خواهند بود. حال اگر همان طور که در شکل ۱-۲۰ الف نشان داده شده ، یک ولتاژ منفی V_{DS} به درین اعمال شود ، جریانی از سورس به درین بر قرار خواهد شد که مقدار آن متناسب با ولتاژ اعمالی خواهد بود. به بیان دیگر ، در ابتدای کار که ولتاژ V_{DS} از صفر ولت شروع به افزایش می نمایند به علت باز بودن کامل کانال مقاومت آن پائین و در نتیجه با افزایش ولتاژ جریان درین- سورس (I_D) به صورت خطی افزایش می یابد . اما ، با افزایش ولتاژ V_{DS} ، یون های منفی در داخل کانال در محدوده نزدیک پایه درین افزایش خواهند یافت و در نتیجه باعث عریض ترشدن ناحیه تخلیه در آن محدوده خواهند شد .به عبارت دیگر، با افزایش ولتاژ V_{DS} در طول کانال یک گرادیان ولتاژ بوجود خواهد آمد که در نتیجه باعث باریک تر شدن عرض کانال در انتهای نزدیک به درین می شود و در نهایت آن را به سمت صفر میل می دهد، این حالت را اصطلاحاً "انسداد" می نامند . در چنین حالتی به علت کاهش سطح مقطع کانال ، مقاومت آن افزایش خواهد یافت و در نتیجه باعث محدود شدن جریان I_D خواهد شد.



شکل ۱-۲۰ : ساختار ایده آل JFET با کانال P (الف) سورس و گیت زمین شده و $|V_{DS}|$ کوچک است (ب) اعمال همزمان V_{GS} و $|V_{DS}|$

حال موقعیت شکل ۱-۲۰ ب را در نظر بگیرید که در آن ولتاژ مثبت V_{GS} به گیت و ولتاژ منفی V_{DS} به درین اعمال و سورس هم زمین شده باشد. ولتاژ اعمال شده به گیت باعث می شود تا نواحی تخلیه در تمام طول کانال بیشتر به داخل آن نفوذ کند . هر چه ولتاژ V_{GS} بیشتر شود (با کم بودن ولتاژ V_{DS}) عرض ناحیه تهی بیشتر خواهد شد . مقدار ولتاژ V_{GS} که باعث انسداد کانال می شود را با V_P نشان می دهند و آن را ولتاژ انسداد (Pinch Off) می نامند. وقتی V_{GS} برابر ولتاژ انسداد باشد تمام کانال تخلیه می شود و در حالت ایده آل هیچ جریانی از سورس به درین وجود نخواهد داشت . در این صورت می گویند FET در حالت قطع است.

اما اگر ولتاژ $0<V_{GS}<V_P$ باشد در آنصورت با تغییر ولتاژ V_{DS} نمودارهای مختلف جریانی خواهیم داشت که نمونه ای از آن برای ترانزیستور P کانالی در شکل ۱-۲۱ نشان داده شده است. توجه داشته باشید که نواحی مختلف این نمودار عبارتند از ناحیه اهمی ، انسداد (اشباع) ، قطع و شکست که این نواحی به ترتیب متناظر نواحی اشباع ، فعال ، قطع و شکست ترانزیستورهای دو قطبی هستند. لازم به



شکل ۱-۲۱ نمودار ولتاژ- جریان یک JFET با کانال نوع P

ذکر است که برای مقادیر کوچک V_{DS} ، FET مانند یک مقاومت نسبتاً خطی رفتار می کند ک مقدارش به وسیله V_{GS} کنترل می شود ، لذا FET دراین ناحیه می تواند به عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ مورد استفاده قرار گیرد.

در صورتی که این قطعه را با استفاده از اصول حاکم بر نیمه هادیها مورد تجزیه و تحلیل قراردهیم ، رابطه ۱-۴۷ که وابستگی جریان درین (I_D) به سایر پارامترهای قطعه را مشخص می کند حاصل خواهد شد (بدون ارائه جزئیات مراحل کار) .

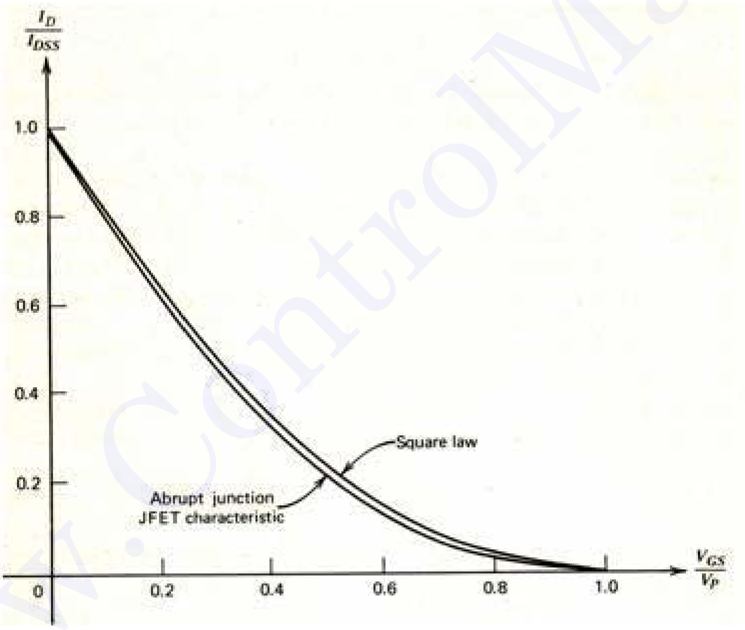
$$I_D = G_o\left[V_{GS} - V_P + \frac{2}{3}\,\frac{(\psi_o + V_P)^{3/2} - (\psi_o + V_{GS})^{3/2}}{(\psi_o + V_P)^{1/2}}\right] \qquad (۴۷\text{-}۱)$$

در رابطه ۱- ۴۷، $G_o = \frac{2a\sigma W}{L}$ است ، که 2a عمق، W پهنا، L طول و σ هدایت مخصوص ناحیه کانال است . چنانچه در رابطه ۱-۴۷ مقدار $V_{GS}=0$ باشد ، جریان I_D حداکثر مقدار خود را خواهد داشت که آن را با I_{DSS} نشان می دهند و برابر است با :

$$I_{DSS} = G_o \left[-Vp + \frac{2}{3} \frac{(\psi_o + V_P)^{3/2} - (\psi_o)^{3/2}}{(\psi_o + V_P)^{1/2}} \right] \qquad (۱-۴۸)$$

اگر I_D را نسبت به I_{DSS} نرمالیزه کنیم و با استفاده از روابط ۱-۴۷ و ۱-۴۸ بر حسب V_{GS}/V_P رسم کنیم منحنی شکل ۱- ۲۲ به دست می آید که در آن $\psi_o \cong \frac{V_P}{3}$ فرض شده است. در شکل ۱-۲۲ منحنی دیگری وجود دارد که برای رسم آن از رابطه درجه دوم ۱-۴۹ استفاده شده است.

$$I_D = I_{DSS} (1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2 \qquad (۱-۴۹)$$



شکل ۱-۲۲ : مقایسه تابع انتقال نرمالیزه شده یک FET حاصل از روابط اصلی و رابطه درجه دوم

$$I_D = I_{DSS} (1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2 \qquad (۱-۴۹)$$

همانطور که مشاهده می کنید این دو منحنی تطابق کاملاً نزدیکی دارند . به همین دلیل رابطه ۱-۴۹ معمولاً به عنوان تقریبی از مشخصه JFET در ناحیه انسداد (اشباع) به کار می رود و آن را مشخصه قانون مجذور می نامند. در ناحیه اشباع است که FET عموماً برای استفاده به عنوان تقویت کننده بایاس می شود. لازم به ذکراست که تابع درجه دوم ۱- ۴۹ برای JFET هایی که دارای منحنی

ناخالصی با تغییر یکنواخت در کانال هستند تقریب بهتری است. JFET هایی که ساختار داخلی آنها در شکل ۱ـ ۱۹ نشان داده شد از این توصیف تبعیت می کنند.

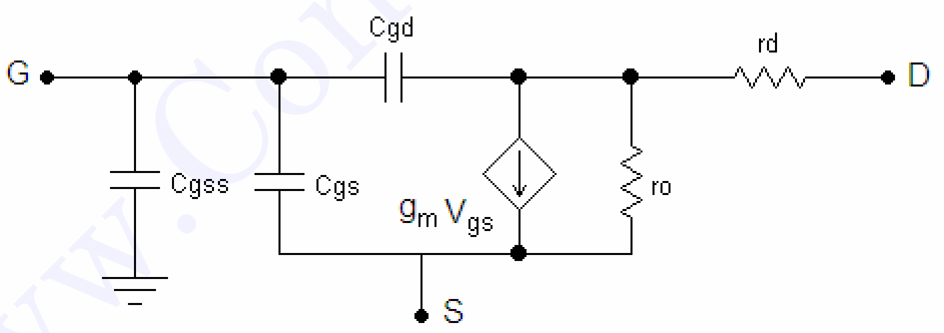
توجه داشته باشید که در مدارهای قیاسی (آنالوگ) ، JFET معمولا در ناحیه اشباع مشخصه اش به کار گرفته می شود . بنابراین ، واژه "اشباع " در مورد JFET مفهومی کاملاً متفاوت با اشباع یک ترانزیستور دو قطبی دارد. شاید مناسب تر باشد که در JFET به جای واژه ناحیه اشباع از واژه ناحیه انسداد استفاده شود.

۱ـ۷ : مدل سیگنال- کوچک JFET

با روش هایی مشابه آنچه برای ترانزیستور دو قطبی به کار گرفته شد ، می توان مدل سیگنال- کوچک JFET را به دست آورد. از آنجا که در کاربردهای سیگنال- کوچک ، از JFET تقریباً همیشه در ناحیه انسداد (اشباع) استفاده می شود ، مدار معادل هم برای کار در این ناحیه ایجاد می شود . بنابراین ، با فرض اینکه JFET در ناحیه انسدا د بایاس شده باشد ، مدار معادل کامل سیگنال - کوچک شکل ۱ـ۲۳ بدست خواهد آمد .

با توجه به این مدار معادل و با استفاده از رابطه ۱ـ۴۹ هدایت متقابل سیگنال-کوچک را می توان به طریق زیر به دست آورد :

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}) \qquad (۱-۵۰)$$



شکل ۱ـ۲۳ مدار معادل سیگنال-کوچک JFET

با فرض $V_{GS}=0$:

$$g_m\Big|_{V_{GS}=0} = g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \qquad (۱-۵۱)$$

بنابراین :

$$g_m = g_{mo}(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}) \qquad (۱-۵۲)$$

www.ControlMakers.ir

کمیت g_{mo} همیشه مثبت است زیرا در JFET های P- کانالی جریان I_{DSS} و در JFET های N-کانالی ولتاژ V_P منفی خواهند بود. معادله ۱-۵۱ نشان می دهد که تغییرات g_m در اثر تغییر V_{GS} خطی است . روش تجربی مفید برای تعیین V_P رسم g_m بر حسب V_{GS} و برونیابی تا محور V_{GS} است. چون از این راه ، نسبت به رسم I_D بر حسب V_{GS} ، تقاطع بسیار دقیق تری به دست می آید.

۱-۷-۱ مقاومت خروجی سیگنال-کوچک JFET

نمودارهای ولتاژ- جریان شکل ۱-۲۱ نشان می دهد که JFET در ناحیه انسداد دارای مقاومت خروجی محدودی است و نمودارها همگی در نقطه یکسانی روی محور V_{DS} متمرکز می شوند. بنابراین ، رابطه ۱-۴۹ میبایست به ترتیبی اصلاح گردد تا تاثیر تغییرات ولتاژ V_{DS} نیز در آن منظور شده باشد. این مشکل را می توان با اضافه کردن جمله ای به رابطه ۱-۴۹ به شرح زیر حل کرد:

$$I_D = I_{DSS}\,(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2\,(1+\lambda V_{DS}) \qquad (۵۳\text{-}۱)$$

پارامتر λ برای JFET های P-کانالی منفی و برای N-کانالی مثبت ، با قدر مطلق نوعی $10^{-2}\ V^{-1}$ است . توجه کنید که $\frac{1}{\lambda}$ مشابه ولتاژ ارلی V_A برای ترانزیستورهای دو قطبی است.

حال با توجه به رابطه ۱-۵۳ ، امپدانس خروجی JFET برابر است با :

$$\frac{1}{r_o} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{DSS}\,(1+\frac{V_{GS}}{V_P})^2 \qquad (۵۴\text{-}۱)$$

به علاوه با استفاده از رابطه ۱-۵۳ می توان نوشت:

$$(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2 = \frac{I_D}{I_{DSS}\,(1+\lambda V_{DS})} \qquad (۵۵\text{-}۱)$$

جایگزینی ۱-۵۵ در ۱-۵۴ نتیجه می دهد.

$$\frac{1}{r_o} = \frac{\lambda I_D}{1+\lambda V_{DS}} \qquad (۵۶\text{-}۱)$$

چون $\lambda V_{DS} << 1$ است ، بنابراین :

$$\frac{1}{r_o} \approx \lambda I_D \quad \Rightarrow \quad r_o \approx \frac{1}{\lambda I_D} \qquad (۵۷\text{-}۱)$$

۱-۷-۲ عناصر مزاحم

در شکل های ۱-۱۹ و ۱-۲۰ می توان دید که مدار معادل سیگنال- کوچک JFET نیز شامل ظرفیت های مربوط به لایه گیت به سورس ، گیت به درین و گیت به پایه است . تمامی این ظرفیت های خازنی از نوع انتقالی (transition) هستند. چون ناخالصی در پیوند گیت- کانال معمولاً یکنواخت است ، ظرفیت گیت- سورس (C_{gs}) و ظرفیت گیت- درین (C_{gd}) را می توان به کمک رابطه ۱-۳۱ برای یک JFET با کانال نوع P در ناحیه انسداد به صورت زیر نشان داد .

$$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{(1+\frac{V_{GS}}{\psi_o})^{1/3}} \qquad (۱-۵۸)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{gdo}}{(1+\frac{V_{GD}}{\psi_o})^{1/3}} \qquad (۱-۵۹)$$

ظرفیت C_{gss} از گیت به پایه ، متناظر است با ظرفیت کلکتور به پایه در ترانزیستور NPN و در نتیجه :

$$C_{gss} = \frac{C_{gsso}}{(1+\frac{V_{GSS}}{\psi_o})^{1/2}} \qquad (۱-۶۰)$$

که در آن V_{GSS} ولتاژ گیت نسبت به پایه است.

بالاخره در JFET مقاومت های مزاحمی بین اتصال های سورس و درین و ناحیه فعال کانال وجود دارد. مقاومت سری با سورس مشخصه های انتقالی اندازه گیری شده JFET را بدین ترتیب تغییر می دهد که I_{DSS} و g_{mo} از آنچه انتظار می رود کمتر خواهند بود. ولی چون از داده های اندازه گیری شده برای I_{DSS} ، V_P و g_{mo} استفاده می شود تاثیر مقاومت سری سورس به سهولت در این پارامترها جای داده می شود و لازم نیست در مدار معادل منظور شود. در اغلب موارد وجود مقاومت سری سورس بر صحت تقریب درجه دوم اثری ندارد. به علاوه همانند ترانزیستورهای دو قطبی ، برای سهولت محاسبه دستی پارامترهای مدارهای طراحی شده با JFET ازمقاومت درین هم صرفنظر می شود.

توجه کنید که مدار معادل سیگنال- کوچک JFET شکل ۱-۲۲، کاملاً مشابه مدار معادل ترانزیستور دو قطبی است و بخش عمده ای از مطالب ارائه شده در مورد مدارهای ترانزیستور دو قطبی برای مدارهای JFET نیز قابل استفاده است ، به شرط اینکه مقادیر پارامترها درست به کار برده شوند.

۱-۷-۳ بهره جریان اتصال کوتاه در JFET

پاسخ فرکانسی JFET را می توان همانند ترانزیستور دو قطبی محاسبه کرد. اگر روش بکار رفته در بخش ۱-۵ را برای JFET تکرار کنیم ، فرکانسی که در آن بهره جریان به یک می رسد محاسبه خواهد شد.

$$C_T = C_{gs} + C_{gd} + C_{gss}$$

$$i_d = g_m v_{gs} \qquad , \qquad v_{gs} = i_i \left(\frac{1}{SC_T}\right)$$

$$\frac{i_d}{i_i} = A_i = \frac{g_m}{SC_T} = \frac{g_m}{j2\pi f (C_T)}$$

$$|A_i|_{f=f_C} = 1 \;\Rightarrow\; f_C = \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{gd} + C_{gss})} \qquad (۱-۶۱)$$

مثال:

مدار معادل سیگنال- کوچک یک JFET از نوع P کانالی را به دست آورید که در آن $V_{GSS} = 10\ V$ و $V_{DS} = -5\ V$, $I_D - 0.5\ mA$. پارامترهای JFET از این قرارند :
$\lambda = -10^{-2}\ V^{-1}$ و $V_P = 2\ V$, $I_{DSS} = -1\ mA$, $C_{gsso} = 4\ pf$, $C_{gdo} = 0.5\ pf$, $C_{gso} = 2\ pf$
$r_d = 50\ \Omega$. مقدار ψ_o برای C_{gs} و C_{gd} ، 0.7 V و برای C_{gss} برابر 0.52 V است.

حل :

از رابطه ۱-۴۹:

$$V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{Dss}}}\right) = 2\left(1 - \sqrt{\frac{0.5}{1}}\right) = 0.586\ V$$

از رابطه ۱-۵۰ :

$$g_m = -\frac{2(-1)}{2}\left(1 - \frac{0.586}{2}\right) = 0.707\ mA/V$$

مقاومت خروجی سیگنال کوچک از رابطه ۱-۵۷:

$$r_o = \frac{1}{10^{-2} \times 0.5} = 200\ K\Omega$$

بالاخره ، برای محاسبه ظرفیتهای FET از روابط ۱-۵۸ تا ۱-۶۰ استفاده می کنیم و نتایج به شرح زیر خواهد بود

$$C_{gs}=\frac{2}{(1+\frac{0.586}{0.7})^{1/3}}=1.63\ pf$$

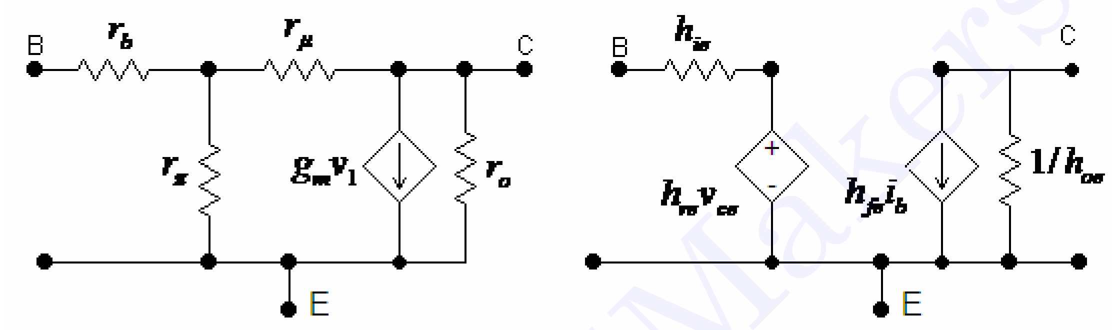
$$C_{gd}=\frac{0.5}{(1+\frac{5.586}{0.7})^{1/3}}=0.24\ pf$$

$$C_{gss}=\frac{4}{(1+\frac{10}{0.52})^{1/2}}=0.89\ pf$$

www.ControlMakers.ir

۱-۸: مقایسه مدل های هایبرید و هایبرید- π ترانزیستور دو قطبی

در بخش های گذشته ضمن آشنائی با روش ساخت مدارات مجتمع ، مدار معادلی برای ترانزیستور دو قطبی و JFET بدست آوردیم که آن را مدار معادل هایبرید - π می نامند . این مدار معادل ها با بررسی ساختار داخلی قطعات بدست آمدند. مدار معادل دیگری برای این قطعات در فرکانس میانی و از طریق اندازه گیری پارامترهای بیرونی بدست می آید که آن را مدار معادل هایبرید می نامند . هر دو مدار معادل مجدداً در شکل ۱-۲۴ رسم شده است . توجه داشته باشید که مدار معادل هایبرید - π در فرکانس میانی (حذف خازنها) رسم شده است . هدف این بخش استخراج روابط حاکم بین این دو مدار معادل در فرکانس میانی است .



(هایبرید - π) (هایبرید)

شکل ۱-۲۴ : مدار معادل هایبرید و هایبرید - π ترانزیستور دو قطبی

با توجه به تعاریف بکار رفته در محاسبه پارامترهای h ، و استفاده از همین تعاریف :

الف : امپدانس ورودی

$$h_{ie}=\frac{\partial v_B}{\partial i_B}\Big|_{V_C=\text{constant}}=r_b+r_\pi \| r_\mu$$

$$r_\mu >> r_\pi \quad \Rightarrow \quad h_{ie}=r_b+r_\pi \qquad (۱-۶۲)$$

ب : بهره جریان

$$h_{fe}=\frac{\partial i_C}{\partial i_B}\approx\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}\Big|_{V_C=\text{constant}}$$

$$i_b=\frac{v_1}{r_\pi}+\frac{v_1}{r_\mu} \quad \Rightarrow \quad v_1=\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu}i_b$$

$$g_m v_1=i_C+\frac{v_1}{r_\mu} \quad \Rightarrow v_1(g_m+\frac{1}{r_\mu})=i_C$$

$$i_C=(g_m+\frac{1}{r_\mu})(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu})i_b \quad \Rightarrow h_{fe}=\frac{i_C}{i_b}=(g_m+\frac{1}{r_\mu})(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu})$$

$$h_{fe}=(g_m)(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu})+(\frac{1}{r_\mu})(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu})=(g_m)(\frac{r_\pi r_\mu}{r_\pi+r_\mu})+(\frac{r_\pi}{r_\pi+r_\mu})$$

$$if \quad r_\mu>>1 \quad \text{و} \quad r_\mu>>r_\pi \quad \Rightarrow \quad h_{fe}\approx g_m r_\pi$$

$$h_{fe} = g_m r_\pi \qquad (۱-۶۳)$$

ج: ادمیتانس خروجی

$$h_{oe} = \frac{\partial i_C}{\partial v_c}\bigg|_{i_b = constant}$$

$$i_c = \frac{v_C}{r_o} + g_m v_1 + \frac{v_C}{r_\pi + r_\mu}$$

$$v_1 = v_C \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu}\right)$$

$$i_C = v_C \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1 + g_m r_\pi}{r_\pi + r_\mu}\right) \quad \Rightarrow \quad \frac{i_C}{v_C} = h_{oe} = \frac{1}{r_o} + \frac{1 + g_m r_\pi}{r_\pi + r_\mu}$$

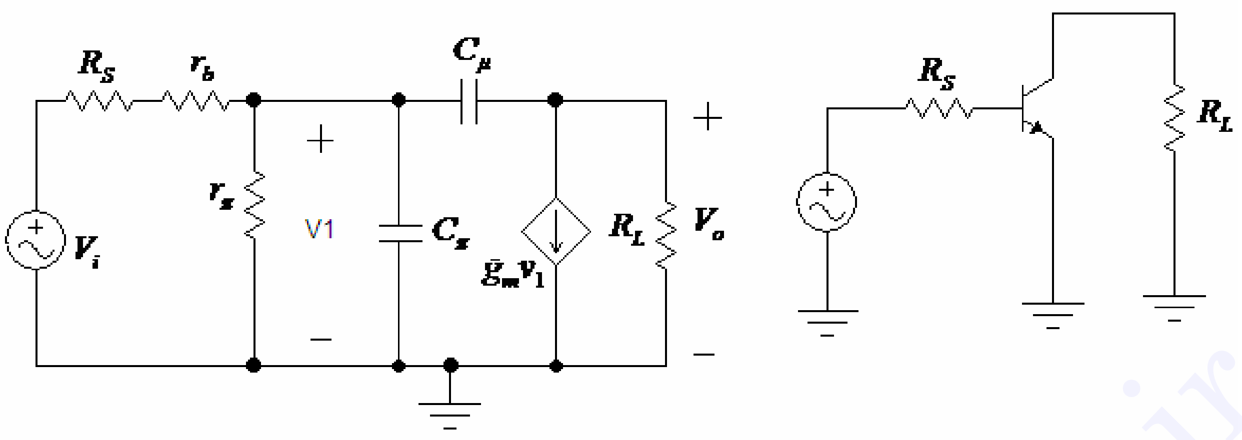
$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} + \frac{h_{fe} + 1}{r_\pi + r_\mu} \qquad if \quad r_o > \frac{r_\pi + r_\mu}{h_{fe} + 1} \quad \Rightarrow \quad h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o} \qquad (۱-۶۴)$$

بنابراین ، با توجه به روابط فوق می توان پارامترهای مدار معادل هایبرید و هایبرید π را به یکدیگر تبدیل نمود.

۱-۹ پاسخ فرکانس تقویت کننده یک طبقه (امیتر مشترک)

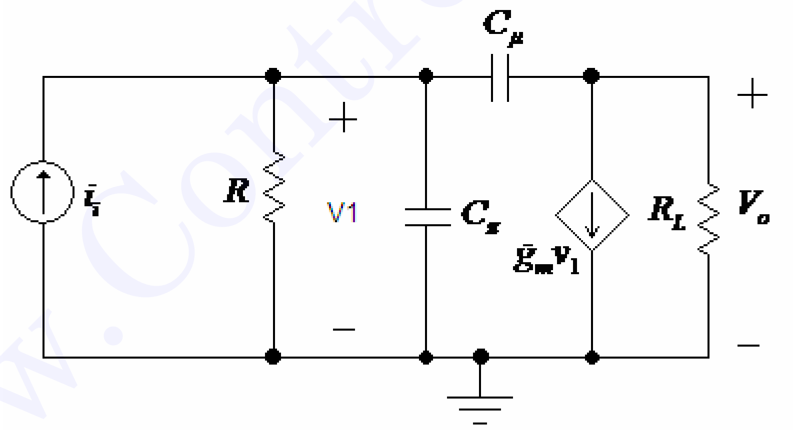
اینک که با ساختمان داخلی و مدار معادل ترانزیستور BJT و JFET آشنا شدید ، در این بخش با استفاده از سه روش مختلف فرکانس قطع بالای یک تقویت کننده امیتر مشترک را محاسبه و نتایج را با هم مقایسه می کنیم . مدار AC یک طبقه امیتر مشترک را که در شکل ۱-۲۵الف ارائه شده در نظر بگیرید. در شکل ۱-۲۵ ب به جای ترانزیستور دو قطبی مدار معادل هایبرید π قرار گرفته است. به منظور تسریع در انجام محاسبات فرض کرده ایم $r_C = r_{ex} = 0$, $r_\mu \to \infty$, $r_o \to \infty$.



شکل ۱-۲۵:(الف) مدار AC یک طبقه امیتر مشترک (ب) قرار گرفتن مدار معادل هایبرید π ترانزیستور درمدار اولیه

۱-۹-۱ محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق

برای محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق آسانتر است که منبع ولتاژ ورودی شکل ۱-۲۵ب را به مدار معادل نورتن تبدیل کنیم که نتیجه مجدداً در شکل ۱-۲۶ رسم شده است . توجه کنید که در این مدار $i_i=\dfrac{v_i}{R_S+r_b}$ و $R=r_\pi \| (R_S+r_b)$.



شکل ۱-۲۶ : مدار معادل شکل ۱-۲۵ با تبدیل مدار تونن ورودی به معادل نورتن

ابتدا برای مدار شکل ۱-۲۶ معادلات گره نوشته می شود ، سپس نسبت $\dfrac{v_o}{i_i}$ و بالاخره نسبت $\dfrac{v_o}{v_i}$ محاسبه خواهد شد . در خاتمه با استفاده از رابطه بدست آمده فرکانس قطع بالا (یا همان فرکانس $-3db$) محاسبه می شود. نتیجه عملیات به شرح زیر خواهد بود

www.ControlMakers.ir

حاصل جمع جریانها روی گره B' :

$$i_i = \frac{v_1}{R} + v_1 SC_\pi + (v_1 - v_o) SC_\mu \qquad (۱-۶۵)$$

حاصل جمع جریانها روی گره کلکتور (C) :

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1) SC_\mu = 0 \qquad (۱-۶۶)$$

معادله ۱-۶۶ را می توان به این صورت نوشت:

$$(g_m - SC_\mu) v_1 = -v_o \left(\frac{1}{R_L} + SC_\mu\right) \qquad (۱-۶۷)$$

محاسبه v_1 از رابطه ۱-۶۷:

$$v_1 = -v_o \left(\frac{G_L + SC_\mu)}{(g_m - SC_\mu)}\right) \qquad (۱-۶۸)$$

جایگزینی رابطه ۱-۶۸ در رابطه ۱-۶۵ و مرتب کردن آن :

$$i_i = -v_o \left[\left(\frac{1}{R} + SC_\pi + SC_\mu\right)\left(\frac{G_L + SC_\mu)}{(g_m - SC_\mu)}\right) - SC_\mu\right] \qquad (۱-۶۹)$$

محاسبه نسبت $\frac{v_o}{i_i}$ از رابطه ۱-۶۹:

$$\frac{v_o}{i_i} = -\frac{RR_L (g_m - SC_\mu)}{1 + S(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m RR_L C_\mu) + S^2 RR_L C_\mu C_\pi} \qquad (۱-۷۰)$$

جایگزینی نسبت i_i و v_i به جای i_i در رابطه ۱-۷۰:

$$A_v(S) = \frac{v_o}{v_i} = \left(-\frac{g_m RR_L}{R_S + r_b}\right) \times \left(\frac{1 - \frac{C_\mu}{g_m} S}{1 + S(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m RR_L C_\mu) + S^2 RR_L C_\mu C_\pi}\right) \qquad (۱-۷۱)$$

نتیجه منظور کردن فرکانس میانی برای سیگنال ورودی و جایگزینی مقدار R:

$$A_v(o) = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{\omega=0} = -g_m R_L \left(\frac{R}{R_S + r_b}\right) = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}\right) \qquad (۱-۷۲)$$

رابطه ۱-۷۱ که نسبت ولتاژ خروجی به ورودی مدار و تابعی از S است ، دارای دو قسمت کاملاً مجزاست ، قسمت اول که هیچ نوع وابستگی به فرکانس سیگنال ورودی ندارد و در حقیقت بهره فرکانس میانی مدار است و آن را در رابطه ۱-۷۲ به صورت $A_v(o)$ نوشته ایم ، قسمت دوم که وابستگی به فرکانس دارد و باید آن را مورد تجزیه و تحلیل بیشتر قرار داد .

قسمت دوم رابطه ۱-۷۱ نشان می دهد که تابع تبدیل $\frac{v_o}{v_i}$ یک صفر حقیقی و مثبت با مقدار $\frac{g_m}{C_\mu}$ دارد ، که نتیجه انتقال مستقیم سیگنال از طریق C_μ به خروجی است . اثر این صفر ، غیر از حالت فرکانسهای بسیار بالا همیشه ناچیز است و از آن می توان چشمپوشی کرد . مخرج رابطه ۱-۷۱ نشان می دهد که تابع تبدیل دوقطب دارد و در عمل معمولاً این قطب ها در فرکانس های دور از هم قرار گرفته اند . اگر قطب ها در P_1 و P_2 باشند می توان مخرج ۱-۷۱ را به صورت زیر نوشت:

$$D(S)=(1-\frac{S}{P_1})(1-\frac{S}{P_2}) \qquad (۱-۷۳)$$

بنابراین :

$$D(S)=1-S\,(\frac{1}{P_1}+\frac{1}{P_2})+\frac{S^2}{P_1 P_2} \qquad (۱-۷٤)$$

اگر فرض کنیم که فاصله قطب ها از یکدیگر بسیار زیاد است ، به بیان دیگر با فرض این که $|P_2|>>|P_1|$ باشد ، در آنصورت رابطه ۱-۷٤ را می توان به فرم زیر نوشت :

$$D(S)\approx 1-S\,(\frac{1}{P_1})+\frac{S^2}{P_1 P_2} \qquad (۱-۷۵)$$

حال اگر ضریب S در معادله ۱-۷۵ را با ضریب S درقسمت دوم معادله ۱-۷۱ مقایسه کنیم ، می توان نتیجه گرفت که :

$$P_1=\frac{1}{C_\mu R_L+C_\mu R+C_\pi R+g_m R R_L C_\mu}=\frac{1}{C_\mu(R_L+R+g_m R R_L)+C_\pi R} \qquad (۱-۷٦)$$

اگر مقدار R را در رابطه ۱-۷۶ جایگزین کنیم و رابطه را مرتب کنیم نتیجه به صورت زیر خواهد شد

$$P_1=-\frac{R_S+r_b+r_\pi}{(R_S+r_b)r_\pi}\times\frac{1}{C_\pi+C_\mu[(1+g_m R_L)+\frac{R_L}{R}]} \qquad (۱-۷۷)$$

به علاوه با مقایسه ضریب S^2 رابطه ۱-۷۵ با ضریب S^2 معادله ۱-۷۱ می توان رابطه مربوط به قطب دوم یا قطب غیر غالب را به دست آورد.

$$P_2=\frac{1}{P_1}\frac{1}{R_L R C_\mu C_\pi} \qquad (۱-۷۸)$$

www.ControlMakers.ir

با جایگزینی P_1 از رابطه ۱-۷۷ در ۱-۷۸ :

$$P_2 = -(\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{RC_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi}) \qquad (۱-۷۹)$$

اینک که روابط مربوط به بهره فرکانس میانی ، صفر و قطب های یک امیتر مشترک را بدست آورده ایم ، نتایج را برای مقایسه با روشهای دیگر از طریق یک مثال محاسبه می کنیم.

مثال :

برای مدار شکل ۱-۲۵ الف و با فرض $R_S = 1K\Omega$, $r_b = 200\ \Omega$, $I_C = 1\ mA$, $\beta = 100$, $f_T = 400MHz\ (at\ I_C = 1mA)$, $C_\mu = 0.5\ pf$, $R_L = 5\ K\Omega$ فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

حل :

ابتدا با استفاده از روابط اثبات شده مقادیر عناصر موجود در مدار معادل شکل ۱-۲۵ ب را محاسبه می کنیم.

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 100(\frac{26\ mV}{1mA}) = 2.6\ \ K\Omega \quad , \quad g_m = \frac{1mA}{26mV} = 38.46\ mS$$

$$C_\pi + C_\mu = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1}{(6.28)(26)(400MHz)} = 15.3\ pf \quad \Rightarrow \quad C_\pi = 15.3 - 0.5 = 14.8\ pf$$

$$R = r_\pi \| (R_S + r_b) = 2.6 \| 1.2 = 0.821\ K\Omega$$

محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی با استفاده از رابطه ۱-۷۲ :

$$A_v(o) = -g_m R_L (\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}) = -(38.46mS \times 5\ K\Omega)(\frac{2.6\ K\Omega}{1K\Omega + 0.2\ K\Omega + 2.6\ K\Omega})$$

$$A_v(o) = -131.5$$

محاسبه قطب غالب با استفاده از رابطه ۱-۷۷ :

$$P_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \times \frac{1}{C_\pi + C_\mu[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R}]}$$

$$P_1 = -\frac{1 + 0.2 + 2.6}{(1 + 0.2)2.6} \times \frac{1}{14.8\ pf + 0.5[(1 + 38.46 \times 5) + \frac{5}{0.821}]}$$

$$P_1 = -10.63\ \ Mrad/\sec$$

$$f_1 = \frac{|P_1|}{2\pi} = \frac{10.63}{6.28} = 1.69\ MHz$$

محاسبه قطب دوم با استفاده از رابطه ۱-۷۹:

$$P_2 = -(\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{RC_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi})$$

$$P_2 = -(400\ M + 82.3M + 13.51M + 2598.7M) = -3094.5\ \ Mrad/\sec$$

$$f_2 = \frac{|P_2|}{2\pi} = \frac{3094.5}{6.28} = 492\ MHz$$

محاسبه صفر تابع :

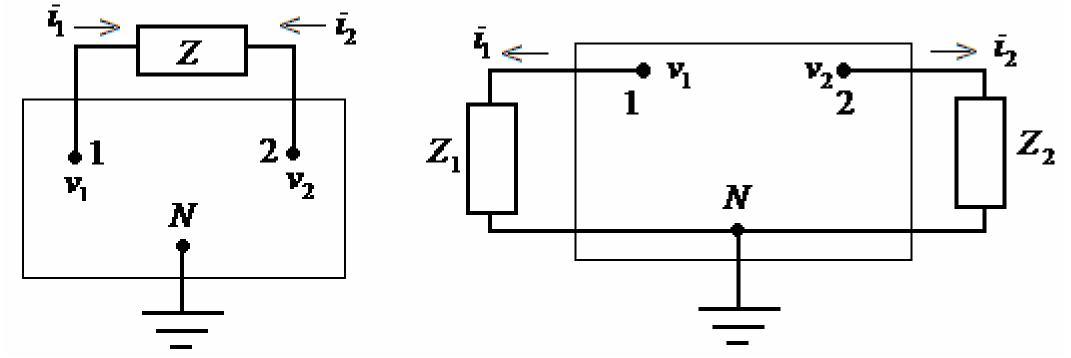
$$Z = -\frac{g_m}{C_\mu} = -\frac{1}{r_e C_\mu} = \frac{1}{26 \times 0.5\ pf} = 7692.3\ \ Mrad/\sec$$

$$f_Z = \frac{|Z|}{2\pi} = \frac{7692.3}{6.28} = 12.25\ \ GHz$$

با توجه به نتایج بدست آمده بهره مدار برابر با 131.5- و فرکانس قطع بالای مدار همان فرکانس قطب غالب یا $f_H = f_1 = 1.69\ MHz$ خواهد بود .

۱-۹- ۲ : تئوری میلر

اکنون بحث اصلی ، محاسبه فرکانس قطع بالا، را رها می کنیم و به طور خلاصه در باره قضیه ای که در قسمت بعد و همچنین در موارد دیگر کار برد دارد را مورد بحث قرار می دهیم . مدار شکل ۱-۲۷ (لف)را در نظر بگیرید که می تواند یک مدار کلی با N گره مختلف باشد. لکن ، فرض کنید که فعلاً مدار دارای سه گره 1 و 2 و N است و ولتاژ گره ها به ترتیب برابر V_1 ، V_2و V_N است که $V_N = 0$ بوده و N گره زمین یا مبنا می باشد. گره های 1 و 2 به وسیله امپدانس Z به یکدیگر متصل شده اند. به علاوه مدار شکل ۱-۲۷(ب) را در نظر بگیرید که این مدار هم می تواند یک مدار کلی با N گره مختلف باشد ، لکن همانند مدار قبل فرض می کنیم مدار دارای سه گره 1 ، 2 و N با ولتاژهای V_1 ، V_2 و V_N است. در این مدار گره های 1 و N با امپدانس Z_1 و گره های 2 و N با امپدانس Z_2 به هم متصل شده اند. هدف از تئوری میلر آن است که در موارد ضروری بتوان مدار



شکل ۱-۲۷ : مدار های مربوط به قضیه میلر . ولتاژ گره ها در مدارهای الف و ب مشابه هستند

شکل ۱-۲۷ (ب) را جایگزین مدار شکل ۱-۲۷ (الف) کرد. فرض کنید در مدار ۱-۲۷ (الف) جریان I_1 از گره 1 خارج می شود و جریان I_2 از گره شماره 2 . اگر مقادیر Z_1 و Z_2 در مدار شکل ۱-۲۷ (ب) را چنان انتخاب کنیم که همان جریان I_1 از گره 1 وجریان I_2 از گره 2 خارج شوند در آنصورت می توان مدار دوم را جایگزین مدار اول کرد . با توجه به مدار (الف) روابط زیر را می توان نوشت

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} \qquad (۱-۸۰)$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} \qquad (۱-۸۱)$$

برای مدار (ب) هم روابط زیر صادق است :

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} \qquad (۱-۸۲)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2} \qquad (۱-۸۳)$$

برای اینکه مدار (ب) بتواند جایگزین مدار (الف) شود ، لازم است معادله ۱-۸۰ برابر معادله ۱-۸۲ و معادلات ۱-۸۱ و ۱-۸۳ هم برابر هم قرار بگیرند . بنابراین :

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1}{Z_1}$$

$$\frac{Z}{Z_1} = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \quad \Rightarrow Z_1 = Z\left(\frac{V_1}{V_1 - V_2}\right)$$

حال با فرض اینکه $K = \frac{V_2}{V_1}$ باشد :

www.ControlMakers.ir

$$Z_1 = Z\left(\frac{V_1}{V_1 - V_2}\right) = Z\left(\frac{1}{1 - \frac{V_2}{V_1}}\right) = Z\left(\frac{1}{1-K}\right)$$

$$Z_1 = Z\left(\frac{1}{1-K}\right) \qquad (۱-۸٤)$$

با انجام عملیاتی مشابه برای روابط ۱- ۸۱ و ۱-۸۳ خواهیم داشت :

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2}{Z_2}$$

$$\frac{Z}{Z_2} = \frac{V_2 - V_1}{V_2} \Rightarrow Z_2 = Z\left(\frac{V_2}{V_2 - V_1}\right)$$

با همان فرض $K = \frac{V_2}{V_1}$:

$$Z_2 = Z\left(\frac{V_2}{V_2 - V_1}\right) = Z\left(\frac{1}{1 - \frac{V_1}{V_2}}\right) = Z\left(\frac{1}{1 - \frac{1}{K}}\right)$$

$$Z_2 = Z\left(\frac{K}{K-1}\right) \qquad (۱-۸٥)$$

بنابراین با بکار گیری معادلات ۱-۸٤ و ۱-۸٥ می توان مدار (ب) را جایگزین مدار (الف) کرد. البته باید تاکید نمود که این قضیه صرفاً در حالتی برای محاسبات قابل استفاده است که بتوان به روش مستقلی مقدار A_v را محاسبه نمود .

۱-۹-۳ : محاسبه فرکانس قطع بالا با بکار گیری تقریب میلر

با استفاده از تئوری میلر بیان شده در بخش قبل می توان مدار شکل ۱-۲۵(ب) را به طور تقریبی تحلیل و تابع انتقال مدار را محاسبه کرد. عنصری که در مدار شکل ۱-۲۵ (ب) نقش Z در روابط ۱-۸۴ و ۱-۸۵ را دارد خازن C_μ است . همانطور که در این شکل مشاهده می شود خازن C_μ بین دو گره با ولتاژهای V_1 و V_o قرار گرفته است . بنابراین ، با توجه به روابط ۱-۸۴ و ۱-۸۵ ابتدا بهره و سپس مقادیر خازنهای $C_{\mu1}$ و $C_{\mu2}$ را که به ترتیب معادل Z_1 و Z_2 هستند محاسبه می کنیم.

$$K = \frac{v_o}{v_1} \qquad (۱-۸۶)$$

با صرفنظر کردن از جریان داخل خازن C_μ در مقایسه با جریان $g_m v_1$ مقدار K یعنی بهره ولتاژ از بیس داخلی تا کلکتور برابر است با :

$$v_o = -g_m v_1 R_L \quad \Rightarrow \quad K = \frac{v_o}{v_1} = -g_m R_L \qquad (۱-۸۷)$$

حال با در اختیار داشتن مقدار K می توانیم مقادیر $C_{\mu1}$ و $C_{\mu2}$ را محاسبه کنیم :

$$Z_1 = Z\left(\frac{1}{1-K}\right) \Rightarrow \frac{1}{SC_{\mu1}} = \frac{1}{SC_\mu}\left(\frac{1}{1-K}\right)$$

$$C_{\mu1} = C_\mu(1-K) = C_\mu(1+g_m R_L) \qquad (۱-۸۸)$$

در برخی از منابع خازن $C_{\mu1}$ را اصطلاحاً خازن میلر هم می نامند و آن را با C_M نشان می دهند .

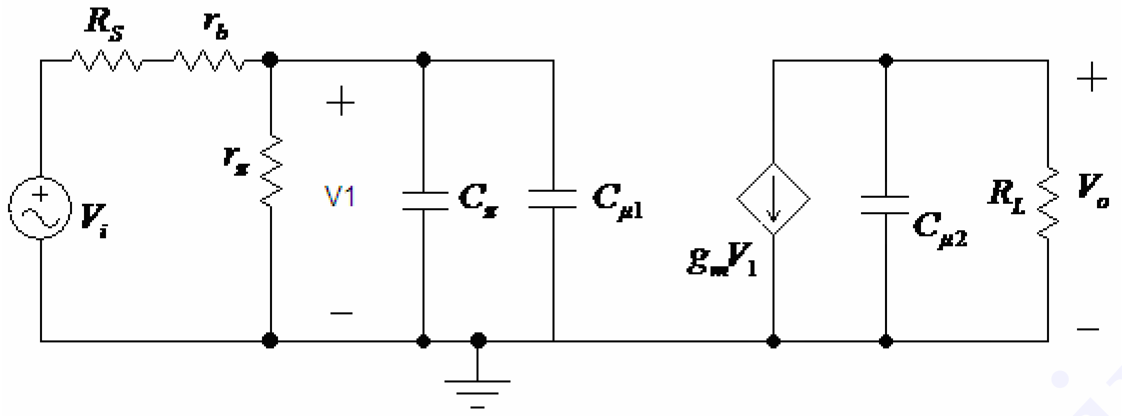
از آنجائی که اغلب $g_m R_L >> 1$ است ، خازن میلر غالباً خیلی بزرگتر از C_μ خواهد بود . در حقیقت هرچه بهره مدار بیشتر باشد خازن میلر بزرگتر خواهد بود و نقش آن در تعیین فرکانس قطع بالا نمایان تر خواهد شد . و اما مقدار خازن $C_{\mu2}$:

$$Z_2 = Z\left(\frac{K}{K-1}\right) \Rightarrow \frac{1}{SC_{\mu2}} = \frac{1}{SC_\mu}\left(\frac{K}{K-1}\right)$$

$$C_{\mu2} = C_\mu\left(1-\frac{1}{K}\right) = C_\mu\left(1+\frac{1}{g_m R_L}\right) \qquad (۱-۸۹)$$

با همان استدلال قبل مقدار خازن $C_{\mu2}$ تقریباً برابر است با C_μ . حال با توجه به نتایج به دست آمده در روابط ۱-۸۸ و ۱-۸۹ و اصل تئوری میلر، مدار شکل ۱-۲۵ مجدداً در شکل ۱-۲۸ رسم شده است . مدار شکل ۱-۲۸ در ورودی دارای دو خازن موازی است که حاصل جمع آنها با توجه به مطالب بیان شده بسیار بزرگتر از خازن C_μ موجود در شبکه خروجی است . بنابراین در غالب موارد از خازن C_μ موجود در شبکه خروجی صرفنظر می شود. با فرض اینکه خازن C_μ از شبکه خروجی حذف شده باشد تابع انتقال مدار را محاسبه می کنیم . با استفاده از رابطه ۱-۸۸ و شکل ۱-۲۸:

$$C_t = C_\pi + C_{\mu1} = C_\pi + C_\mu(1+g_m R_L) \qquad (۱-۹۰)$$



شکل ۱-۲۸ : مدار معادل یک طبقه امیتر مشترک رسم شده با استفاده از تئوری میلر

$$v_1 = v_i\left(\frac{\dfrac{r_\pi}{1+Sr_\pi C_t}}{\dfrac{r_\pi}{1+Sr_\pi C_t}+R_S+r_b}\right) \qquad (۹۱-۱)$$

$$v_o = -g_m R_L v_1 \qquad (۹۲-۱)$$

از جایگزینی روابط ۱-۹۰ و ۱-۹۱ در ۱-۹۲

$$A_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_L\left(\frac{r_\pi}{R_S+r_b+r_\pi}\right)\left(\frac{1}{1+SC_t\dfrac{(R_S+r_b)r_\pi}{R_S+r_b+r_\pi}}\right) \qquad (۹۳-۱)$$

$$A_v(o) = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{\omega=0} = -g_m R_L\left(\frac{r_\pi}{R_S+r_b+r_\pi}\right) \qquad (۹۴-۱)$$

رابطه ۱-۹۴ بهره مدار در فرکانس میانی ، دقیقاً برابر رابطه ۱-۷۲ است که در روش محاسبه فرکانس قطع بالا به روش دقیق بدست آمد. بنابراین رابطه ۱-۹۳ را می توان به شکل کلی زیر نوشت:

$$A_v(s) = \frac{v_o}{v_i} = A_v(o)\left(\frac{1}{1-\dfrac{S}{P_1}}\right) \qquad (۹۵-۱)$$

که در آن P_1 تنها قطب مدار و تعیین کننده فرکانس قطع بالای مدار است :

$$P_1 = -\frac{R_S+r_b+r_\pi}{C_t(R_S+r_b)r_\pi} \qquad (۹۶-۱)$$

و فرکانس قطع مدار برابراست با :

www.ControlMakers.ir

$$f_H = f_{-3db} = \frac{|P|}{2\pi} = \frac{R_S + r_b + r_\pi}{2\pi C_t (R_S + r_b) r_\pi}$$

$$f_H = \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \times \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]} \qquad (۹۷-۱)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)](r_\pi \| (R_S + r_b))}$$

مثال

با استفاده از تقریب میلر و با استفاده از داده های مربوط به مدار شکل۱- ۲۵(مثال قبل) ، بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

با استفاده از رابطه ۱-۹٤ مقدار بهره در فرکانس میانی برابر است با :

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_i}\Big|_{\omega=0} = -g_m R_L \left(\frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}\right)$$

$$A_v(o) = -38.46 \times 5 \left(\frac{2.6}{1 + .2 + 2.6}\right) = -131.5$$

و با استفاده از رابطه ۱-۹۷ فرکانس قطع بالای مدار را محاسبه می کنیم :

$$f_H = \frac{1}{2\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)](r_\pi \| (R_S + r_b))}$$

$$f_H = \frac{1}{6.28[14.8 + 0.5(1 + 38.46 \times 5)]_{pf} (1.2 \| 2.6)_{K\Omega}} = \frac{1}{6.28(111.5\,pf)(0.821 K\Omega)}$$

$$f_H = 1.74\ MHz$$

با توجه به نتایج به دست آمده تابع انتقال مدار برابر است با:

$$A_v(f) = \frac{-131.5}{1 + j\dfrac{f}{1.74 MHz}}$$

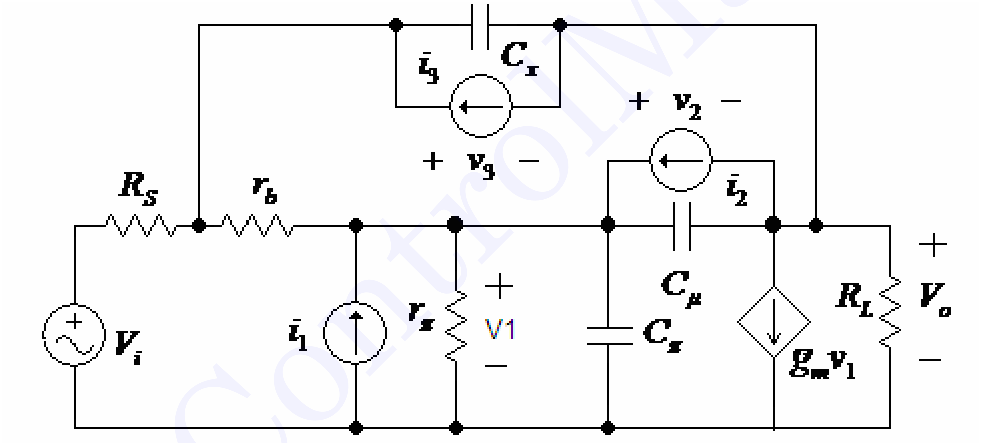
چنانچه نتایج بدست آمده از روش تقریب میلر را با روش دقیق مقایسه کنیم ، متوجه خواهیم شد که بهره مدار در فرکانس میانی برای هر دو روش کاملاً با هم برابرند. لکن فرکانس قطع بالا با روش تقریب میلر قدری در مقایسه با روش دقیق بیشتر است. اما به علت ساده تر بودن مراحل کار در بسیاری از

موارد روش مطلوبی خواهد بود.

۱-۹-۴: تحلیل به روش ثابت زمانی ارزش صفر (ZVTC)

روش ZVTC روش تقریبی دیگری است که تخمین مناسبی از فرکانس قطع (فرکانس 3db-) مدارهای یک طبقه و چند طبقه پیچیده را به روشی ساده تر امکان پذیر می سازد و در کارهای محاسباتی صرفه جوئی قابل ملاحظه ای ایجاد می کند . در این روش نیازی به تحلیل مدار به روش دقیق نیست و نتایج حاصل در حد قابل قبولی به نتایج واقعی نزدیک خواهند بود. این روش را با در نظر گرفتن یک مثال عملی تشریح می کنیم .

مدار معادل شکل ۱-۲۹را که مربوط به یک تقویت کننده یک طبقه امیتر مشترک است را در نظر بگیرید. همانطور که نشان داده شده خازن فیدبک به دو قسمت (C_X و $C\mu$) تقسیم شده است. در این روش تحلیل ، ولتاژ خازنها (V_1 ، V_2 و V_3) را به عنوان متغیر انتخاب می کنیم. ورودی خارجی V_i را بر می داریم و مدار را توسط سه منبع جریان مستقل i_1 , i_2 و i_3 در دو سر خازنها مطابق شکل ۱-۲۹ تحریک می کنیم. می توان نشان داد که با این انتخاب متغیرها ، معادلات مدار به صورت زیر در می آید.



شکل ۱-۲۹ : مدار معادل یک طبقه امیتر مشترک آماده شده برای تحلیل به روش ZVTC

$$i_1 = (g_{11} + SC_\pi)v_1 + g_{12}v_2 + g_{13}v_3 \qquad (۱-۹۸)$$

$$i_2 = g_{21}v_1 + (g_{22} + SC_\mu)v_2 + g_{23}v_3 \qquad (۱-۹۹)$$

$$i_3 = g_{31}v_1 + g_{32}v_2 + (g_{33} + SC_X)v_3 \qquad (۱-۱۰۰)$$

توجه داشته باشید که جملات g ضریب هدایت عناصر هستند ، و جملات حاوی S که به وسیله خازنها وارد معادلات شده اند تنها با متغیرهای ولتاژ خازن مربوطه همراه هستند و فقط در قطر دترمینان ظاهر می شوند. به بیان دیگر ، اگر مدار اولیه دارای n خازن باشد ، اولاً دارای n معادله خواهیم بود ثانیاً تمام جملات با ضریب S در قطر دترمینان ظاهر خواهند شد .

قطب های تابع تبدیل مدار ، صفرهای دترمینان (Δ) معادلات فوق هستند ، که می توان آن را به صورت زیر نوشت.

$$\Delta(S) = K_3 S^3 + K_2 S^2 + K_1 S + K_0 \qquad (۱-۱۰۱)$$

در معادله فوق ضرایب K از جملاتی از معادلات فوق تشکیل می شوند. به عنوان مثال K_2 ، مجموع ضرایب همه جملاتی است که در بسط دترمینان شامل S^2 هستند . معادله ۱-۱۰۱ را می توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\Delta(S) = K_0 (1 + b_1 S + b_2 S^2 + b_3 S^3) \qquad (۱-۱۰۲)$$

توجه داشته باشید که به علت وجود سه خازن در مدار ، دترمینان از درجه ۳ است . در معادله فوق K_0 مقدار $\Delta(S)$ در صورت صفر بودن تمام خازن ها است . به بیان دیگر :

$$K_0 = \Delta(s)\Big|_{C_\pi = C\mu = C_X = 0} \qquad (۱-۱۰۳)$$

بنابراین ، بهتر است K_0 را به فرم زیر تعریف کنیم :

$$K_0 \equiv \Delta_0 \qquad (۱-۱۰٤)$$

حال جمله K_1S در رابطه ۱-۱۰۱ را در نظر بگیرید . این جمله مجموع تمام جملات شامل S است که در محاسبه دترمینان حاصل می شوند. لکن از روابط ۱-۹۸ تا ۱-۱۰۰ پیداست که S تنها همراه با یک خازن می تواند ظاهر شود بنابراین جمله K_1S را می توان چنین نوشت :

$$K_1 S = h_1 SC_\pi + h_2 SC_\mu + h_3 SC_X \qquad (۱-۱۰۵)$$

که در آن h مقادیر ثابت هستند . با بسط دترمینان معادلات ۱-۹۸ تا ۱-۱۰۰ بر حسب سطر اول می توان جمله h_1 را به دست آورد.

$$\Delta(s) = (g_{11} + SC_\pi)\Delta_{11} + g_{12}\Delta_{12} + g_{13}\Delta_{13} \qquad (۱-۱۰٦)$$

در رابطه فوق Δ_{11} , Δ_{12} و Δ_{13} کوفاکتورهای دترمینان هستند. بررسی روابط ۱-۹۸ تا ۱-۱۰۰ نشان می دهد که C_π فقط در جمله اول ۱-۱۰٦ ظاهر می شود . بنابراین برای یافتن ضریب SC_π، باید Δ_{11} را با فرض $C_\mu = C_X = 0$ که سبب حذف سایر جملات خازنی در Δ_{11} می شود ، محاسبه کرد. البته ضریب SC_π همان h_1 در رابطه ۱-۱۰۵ است . لذا:

$$h_1 = \Delta_{11}\Big|_{C_\mu = C_X = 0} \qquad (۱-۱۰۷)$$

حال بسط دترمینان را نسبت به سطر دوم در نظر بگیرید. این بسط باید همان مقدار را برای دترمینان نتیجه دهد ، بنابراین :

$$\Delta(s) = g_{21}\Delta_{21} + (g_{22} + SC_\mu)\Delta_{22} + g_{23}\Delta_{23} \qquad (۱-۱۰۸)$$

در این حالت C_μ فقط در جمله دوم (۱-۱۰۸) ظاهر می شود. بنابراین ضریب SC_μ در این معادله با محاسبه Δ_{22} و با فرض $C_\pi = C_X = 0$ که باعث حذف سایر جملات خازنی می شود به دست می آید. این ضریب همان h_2 در رابطه (۱-۱۰۸) است ، لذا

$$h_2 = \Delta_{22}\Big|_{C_\pi = C_X = 0} \qquad (۱-۱۰۹)$$

به طریقی مشابه ، بابسط نسبت به سطر سوم می شود :

$$h_3 = \Delta_{33}\Big|_{C_\mu = C_\pi = 0} \qquad (۱-۱۱۰)$$

با ترکیب روابط (۱-۱۰۵) ،(۱-۱۰۷) ، (۱-۱۰۹) و (۱-۱۱۰) رابطه ۱-۱۱۱به دست خواهد آمد.

$$K_1 = (\Delta_{11}\Big|_{C_\mu = C_X = 0})C_\pi + (\Delta_{22}\Big|_{C_\pi = C_X = 0})C_\mu + (\Delta_{33}\Big|_{C_\mu = C_\pi = 0})C_X \qquad (۱-۱۱۱)$$

و

$$b_1 = \frac{K_1}{K_0} = \frac{(\Delta_{11}\Big|_{C_\mu = C_X = 0})}{\Delta_0}C_\pi + \frac{(\Delta_{22}\Big|_{C_\pi = C_X = 0})}{\Delta_0}C_\mu + \frac{(\Delta_{33}\Big|_{C_\mu = C_\pi = 0})}{\Delta_0}C_X \qquad (۱-۱۱۲)$$

حال فرض کنید در شکل ۱-۲۹ جریانهای $i_2 = i_3 = 0$ باشند با حل معادلات ۱-۹۸ تا ۱-۱۰۰ مقدار v_1 به دست می آید.

$$v_1 = \frac{\Delta_{11} i_1}{\Delta(s)} \qquad (۱-۱۱۳)$$

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \qquad (۱-۱۱۴)$$

معادله ۱-۱۱٤ عبارتی برای امپدانس نقطه تحریک از دو سر C_π است بنابراین $\dfrac{\Delta_{11}\Big|_{C_\mu = C_X = 0}}{\Delta(s)}$ مقاومت نقطه تحریک دو سر C_π با صفرفرض کردن تمام خازن ها است ، زیرا:

$$\frac{\Delta_{11}\Big|_{C_\mu = C_X = 0}}{\Delta_o} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)}\Big|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0} \qquad (۱-۱۱۵)$$

حال R_{C_π} را چنین تعریف می کنیم :

$$R_{C_\pi} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(S)}\Big|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0} \qquad (۱-۱۱٦)$$

و به طور مشابه $\left. R_{C_\mu} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta(s)} \right|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0}$ و $\left. R_{Cx} = \frac{\Delta_{33}}{\Delta(s)} \right|_{C_\pi = C_\mu = C_X = 0}$ که به ترتیب مقاومت دو سرخازنهای C_μ و C_X با صفر کردن تمام خازن هاست . بنابراین از رابطه (۱-۱۱۲) می توان نوشت:

$$b_1 = R_{C_\pi} C_\pi + R_{C_\mu} C_\mu + R_{C_X} C_X \qquad (۱-۱۱۷)$$

جمله های موجود در رابطه ۱-۱۱۷ هر کدام یک ثابت زمانی هستند که آنها را "ثابت های زمانی ارزش صفر" می نامند ، چون برای انجام این محاسبه تمام خازن ها صفر می شوند.

حال که مقدار b_1 را بدست آوردیم ، اجازه دهید در خصوص تقریب قطب اصلی مطالبی داشته باشیم . با توجه به روابط ۱-۷۱ و ۱-۷۴ تابع انتقال یک مدار n قطبی به شکل زیر خواهد بود:

$$A(S) = \frac{K}{(1-\frac{s}{P_1})(1-\frac{s}{P_2}).........(1-\frac{s}{P_n})} \qquad (۱-۱۱۸)$$

و ضریب موجود در رابطه ۱-۱۰۲ برابر است با

$$b_1 = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{P_i} \qquad (۱-۱۱۹)$$

اگر یکی از قطب های موجود در مخرج رابطه ۱-۱۱۸ قطب اصلی یا تعیین کننده باشد به نحوی که

$$|P_1| << |P_2|, |P_3|, ...|P_n| \qquad (۱-۱۲۰)$$

در آنصورت :

$$b_1 = \frac{1}{P_1} \qquad (۱-۱۲۱)$$

و قدر بهره مدار برابر است با :

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{[1+(\frac{\omega}{P_1})^2][1+(\frac{\omega}{P_2})^2].........[1+(\frac{\omega}{P_n})^2]}} \qquad (۱-۱۲۲)$$

$$|A(j\omega)| \approx \frac{K}{\sqrt{1+(\frac{\omega}{P_1})^2}} \qquad (۱-۱۲۳)$$

در نتیجه فرکانس قطع مدار برابر است با

$$\omega_{-3db} \approx |P_1| = \frac{1}{b_1} \qquad (۱-۱۲۴)$$

به علاوه با توجه به اینکه در روش ZVTC مقدار b_1 برابر مجموع ثابت زمانی های مدار است ، پس بنابراین :

$$\omega_{-3db} \approx \frac{1}{b_1} = \frac{1}{\sum \tau} \qquad (۱-۱۲۵)$$

مثال

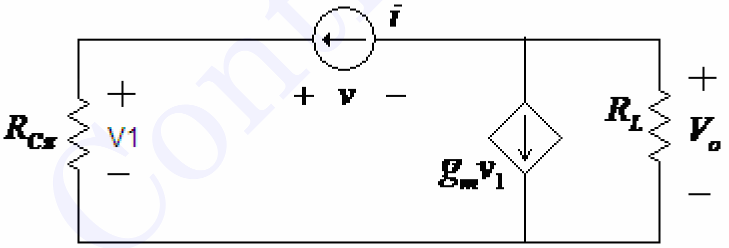
در این مثال همان مداری را که به روش دقیق و روش تقریب میلر تحلیل نمودیم به روشی ZVTC تحلیل خواهیم نمود . ابتدا با فرض $C_\mu = 0$ ، امپدانس مربوط به C_π را محاسبه می کنیم .

$$R_{C_\pi} = r_\pi \| (R_s + r_b)$$

$$R_{C_\pi} = 2.6 \| (1+0.2) = 2.6 \| 1.2 = 0.821 \ K\Omega$$

$$\tau_{C_\pi} = C_\pi R_{C_\pi} = 14.8\,pf \times 0.821 K\Omega = 12.15 \ n\sec$$

برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با فرض $C_\pi = 0$ مدار معادل مربوطه را در شکل ۱-۳۰ رسم می کنیم . در این شکل به جای خازن C_μ یک منبع جریان را اعمال نموده ایم که ولتاژ دو سر آن با v مشخص شده است . امپدانس مربوط به خازن C_μ برابر است با $R_{C_\mu} = \frac{v}{i}$.



شکل ۱-۳۰ : مدار معادل برای محاسبه R_{C_μ}

با توجه به مدار معادل فوق روابط زیر را می توان نوشت :

$$v_1 = R_{C_\pi} i$$
$$v_o = -(i + g_m v_1) R_L$$
$$v_o = -(i + g_m R_{C_\pi} i) R_L$$

$$R_{C_\mu} = \frac{v}{i} = \frac{v_1 - v_o}{i}$$

$$R_{C_\mu} = \frac{(R_{C_\pi} + (1 + g_m R_{C_\pi}) R_L) i}{i}$$

بنابراین :

$$R_{C_\mu} = R_{C_\pi} + R_L + g_m R_{C_\pi} R_L \qquad (۱-۱۲۶)$$

برای مثال مورد نظر:

$$R_{C_\mu} = 0.821 + 5 + 38.46 \times 0.821 \times 5 = 163.7\ K\Omega$$

و ثابت زمانی مربوط به C_μ :

$$\tau_{c_\mu} = C_\mu R_{C_\mu} = 0.5\ pf \times 163.7\ K\Omega = 81.852\ nSec$$

ثابت زمانی کل مدار و فرکانس قطع بالا برابر است با :

$$\tau = b_1 = \tau_{c_\pi} + \tau_{c_\mu} = 12.15 + 81.85 = 94\ nSec$$

$$\omega_{-3db} = \frac{1}{b_1} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{94\,nSec} = 10.638\ Mrad/\sec$$

$$f_H = f_{-3db} = \frac{\omega_{-3db}}{2\pi} = \frac{10.638\ Mrad/\sec}{6.28} = 1.694\ MHz$$

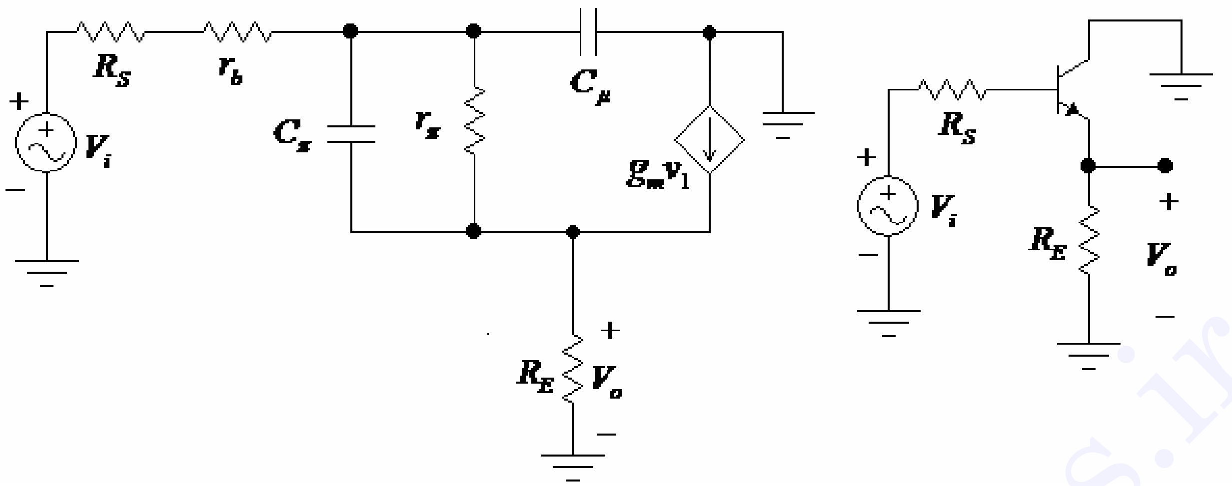
همانطور که ملاحظه می کنید ،جواب نهائی بدست آمده از این روش با جواب حاصل از روش دقیق بسیار نزدیک به هم هستند. بعلاوه این مدار توسط نرم افزار EWB مورد تحلیل قرار گرفت و نتایج زیر بدست آمد :

$$A_v(o) = -132 \qquad , \qquad f_H = 1.7\ MHz$$

در نتیجه روش ZVTC روشی نسبتاً ساده برای تحلیل مدارهای پیچیده خواهد بود و پاسخ نهائی درحد قابل قبول به جواب واقعی نزدیک است.

۱-۱۰ : تحلیل پاسخ فرکانسی یک طبقه کلکتور مشترک

در طراحی مدارهای مجتمع از دنبال کننده ولتاژ (کلکتور مشترک) به عناوین مختلف استفاده فراوانی می شود. بنابراین بررسی پاسخ فرکانسی آن دارای اهمیت قابل ملاحظه ای است. مداردنبال کننده (کلکتور مشترک) شکل ۱-۳۱ الف را در نظر بگیرید . فرض شده است که مدار بوسیله یک منبع ولتاژ ورودی v_i با مقاومت داخلی R_S تحریک می شود. مدار معادل سیگنال – کوچک در شکل ۱-۳۱ ب رسم شده است و برای سهولت کار مقاومت بیس ترانزیستور و مقاومت منبع درهم ادغام و به صورت $R_b = R_S + r_b$ نشان داده شده است.



(ب) (الف)

شکل۱-۳۱ : (الف) مدار کلکتور مشترک (ب) مدار معادل سیگنال کوچک

اگر مدار شکل ۱-۳۱(ب) را به روش دقیق مورد تحلیل قرار دهیم تابع انتقال نهائی به صورت رابطه ۱-۱۲۷ خواهد بود (اثبات این رابطه به عهده دانشجویان است)

$$A_v(s)=A_v(o)\times\frac{1+S\,r_e C_\pi}{1+S(A_1\,C_\pi+A_2\,C_\mu)+S^2A_3C_\pi C_\mu} \qquad (۱-۱۲۷)$$

که در این رابطه مقادیر $A_v(o)$, A_1 , A_2 و A_3 برابر است با:

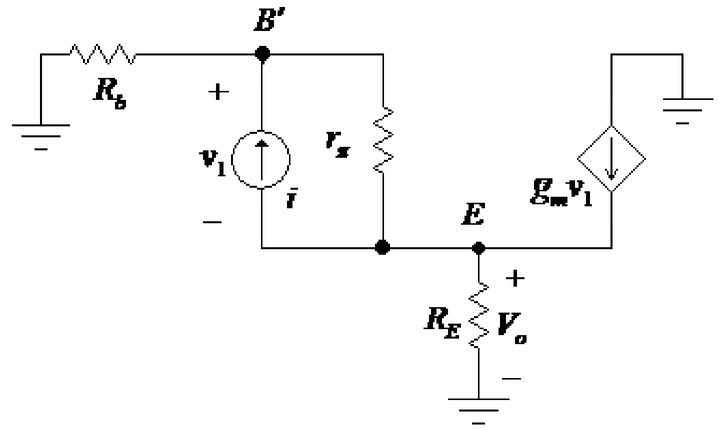
$$A_v(o)=\frac{(\beta+1)R_E}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}$$

$$A_1=\frac{r_\pi(R_b+R_E)}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}$$

$$A_2=\frac{(r_\pi+(\beta+1)R_E)R_b}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}$$

$$A_3=\frac{R_E\,R_b r_\pi}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}$$

رابطه ۱-۱۲۷ مبین آن است که تابع انتقال مدار کلکتور مشترک دارای یک صفر و دو قطب است ، که با هم فرکانس قطع مدار را مشخص می کنند . حال اجازه دهید همین مدار را با روش ZVTC مورد تحلیل قرار دهیم . در ابتدا با فرض این که خازن $C_\mu=0$ است، مدار معادل سیگنال – کوچک را با قرار دادن یک منبع جریان i به جای خازن C_π برای محاسبه مقدار R_{C_π} در شکل ۱-۳۲ رسم کرده ایم. مقدار R_{C_π} برابر است با نسبت ولتاژ v_1 به i ، که با توجه به شکل ۱-۳۲ می توان آن را به صورت زیر محاسبه کرد.



شکل ۱-۳۲ : مدار معادل برای محاسبه R_{C_π} یک دنبال کننده ولتاژ

نوشتن معادله گره برای گره B':

$$i=\frac{v_1}{r_\pi}+\frac{v_1+v_o}{R_b} \qquad (۱۲۸-۱)$$

نوشتن معادله گره برای گره E:

$$\frac{v_1}{r_\pi}-i+g_m v_1=+\frac{v_o}{R_E} \qquad (۱۲۹-۱)$$

از جایگزینی ۱-۱۲۹ در ۱-۱۲۸ نتیجه می شود :

$$i=\frac{v_1}{r_\pi}+\frac{v_1}{R_b}+\frac{R_E}{R_b}(\frac{v_1}{r_\pi}-i+g_m v_1) \qquad (۱۳۰-۱)$$

معادله ۱-۱۳۰ را پس از مرتب کردن می توان به صورت زیر نوشت :

$$i=\frac{v_1}{r_\pi}+\frac{v_1(1+g_m R_E)}{R_b+R_E} \qquad (۱۳۱-۱)$$

بالاخره با استفاده از رابطه ۱- ۱۳۱ می توان مقدار R_{C_π} را محاسبه کرد:

$$R_{C_\pi}=\frac{v_1}{i}=r_\pi \left\| \frac{R_s+r_b+R_E}{(1+g_m R_E)} \right. \qquad (۱۳۲-۱)$$

بنابراین ثابت زمانی مربوط به خازن C_π برابر است با:

$$\tau_{C_\pi}=R_{C_\pi}C_\pi=C_\pi(r_\pi \left\| \frac{R_s+r_b+R_E}{(1+g_m R_E)} \right.) \qquad (۱۳۳-۱)$$

برای بدست آوردن ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با فرض صفر بودن خازن C_π ، ابتدا باید با استفاده از شکل ۱-۳۱(ب) امپدانس ورودی به بیس ترانزستور را محاسبه کنیم ، که برابر است با:

www.ControlMakers.ir

$$R_{iB'}=\frac{V_{B'}}{i_b} \qquad (۱-۱۳۴)$$

$$v_{B'}=i_b\,r_\pi+(g_m v_1+i_b)R_E \qquad (۱-۱۳۵)$$

$$v_1=i_b\,r_\pi \qquad (۱-۱۳۶)$$

$$v_{B'}=i_b\,r_\pi+(g_m r_\pi\,i_b+i_b)R_E$$

$$\frac{v_{B'}}{i_b}=(1+g_m R_E)r_\pi+R_E \qquad (۱-۱۳۷)$$

بنابراین :

$$R_{iB'}=(1+g_m R_E)r_\pi+R_E \qquad (۱-۱۳۸)$$

و یا :

$$R_{iB'}=r_\pi+(\beta+1)R_E \qquad (۱-۱۳۹)$$

حال با استفاده از رابطه ۱-۱۳۸ و با ۱-۱۳۹ می توان R_{C_μ} و در نتیجه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ را به قرار زیر محاسبه کرد .

$$R_{C_\mu}=R_b\|R_{iB'}$$
$$R_{C_\mu}=(R_S+r_b)\|(r_\pi+(\beta+1)R_E) \qquad (۱-۱۴۰)$$

و ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ برابر است با:

$$\tau_{C_\mu}=R_{C_\mu}C_\mu=C_\mu((R_S+r_b)\|(r_\pi+(\beta+1)R_E)) \qquad (۱-۱۴۱)$$

لازم به ذکر است که بهره مدار در فرکانس میانی (با فرض $C_\pi=C_\mu=0$) محاسبه می شود و مقدار آن برابراست با :

$$A_v(o)=\frac{(\beta+1)R_E}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E} \qquad (۱-۱۴۲)$$

مثال :

برای مدار شکل ۱-۳۱ الف و با فرض $R_S=5K\Omega$, $r_b=200\,\Omega$, $I_C=1\,mA$, $\beta=100$, $R_E=5\,K\Omega$, $C_\mu=0.5\,pf$, $f_T=400\,MHz\ (at\ I_C=1mA)$ فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

حل :

ابتدا با استفاده از روابط اثبات شده مقادیر عناصر موجود در مدار معادل شکل ۱-۳۱ ب را محاسبه می کنیم.

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 100\left(\frac{26\ mV}{1mA}\right) = 2.6\ K\Omega \quad , \quad g_m = \frac{1mA}{26mV} = 38.46\ mS$$

$$C_\pi + C_\mu = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1}{(6.28)(26)(400MHz)} = 15.3\ pf \quad \Rightarrow \quad C_\pi = 15.3 - 0.5 = 14.8\ pf$$

اینک که مقادیر کلیه عناصر موجود در مدار معادل مشخص شده اند ، فرکانس قطع مدار را به روش ثابت زمانی ارزش صفر(ZVTC) و با بکار گیری روابط اثبات شده محاسبه می کنیم .

محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_π با استفاده از رابطه ۱-۱۳۳:

$$\tau_{C_\pi} = R_{C_\pi} C_\pi = C_\pi \left(r_\pi \left\| \frac{R_s + r_b + R_E}{(1 + g_m R_E)}\right.\right)$$

$$\tau_{C_\pi} = 14.8 pf \left(2.6 \left\| \frac{5 + 0.2 + 5}{(1 + 38.46 \times 5)}\right. K\Omega\right) = 14.8\ pf\ (2.6K \| 52.8\Omega)$$

$$\tau_{C_\pi} = 0.763\ nSec$$

محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با استفاده از رابطه ۱-۱۴۱:

$$\tau_{C_\mu} = R_{C_\mu} C_\mu = C_\mu ((R_S + r_b) \| (r_\pi + (\beta + 1) R_E))$$

$$\tau_{C_\mu} = 0.5\ pf\ ((5.2K \| (2.6 + (101)5K)) = .5\ pf\ (5.2K \| 507.6K)$$

$$\tau_{C_\mu} = 2.573\ n\sec$$

ثابت زمانی کل مدار و در نتیجه فرکانس قطع بالای آن با روش ZVTC برابراست با :

$$\tau = \tau_{C_\pi} + \tau_{C_\mu} = 0.763 + 2.573 = 3.336\ \ nSec$$

$$f_H = f_{-3db} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{6.28(3.336 \times 10^{-9})} = 47.7\ \ MHz \qquad (۱-۱۴۳)$$

و بهره مدار در فرکانس میانی با استفاده از رابطه ۱-۱۴۲ محاسبه می شود

$$A_v(o) = \frac{(\beta + 1) R_E}{R_b + r_\pi + (\beta + 1) R_E} = \frac{(101)5}{5.2 + 2.6 + (101)5} = 0.984$$

به منظور مقایسه ، فرکانس قطع بالای همین مدار را با بکارگیری رابطه ۱-۱۲۷ که از روش دقیق بدست آمده است محاسبه می کنیم :

$$A_1=\frac{r_\pi(R_b+R_E)}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}=\frac{(5.2+5)\times 2.6}{5.2+2.6+(101)5}=\frac{26.52}{512.8}\approx 51.7\ \Omega$$

$$A_2=\frac{(r_\pi+(\beta+1)R_E)R_b}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}=\frac{(2.6+(101)5)\times 5.2}{5.2+2.6+(101)5}=\frac{609.12}{512.8}=5.147\,K\Omega$$

$$A_3=\frac{R_E R_b r_\pi}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E}=\frac{5\times 5.2\times 2.6}{5.2+2.6+(101)5}=\frac{15.6}{512.8}=131.82\ K\Omega$$

با جایگزینی مقادیر فوق در رابطه ۱-۱۲۷ :

$$A_v(s)=A_v(o)\times\frac{1+S\,r_e C_\pi}{1+S(A_1\,C_\pi+A_2\,C_\mu)+S^2A_3C_\pi C_\mu}$$

$$A_v(s)=0.984\times\frac{1+S\,26\times 14.8\,pf}{1+S(51.7\times 14.8\,pf+5.147K\times 0.5\,pf)+S^2\,131.82K\times 14.8\,pf\times 0.5\,pf}$$

$$A_v(s)=0.984\times\frac{1+S\,0.385\,n\sec}{1+S\ 3.336\,n\sec+S^2\,(0.987\,n\sec)^2}$$

با قرار دادن $j2\pi f$ به جای S در رابطه فوق:

$$A_v(f)=0.992\left(\frac{1+j\dfrac{f}{413.6M}}{[1-(\dfrac{f}{161.2M})^2]+j\dfrac{f}{47.7M}}\right) \qquad (۱-۱۴۴)$$

برای مشخص شدن فرکانس قطع مدار، مقدار f در رابطه ۱-۱۴۴ باید چنان محاسبه شود که قدر مطلق داخل پرانتز در رابطه ۱-۱۴۴ برابر $\frac{1}{\sqrt{2}}$ گردد . با انجام عملیات لازم $f_H=53\ MHz$ خواهد بود. لازم به ذکر است که از تحلیل این مدار با نرم افزار EWB نتایج زیربدست آمده است :

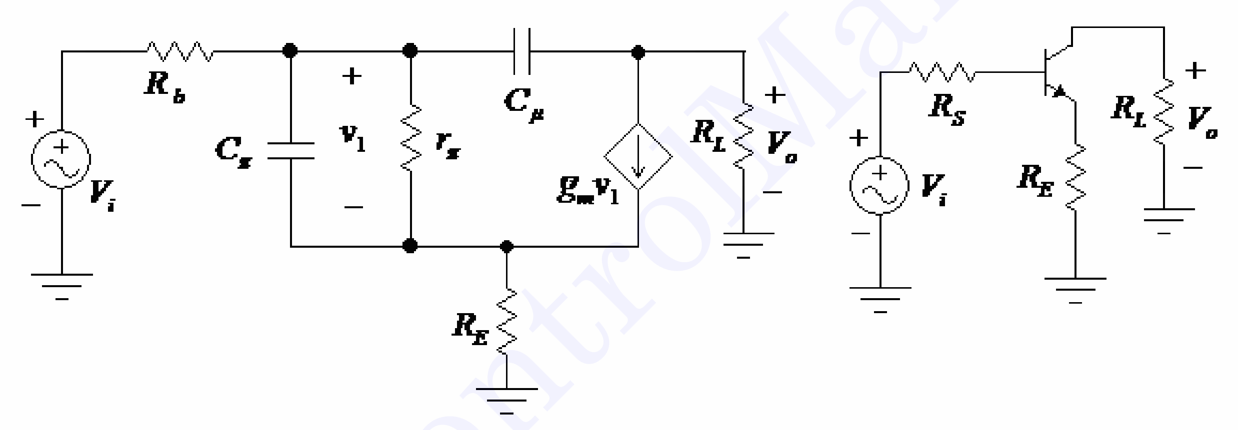
$$A_v(o)=0.985 \qquad , \qquad f_H=53\ \ MHz$$

همانطور که ملاحظه می کنید اختلاف بین جواب های بدست آمده از روش ZVTC و روش دقیق چندان زیاد نیست . بنابراین ، با توجه به سهولت روش ZVTC ، در غالب موارد می توان از آن برای محاسبه محدوده فرکانس قطع مدارات پیچیده تر استفاده کرد . البته لازم به ذکر است که در مدار کلکتور مشترک اگر مقدار مقاومت R_b (به دلیل کوچک بودن R_S) در مقایسه با مقاومت R_E کاهش یابد به علت وجود یک صفر در تابع انتقال مدار، اختلاف بین فرکانس محاسبه شده از روش دقیق و روش ZVTC افزایش خواهد یافت . به بیان دیگر هر چه مقدار R_E از مقدار R_b بیشتر باشد ، فرکانس های قطب و صفر تابع انتقال به یکدیگر نزدیک تر شده و لذا اختلاف بین دو روش بسیار

زیادتر خواهد شد. در چنین حالتی بهتر است از رابطه بدست آمده از روش دقیق استفاده شود. اما هرچه R_b از R_E بزرگتر باشد ، پاسخ حاصل از روش ZVTC منطبق بر پاسخ حاصل از روش دقیق خواهد شد.

۱-۱۱ : تحلیل پاسخ فرکانسی یک طبقه امیتر مشترک با مقاومت بایپاس نشده امیتر

در مواردی برای بهبود عملکرد تقویت کننده امیتر مشترک مقاومت کوچکی را در امیتر به صورت بایپاس نشده قرار می دهند. مدار چنین تقویت کننده ای در شکل ۱-۳۳(الف) نشان داده شده است. تحلیل دقیق پاسخ فرکانسی چنین مداری به دلیل وجود همان مقاومت بایپاس نشده در مقایسه با مدار امیتر مشترک که قبلاً مورد تحلیل قرار گرفت بسیار پیچیده تر است. لکن با استفاده از روش ZVTC می توان محدوده فرکانس قطع مدار را محاسبه کرد . مدار معادل سیگنال - کوچک کامل در شکل ۱-۳۴(ب) رسم شده است .



(ب) (الف)

شکل ۱-۳۳ (الف) امیتر مشترک با مقاومت بایپاس نشده در امیتر (ب) مدار معادل سیگنال – کوچک

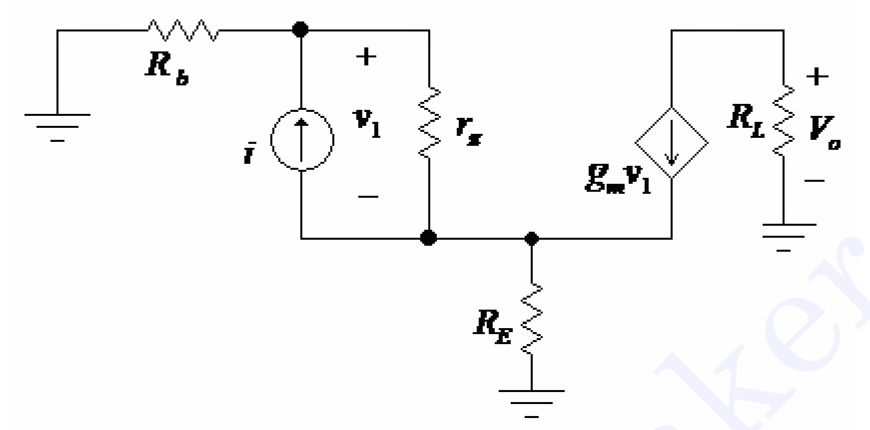
از مباحث گذشته می توان برای محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی استفاده کرد ، که برابر است با :

$$A_v(o)=\frac{\beta R_L}{R_b+r_\pi+(\beta+1)R_E} \qquad (۱-۱۴۵)$$

و اما برای محاسبه فرکانس قطع مدار به روش ZVTC ، ابتدا ثابت زمانی مربوط به خازن C_π را با فرض $C_\mu=0$ محاسبه می کنیم . مدار معادل مربوطه در شکل ۱-۳٤ رسم شده است . با مقایسه این مدار معادل و مدار معادل شکل ۱-۳۲ متوجه تشابه هر دو خواهیم شد. بنابراین، امپدانس و ثابت زمانی مربوط به خازن C_π با استفاده از روابط ۱-۱۳۲ و ۱-۱۳۳ برابر است با :

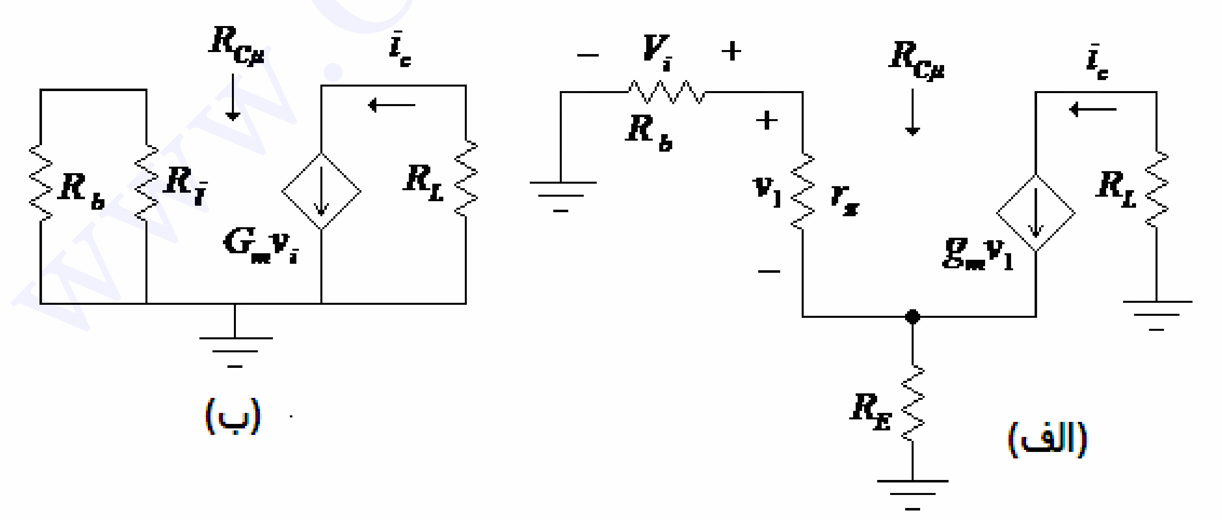
$$R_{C_\pi} = r_\pi \left\| \frac{R_b + R_E}{(1+g_m R_E)} \right. \qquad (۱-۱٤٦)$$

$$\tau_{C_\pi} = R_{C_\pi} C_\pi = C_\pi (r_\pi \left\| \frac{R_b + R_E}{(1+g_m R_E)} \right.) \qquad (۱-۱٤٧)$$



شکل ۱-۳٤ : مدار معادل برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_π

برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ با فرض $C_\pi = 0$، می توان با استفاده از مدارشکل ۱-۳٥ (الف) مقاومت $R_{C\mu}$ را که از دو سر خازن دیده می شود حساب کرد. برای این منظور ابتدا مدار شکل ۱-۳٥ (الف) را به مدار شکل ۱-۳٥ (ب) تبدیل می کنیم . مدار معادل شکل ۱-۳٥ (ب) مشابه مدار شکل ۱-۳۰ است ، بنابراین برای محاسبه مقدار $R_{C\mu}$ می توان از رابطه ۱-۱۲٦ و با جایگزینی مقادیر از مدار شکل ۱-۳٥ (ب) استفاده کرد .



شکل ۱-۳٥ : (الف) مدار برای محاسبه ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ (ب) مدار معادل مدار شکل الف

برای بدست آوردن پارامترهای مدار شکل ۱-۳۵ (ب) به ترتیب زیر عمل می کنیم :

$$v_i = v_1 + (\frac{v_1}{r\pi} + g_m v_1)R_E \qquad (۱-۱٤۸)$$

با مرتب کردن رابطه ۱-۱۴۸ رابطه ۱-۱۴۹ حاصل خواهد شد.

$$v_1 = \frac{v_i\, r_\pi}{(1+g_m R_E)r_\pi + R_E} \approx \frac{v_i\, r_\pi}{(1+g_m R_E)r_\pi} = \frac{v_i}{(1+g_m R_E)} \qquad (۱-۱۴۹)$$

$$g_m = \frac{i_c}{v_1} \quad و \quad G_m = \frac{i_c}{v_i} \quad \Rightarrow \frac{G_m}{g_m} = \frac{v_1}{v_i} \qquad (۱-۱۵۰)$$

با جایگزینی رابطه ۱-۱٤۹ در ۱- ۱۵۰ تناسب G_m به g_m مشخص خواهد شد :

$$G_m = \frac{g_m}{1+g_m R_E} \qquad (۱-۱۵۱)$$

برای بدست آوردن R_i می توان از اطلاعات قبلی استفاده کرد ، مقدار این مقاومت برابر است با:

$$R_i = r_\pi + (\beta+1)R_E$$
$$R_B = R_i \| R_b \qquad (۱-۱۵۲)$$

بنابراین با استفاده از روابط ۱-۱۲٦ ، ۱-۱۵۱ و ۱-۱۵۲ مقدار $R_{C\mu}$ برابر است با

$$R_{C_\mu} = R_B + R_L + G_m R_B R_L \qquad (۱-۱۵۳)$$

و ثابت زمانی مربوط به خازن C_μ برابراست با:

$$\tau_{C_\mu} = C_\mu R_{C_\mu} = C_\mu (R_B + R_L + G_m R_B R_L) \qquad (۱-۱۵٤)$$

مثال

همانطور که بیان شد یکی از مزایای واقعی روش ثابت زمانی ارزش صفر، در تحلیل مدارهایی که بیش از یک ترانزیستور دارند ظاهر می شود. به عنوان مثال و به منظور بکار گیری روابط اثبات شده ، مدار دو طبقه شکل ۱-۳٦ را در نظر بگیرید و با توجه به مقادیر داده شده بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کنید.

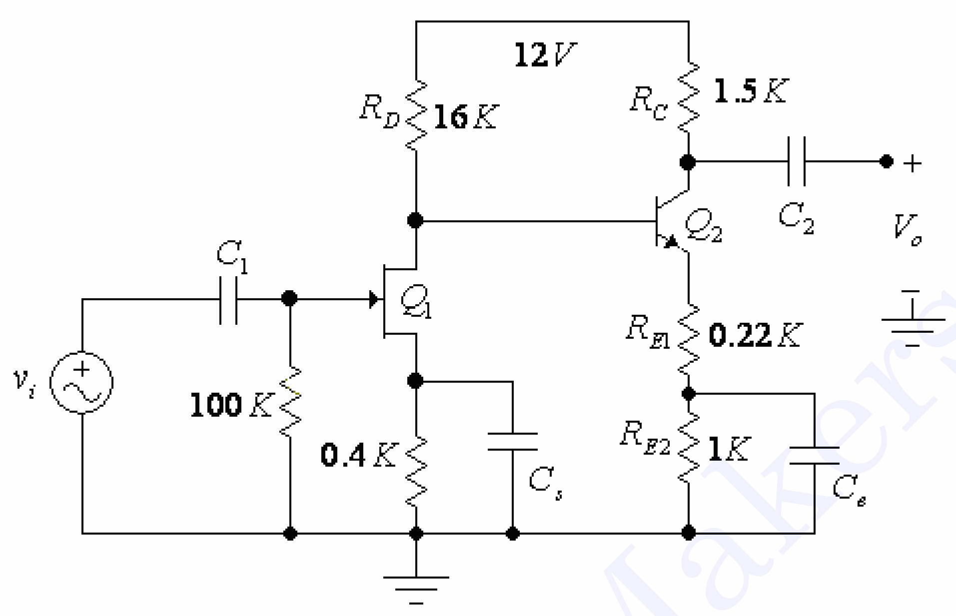
مشخصات ترانزیستور دو قطبی :

$$V_A = 100\,V\ ,\ \tau_f = 0.5\ nSec\ ,\ V_{BE} = 0.7\,V\ ,\ C_{\mu o} = 14.6\ pf\ ,\ C_{jeo} = 20\,pf\ ,\ \beta = 100$$

$$\psi_o = 0.5\,V \quad و \quad r_b = 0$$

مشخصات FET :

$$\frac{1}{\lambda}=425\ V \text{ و } \psi_o=.65,\ C_{gdo}=2\ pf\ ,C_{gso}=2\ pf\ ,\ I_{DSS}=0.7\ mA\ ,\ V_P=-1\ V$$



شکل ۱-۳۶ تقویت کننده دو طبقه

حل :

با توجه به مدار و مشخصات داده شده ، لازمست ابتدا با انجام محاسبات DC نقطه کار و سایر مشخصات مورد نیاز را بدست آوریم:

محاسبات DC:

محاسبه جریان درین FET :

$$I_D=I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2=0.7(1-\frac{0.4I_D}{1})^2=0.7(1-0.8I_D+0.16I_D^2)$$

$$0.16I_D^2-2.228I_D+1=0 \Rightarrow I_D=\frac{2.228\pm\sqrt{4.966-0.64}}{0.32}=\frac{2.228\pm 2.08}{0.32}$$

$$\Rightarrow \quad I_{D1}=0.462\ mA \quad \text{و} \quad I_{D2}=13.46\ mA$$

با توجه به این که $I_{D2}>>I_{DSS}$ است، بنابراین نمی تواند به عنوان جریان بایاس FET قابل قبول باشد. در نتیجه $I_D=I_{D1}=0.462\ mA$ در نظر گرفته خواهد شد.

برای محاسبه جریان امیتر ترانزیستور دو قطبی :

$$V_{CC}-V_{BE}=R_D(I_D+I_B)+I_E(R_{E1}+R_{E2})$$

$$12-0.7=16(0.462+\frac{I_E}{101})+I_E(0.22+1) \quad \Rightarrow \quad I_E=2.24\ mA$$

اینک که جریان های بایاس محاسبه شده اند ، می توان ولتاژهای بایاس را محاسبه کرد :

$$V_G=0 \quad , \quad V_S=I_D R_S=0.462\times 0.4=0.185\ V \quad , \quad V_D=12-16(0.462+\frac{2.24}{101})=4.25$$

$$V_{GS}=-0.185 \quad , \quad V_{DS}=V_D-V_S=4.25-0.185\approx 4\ \ V \quad , \quad V_{GD}=-4.25$$

$$V_B=V_D=4.25\ \ V \qquad V_E=4.25-0.7=3.55 \quad , \quad V_C=12-1.5\times 2.24\approx 8.64\ V$$

$$V_{CE}=V_C-V_E=8.64-3.55\approx 5 \quad , \quad V_{BC}=V_B-V_C=4.25-8.64\approx -4.4$$

با در اختیار داشتن جریان ها و ولتاژهای DC ، اینک می توانیم سایر پارامترهای ترانزیستورها را محاسبه کنیم .

پارامترهایFET :

$$g_{m1}=\left|\frac{2}{V_P}\right|\sqrt{I_D I_{DSS}}=\frac{2}{1}\times\sqrt{0.462\times 0.7}\approx 1.14\ \ mS \quad , \quad r_{o1}=\frac{1}{\lambda I_D}=\frac{425}{0.462}=920\ K\Omega$$

$$C_{gd}=\frac{C_{gdo}}{\sqrt[3]{1+\frac{V_{GD}}{\psi_o}}}=\frac{2}{(1+\frac{4.25}{.65})^{0.333}}\approx 1\ pf$$

پارامترهای BJT:

$$g_{m2}=\frac{I_C}{V_T}=\frac{2.24}{26}=86\ \ mS \ \Rightarrow\ r_e=11.6\ \ \Omega \ \Rightarrow\ r_\pi=1.16\ \ K\Omega$$

$$r_{o2}=\frac{V_A}{I_C}=\frac{100}{2.24}=44.6\ K\Omega$$

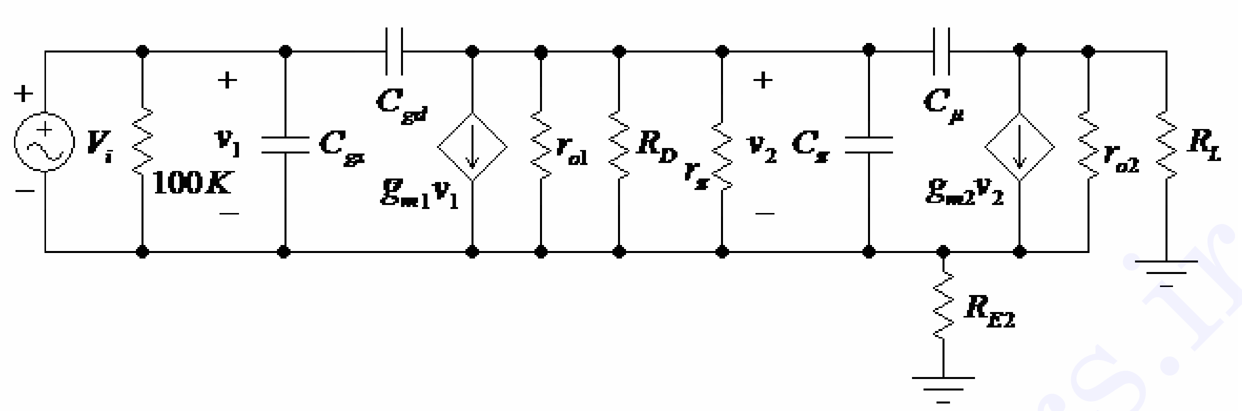
$$C_{je}\approx 2\times C_{jeo}=2\times 20=40\ \ pf \quad , \quad C_D=g_m\tau_f=86\times 0.5=43\ \ pf \ \Rightarrow\ C_\pi=C_{je}+C_D$$

$$C_\pi=40+43=83\ pf$$

$$C_\mu=\frac{C_{\mu o}}{\sqrt[3]{1+\frac{V_{BC}}{\psi_o}}}=\frac{14.6}{\sqrt[3]{1+\frac{4.4}{0.5}}}=4.67\ \ pf$$

با در اختیار داشتن تمامی پارامترهای مورد نیاز ، اینک می توان با رسم مدار معادل سیگنال-کوچک بهره و فرکانس قطع بالا را محاسبه کرد. مدار معادل در شکل ۱-۳۷ رسم شده است :

برای محاسبه بهره مدار در فرکانس میانی با فرض اینکه تمام خازنهای موجود در مدار شکل ۱-۳۷ اتصال باز هستند ، به قرار زیر عمل می کنیم



شکل ۱-۳۷ : مدار معادل کامل تقویت کننده دو طبقه شکل ۱-۳۶

$$v_o = -g_{m2}v_2(R_L \| r_{o2}) = -86m(1.5\|44.6)v_2 = -116v_2 \Rightarrow \frac{v_o}{v_2} = -116$$

$$R_{i2} = r_\pi + (\beta+1)R_{E1} = 1.16 + 101\times.22 = 23.4\ \ K\Omega$$
$$v_B = -g_{m1}v_1(R_D \| R_{i2}) \Rightarrow v_B = -1.14(16\|23.4)v_1 = -10.83\,v_1$$
$$v_2 = v_B(\frac{r_\pi}{R_{i2}}) = v_B(\frac{1.16}{23.4}) \Rightarrow v_2 = -10.83(\frac{1.16}{23.4})v_1 \Rightarrow \frac{v_2}{v_1} = -0.537$$

$$v_1 = v_{gs} \Rightarrow \frac{v_1}{v_{gs}} = 1$$

$$A_v(o) = \frac{v_o}{v_2}\times\frac{v_2}{v_1}\times\frac{v_1}{v_i} = (-116)(-0.537)(1) = 62.2$$

برای تعیین فرکانس قطع بالا با روش ZVTC ، ابتدا ثابت زمانی هر خازن را با فرض صفر بودن سایر خازن ها و با استفاده از روابط اثبات شده محاسبه می کنیم . ثابت زمانی های مربوط به خازن های FET :

$$R_{Cgs} = 0 \Rightarrow \tau_{Cgs} = 0$$
$$R_{Cgd} = (R_D \| r_{o1}) \| R_{i2} \approx R_D \| R_{i2} = 16\|23.4 = 9.5\ \ K\Omega$$
$$\tau_{Cgd} = C_{gd}R_{Cgd} = 9.5\times1 = 9.5\ nSec$$

محاسبه ثابت زمانی $C\pi$ با استفاده از روابط ۱-۱۳۲ و ۱-۱۳۳

$$R_{C\pi} = r_\pi \left\| \frac{R_D + R_{E1}}{1 + g_{m2}R_{E1}} \right. = 1.16 \left\| \frac{16+.22}{1+86\times.22} \right. = 778\ \Omega$$
$$\Rightarrow \tau_{C\pi} = C_\pi R_{C\pi} = 83\times0.778 = 64.5\ nSec$$

محاسبه ثابت زمانی C_μ با استفاده از روابط ۱-۱٤۷ و ۱-۱٤۸

$$R_B = R_{Cgd} = R_D \| r_{o1} \| R_{i2} = 16 \| 920 \| 23.4 = 9.5\ K\Omega \qquad , \qquad R_L = 1.5\ K\Omega$$

$$R_{C\mu} = R_B + R_L + G_{m2} R_B R_L \qquad , \qquad G_{m2} = \frac{g_{m2}}{1+g_{m2} R_{E1}} = \frac{86}{1+86\times 0.22} = 4.3\ mS$$

$$R_{C\mu} = 9.5+1.5+4.3\times 9.5\times 1.5 \approx 72\ \ K\Omega$$

$$\tau_{C\mu} = R_{C\mu} C_\mu = 72\times 4.67 = 336\ \ nSec$$

و محاسبه فرکانس قطع بالا :

$$\tau = \tau_{Cgs} + \tau_{Cgd} + \tau_{C\pi} + \tau_{C\mu} = 0+9.5+64.5+336 = 410\ \ nSec$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{6.28\times 410n} = 388\ \ KHz$$

نتیجه تحلیل این مدار با استفاده از نرم افزار EWB به قرار زیر است :

$$A_v(o) = 66 \qquad , \qquad f_H = 416\ \ KHz$$

همانطور که ملاحظه می کنید فرکانس قطع بدست آمده از روش ZVTC در حد قابل قبولی به پاسخ بدست آمده با نرم افزار EWB به هم نزدیک هستند.

۱-۱۲ نتیجه گیری

تحلیل مدارهای الکترونیکی از نظر پاسخ فرکانسی یکی از مباحث بسیار مهم است . در این فصل ما نحوه محاسبه فرکانس قطع بالا را با سه روش مختلف مورد بررسی قرار دادیم و ویژگی هر کدام را بیان کردیم. طبیعتاً انتخاب روش مناسب برای تعیین فرکانس قطع هر مدار نیاز به تجربه دارد، به همین دلیل توصیه می گردد که دانشجویان عزیز با تحلیل مدارهای مختلف با استفاده از روش های بیان شده توانائی خود در این زمینه را افزایش دهند. برای کمک به این موضوع تعدادی مسئله به عنوان نمونه ارائه خواهد شد ، لکن بهتر است با مراجعه به منابع مختلف و با انتخاب و حل مسائل توانائی خود در این زمینه را افزایش دهند.

www.ControlMakers.ir

۱۳-۱ مسائل

۱-۱: برای یک ترانزستور دو قطبی با $I_C = 0.2\ mA$ ، $V_{CB} = 10\ V$ و $V_{CS} = 15\ V$ مقادیرمدار معادل سیگنال – کوچک کامل را بدست آورده رسم کنید. برخی از پارامترهای ترانزیستور از این قرارند. $C_{jeo} = 0.6\ pf$, $C_{\mu o} = 0.25\ pf$, $C_{CSo} = 1.5\ pf$, $\beta_o = 200$, $\tau_F = 0.3 n\sec$ ، $V_A = 130V$, $r_b = 200\ \Omega$, $r_c = 100$, $r_{ex} = 1\ \Omega$, $r_\mu = 5\beta_o r_o$ و با فرض $\psi_o = 0.55\ V$ برای تمام پیوند ها.

۲-۱: مسئله ۱-۱ را برای $I_C = 5\ mA$ ، $V_{CB} = 5\ V$ و $V_{CS} = 10\ V$ را تکرار کنید.

۳-۱: مشخصه های اندازه گیری شده یک ترانزیستور NPN مدار مجتمع از این قرارند $r_b = 100\ \Omega$ ، $r_c = 100\ \Omega$, $\beta_o = 100$, $r_o = 50\ K\Omega$ در $I_C = 1mA$ ، $f_T = 600\ MHz$ با $I_C = 1mA$ و $V_{CB} = 10V$ ، $f_T = 1\ GHz$ با $I_C = 10\ mA$ و $V_{CB} = 10V$ ، $C_\mu = 0.15\ pf$ با $V_{CB} = 10V$ و $C_{CS} = 1\ pf$ با $V_{CS} = 10V$ ، برای همه پیوند ها فرض کنید $\psi_o = 0.5\ V$ و همچنین C_{je} رت در ناحیه بایاس مستقیم ثابت بگیرید. فرض کنید $r_\mu = 5\beta_o r_o$.

الف : مدار معادل سیگنال – کوچک (کامل) این ترانزیستور را در I_C برابر 0.1 ، 1 و 5 میلی آمپر با $V_{CB} = 2\ V$ و $V_{CS} = 15\ V$ بدست آورید.

ب : برای ترانزیستور نمودار f_T بر حسب I_C را در مقیاس لگاریتمی از $1\ \mu A$ تا $10\ mA$ با $V_{CB} = 2V$ رسم کنید.

۴-۱: مدار معادل کامل سیگنال کوچک یک JFET با کانال نوع P را در $I_D = -1V$, $V_{DS} = -10\ V$ ، $V_{GSS} = 15V$ بدست آورید . پارامترهای FET از این قرارند :

$\lambda = -2 \times 10^{-2} V^{-1}$, $V_P = 3\ V$, $I_{DSS} = -5\ mA$, $C_{gsso} = 6\ pf$, $C_{gdo} = 0.4\ pf$, $C_{gso} = 3\ pf$ و $r_d = 40\ \Omega$ برای همه پیوند ها فرض کنید $\psi_o = 0.6\ V$

۵-۱: برای JFET مسئله ۴-۱ فرکانس بهره جریان اتصال کوتاه f_C را در مقادیر I_D برابر با -0.1 ، -1 و -5 میلی آمپر حساب کنید . منحنی f_C بر حسب I_D را رسم کنید . فرض کنید C_{gd} و C_{gss} از نقطه بایاس مستقل هستند.

www.ControlMakers.ir

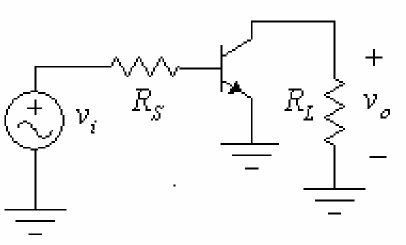
۱-۶ : (الف) برای مدار امیتر مشترک زیر با مشخصات داده شده بهره و فرکانس قطع بالا را با استفاده از اثر میلر محاسبه کنید.

$R_S = 5\ K\Omega\ ,\ r_b = 300\ \Omega\ ,\ I_C = 0.5\ mA\ ,\ \beta = 200$

$f_T = 500\ MHz$ ($I_C = 0.5\ mA$ در) , $C_\mu = 0.3\ pf$

$R_L = 3\ K\Omega\ ,\ C_{CS} = 0\ ,\ V_A = \infty$

(ب) برای مدار قسمت الف فرکانسقطب غیر غالب را محاسبه کنید.



شکل ۱-۳۸

۱-۷: عبارتی برای امپدانس خروجی مدار مسئله ۱-۶ به صورتی که R_L می بیند محاسبه کنید و مدار معادلی برای این مدارتشکیل دهید مقدار این امپدانس را از f= 1KHz تا f=100 KHz با مقیاس لگاریتمی رسم کنید .

۱-۸ : فرکانس قطع بالای مدار مسئله ۱-۶ را با استفاده از روش ثابت زمانی ارزش صفر (ZVTC) محاسبه کنید.

۱-۹ : مسئله ۱-۸ را با قرار دادن یک مقاومت ۲۰۰ اهمی درامیتر تکرار کنید.

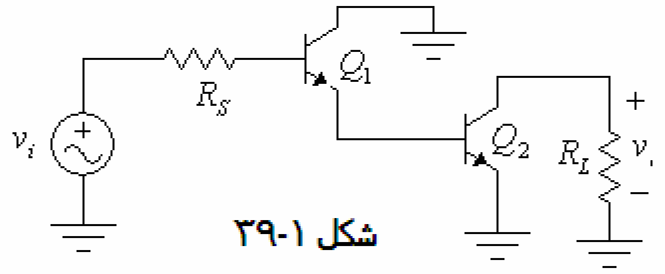
۱-۱۰: مسئله ۱-۸ را با قرار دادن یک مقاومت ۳۰ کیلواهمی بین کلکتور و بیس مدار تکرار کنید.

۱-۱۱: بهره و فرکانس قطع بالای مدار مسئله ۱-۶ را با فرض اینکه ترانزیستور در جریان I_C=1 mA بایاس شده باشد و سایر مشخصات همان مشخصات داده شده در مسئله ۱-۶ باشد به روش ZVTC محاسبه کنید.

۱-۱۲: برای مدار دو طبقه شکل زیر و با توجه به مشخصات داده شده ، بهره و فرکانس قطع بالا را ابتدا به روش اثر میلر و سپس به روش ثابت زمانی ارزش صفرمحاسبه کنید.

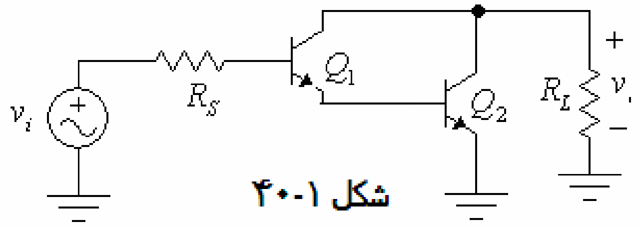
$f_T = 500\ MHz$ ($I_C = 1\ mA$ در) , $I_{C2} = 1\ mA\ ,\ I_{C1} = 10\ \mu A\ ,\ r_o = \infty\ ,\ r_b = 0\ ,\ \beta = 100$

$C_{CS} = 1\ pf\ ,\ C_{je} = 2\ pf\ ,\ C_\mu = 0.4\ pf$ (مقادیر این سه خازن در نقطه بایاس داده شده است)



شکل ۱-۳۹

۱-۱۳: با فرض اینکه مدار دو طبقه شکل ۱-۴۰ دارای همان مشخصات داده شده در مسئله ۱-۱۲ باشند بهره و فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.



شکل ۱-۴۰

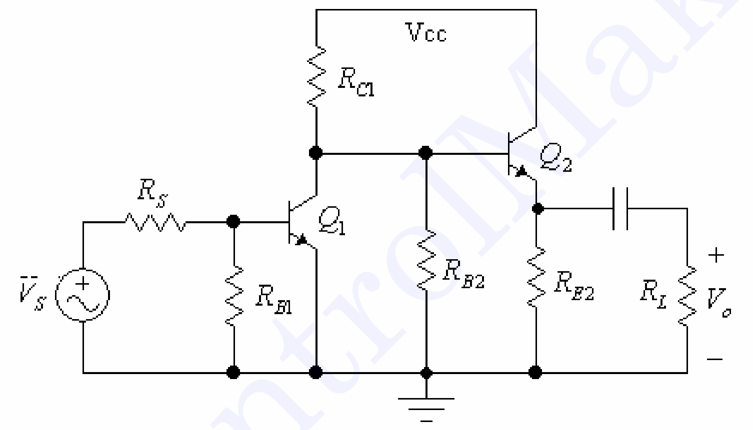
۱-۱۴: برای مدار شکل ۱-۴۱ با توجه به مقادیر زیر فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.

$$R_L = 1K\Omega, R_{E2} = 1.5K\Omega, R_{B2} = 36K\Omega, R_{C1} = 4K\Omega, R_{B1} = 18K\Omega, R_S = 2K\Omega$$

برای Q1:

$$C_\pi = 15\,pF \;,\; C_\mu = 1.2\,pF \;,\; g_m = 100\,ms \;,\; r_\pi = 1.8\,K\Omega \;,\; r_b = 200\Omega$$

برای Q2: $C_\pi = 10\,pF \;,\; C_\mu = 1.5\,pF \;,\; g_m = 40\,ms \;,\; r_\pi = 5\,K\Omega \;,\; r_b = 400\Omega$

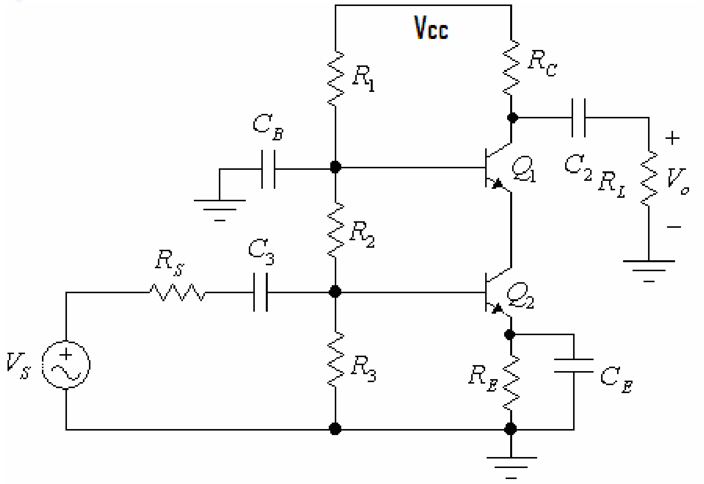


شکل ۱-۴۱

۱-۱۵ : برای مدار شکل ۱-۴۲ با توجه به مقادیر زیر فرکانس قطع بالا را به روش ZVTC محاسبه کنید.

$$R_L = 10K\Omega, R_E = 8.2\,K\Omega, R_S = 10\,K\Omega, R_C = 9.1\,K\Omega, R_2 \| R_3 = 15\,K\Omega, R_1 \| R_2 = 15\,K\Omega$$

$$I_C = 0.15\,mA \;,\; C_\mu = 0.3\,pF \;,\; \beta = 150 \;,\; f_T = 1GHz \;,\; r_b = 0\Omega \,,\, r_o = 500K\Omega$$



شکل ۱-۴۲