جمهوری اسلامی ایران
وزارت آموزش و پرورش
تهیه و تنظیم در دفتر برنامه‌ریزی و تألیف کتب درسی

الکترونیک عمومی

۲

فنی و حرفه‌ای (رشته‌ی الکترونیک)

۴۹۰/۵

نظام جدید آموزش متوسطه

بسم الله الرحمن الرحیم

الکترونیک عمومی (۲)

رشته‌ی الکترونیک

زمینه‌ی صنعت

شاخه‌ی آموزش فنی و حرفه‌ای

شماره‌ی درس ۲۰۹۴

۶۲۱ رضازاده، یدالله
۳۸۱ / الکترونیک عمومی (۲) /مؤلفان: یدالله رضازاده، غلامحسین نصری. ــ تهران: شرکت
الف ۵۶۳ر چاپ و نشر کتاب‌های درسی ایران، ۱۳۸۴.
۱۳۸۴ ۱۵۷ ص.: مصور. ــ (آموزش فنی و حرفه‌ای: شماره‌ی درس ۲۰۹۴)
متون درسی رشته‌ی الکترونیک، زمینه‌ی صنعت.
برنامه‌ریزی و نظارت، بررسی و تصویب محتوا: کمیسیون برنامه‌ریزی و تألیف کتاب‌های درسی رشته‌ی الکترونیک دفتر برنامه‌ریزی و تألیف آموزش‌های فنی و حرفه‌ای و کاردانش وزارت آموزش و پرورش.
۱. الکترونیک. الف. نصری، غلامحسین. ب. ایران. وزارت آموزش و پرورش. کمیسیون برنامه‌ریزی و تألیف کتاب‌های درسی رشته‌ی الکترونیک. ج. عنوان. د. فروست.

۱۳۸۴

همکاران محترم و دانش‌آموزان عزیز:

پیشنهادات و نظرات خود را درباره‌ی محتوای این کتاب به نشانی تهران ـ صندوق پستی شماره‌ی ۱۵/۲۸۷۴ دفتر برنامه‌ریزی و تألیف آموزش‌های فنی و حرفه‌ای و کاردانش، ارسال فرمایند.

پست الکترونیکی info@tvoced.sch.ir

آدرس الکترونیکی www.tvoced.sch.ir

این کتاب با توجه به برنامه‌ی سالی ـ واحدی در آذرماه سال ۱۳۷۹ توسط کمیسیون تخصصی برنامه‌ریزی و تألیف رشته‌ی الکترونیک بازسازی و تجدیدنظر گردید.

وزارت آموزش و پرورش

سازمان پژوهش و برنامه‌ریزی آموزشی

برنامه‌ریزی محتوا و نظارت بر تألیف: دفتر برنامه‌ریزی و تألیف آموزش‌های فنی و حرفه‌ای و کاردانش

نام کتاب: الکترونیک عمومی(۲) ـ ۵۰۴۹

مؤلفان: مهندس یدالله رضازاده، مهندس غلامحسین نصری

اعضای کمیسیون تخصصی: مهندس سیدمحمود صمولی، مهندس علیرضا فاسونیه‌هی، مهندس فتح‌الله نظریان، مهندس شهرام تصیری سواد کوهی، مهندس ناصر ساختجی و مهندس جمشید یزدیار

آماده‌سازی و نظارت بر چاپ: اداره‌ی کل چاپ و توزیع کتاب‌های درسی

رسام: فاطمه رئیسیان فیروزآباد

صفحه‌آرا: خدیجه محمدی

طراح جلد: علیرضا رضائی کار

ناشر: شرکت چاپ و نشر کتاب‌های درسی ایران: تهران ـ کیلومتر ۱۷ جاده‌ی مخصوص کرج ـ خیابان ۶۱ (داروپخش)

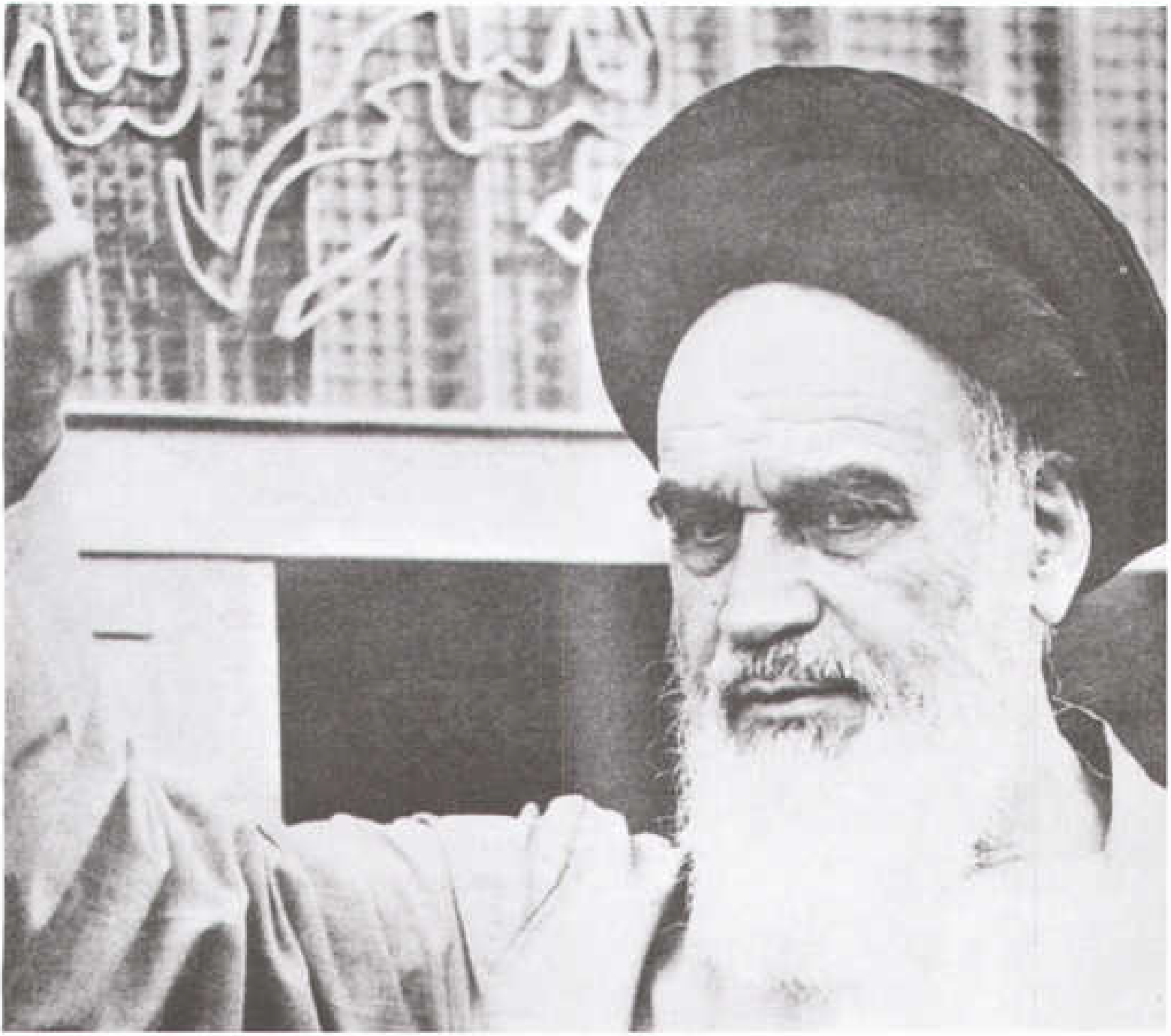
تلفن: ۴ ـ ۴۶۴۴۱۰۶۰، دورنگار: ۴۶۴۴۰۱۰۶، صندوق پستی: ۱۳۹۳۵/۶۸۴

چاپخانه: گیل

سال انتشار و نوبت چاپ: چاپ پنجم ۱۳۸۴

حق چاپ محفوظ است.

شابک ۶-۰۹۵۶-۰۵-۰۱۶۴ ISBN 964-05-0956-6



شما عزیزان کوشش کنید که از این وابستگی بیرون آیید و احتیاجات کشور خودتان را برآورده سازید، از نیروی انسانی ایمانی خودتان غافل نباشید و از اتکای به اجانب بپرهیزید.

امام خمینی «قدّس سرّه الشّریف»

فهرست

مقدمه

فصل اوّل: یادآوری و آشنایی با تقویت‌کننده‌ی ترانزیستوری ۳
۱ـ۱ـ بایاس ترانزیستور ۳
۱ـ۲ـ آرایش ترانزیستور ۴
۱ـ۳ـ منحنی‌های مشخصه‌ی ترانزیستور ۴
۱ـ۴ـ نقطه‌ی کار و خط بار DC ۶
۱ـ۵ـ عمل کلیدزنی (سوئیچینگ) ترانزیستور ۸
۱ـ۶ـ بررسی تقویت سیگنال الکتریکی از روی منحنی‌های مشخصه‌ی ترانزیستور ۹
۱ـ۷ـ مقاومت استاتیک و دینامیک دیود بیس ـ امیتر ۱۲
خودآزمایی ۱۳

فصل دوم: مشخصات ویژه‌ی تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری ۱۴
۲ـ۱ـ روش‌های مختلف تغذیه‌ی ترانزیستور ۱۴
۲ـ۲ـ کاربرد ترانزیستور به‌عنوان تقویت‌کننده ۲۱
۲ـ۳ـ فیدبک منفی و اثر آن بر مشخصات ورودی و خروجی تقویت‌کننده ۲۳
۲ـ۴ـ انجام بعضی اصلاحات در مدار ۲۴
۲ـ۵ـ بررسی تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک (CE) ۲۵
۲ـ۶ـ بررسی تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک (CB) ۲۷
۲ـ۷ـ بررسی تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک (CC) ۲۸
۲ـ۸ـ کاربرد ۲۹
۲ـ۹ـ بیان بهره‌ی یک تقویت کننده برحسب دسی‌بل ۳۰
۲ـ۱۰ـ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌ها ۳۴
خودآزمایی ۳۵

فصل سوم: ترانزیستورهای با اثر میدان ۳۶

۱ـ۳ـ ترانزیستور با اثر میدان پیوندی یا JFET ۳۷

۲ـ۳ـ ترانزیستور اثر میدان با گیت عایق شده یا IGFET ۴۲

۳ـ۳ـ MOSFETهای قدرت ۴۵

۴ـ۳ـ تغذیه‌ی FET ۴۷

۵ـ۳ـ موارد کاربرد ترانزیستورهای اثر میدان ۵۲

۶ـ۳ـ تقویت‌کننده‌های سیگنال کوچک FET ۵۴

۷ـ۳ـ مقایسه‌ی تقویت‌کننده‌های BJT با تقویت‌کننده‌های FET ۵۷

خودآزمایی ۵۷

فصل چهارم: تقویت‌کننده‌های چند طبقه ۵۹

۱ـ۴ـ تقویت‌کننده‌ی چند طبقه ۵۹

۲ـ۴ـ بهره‌ی تقویت‌کننده‌های چند طبقه ۶۰

۳ـ۴ـ کوپلاژ بین تقویت‌کننده‌ها و انواع آن ۶۱

۴ـ۴ـ زوج دارلینگتون ۶۶

۵ـ۴ـ تقویت‌کننده‌ی آبشاری ۶۸

خودآزمایی ۶۹

فصل پنجم: تقویت‌کننده‌های قدرت ۷۱

۱ـ۵ـ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت ۷۲

۲ـ۵ـ عوامل مهم در تقویت‌کننده‌های قدرت ۷۲

۳ـ۵ـ کلاس‌های تقویت‌کنندگی ۷۲

۴ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول با طبقه‌ی راه‌انداز ۸۶

۵ـ۵ـ پایداری حرارتی ۸۷

۶ـ۵ـ مشخصه‌ی گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطه‌ی آن با توان تلف شده ۸۸

۷ـ۵ـ تقویت کننده‌های قدرت یک تراشه (مدار مجتمع) ۸۹

خودآزمایی ۹۲

فصل ششم: تقویت‌کننده‌های تفاضلی و عملیاتی ۹۴

۱ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی ۹۵

۲ـ۶ـ بررسی رفتار DC تقویت‌کننده‌ی تفاضلی ۹۶

۳ـ۶ـ مدار منبع جریان ۹۶

۴ـ۶ـ بررسی رفتار AC تقویت‌کننده‌ی تفاضلی ۹۷

۵ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ۱۰۱

۶ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ایده‌آل ۱۰۴
۶ـ۷ـ تعریف برخی از اصطلاحات در تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ۱۰۴
۶ـ۸ـ شکل ظاهری و نام‌گذاری تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ۱۰۵
۶ـ۹ـ کاربردهای تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ۱۰۶
خودآزمایی ۱۱۲

فصل هفتم: رگولاتورها (تنظیم‌کننده‌های ولتاژ) ۱۱۶
۷ـ۱ـ رگولاتور ولتاژ ۱۱۷
۷ـ۲ـ رگولاتور زنری ۱۱۸
۷ـ۳ـ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کننده‌ی جریان ۱۲۱
۷ـ۴ـ رگولاتور ولتاژ با فیدبک ۱۲۱
۷ـ۵ـ مدارهای محافظ ۱۲۳
۷ـ۶ـ رگولاتور جریان ۱۲۴
۷ـ۷ـ تنظیم‌کننده‌های مجتمع سه سر ۱۲۶
۷ـ۸ـ مبدل dc به dc ۱۳۰
خودآزمایی ۱۳۴

فصل هشتم: الکترونیک صنعتی ۱۳۵
۸ـ۱ـ دیود چهارلایه (FLD) ۱۳۶
۸ـ۲ـ دیود شاکلی ۱۳۶
۸ـ۳ـ یکسوساز کنترل‌شده‌ی سیلیکونی (SCR) ۱۳۸
۸ـ۴ـ دیاک (Diac) ۱۴۶
۸ـ۵ـ تریاک (Triac) ۱۴۷
۸ـ۶ـ کاربرد دیاک و تریاک ۱۴۸
۸ـ۷ـ ترانزیستور تک‌اتصالی (UJT) ۱۵۰
۸ـ۸ـ ترانزیستور تک‌قطبی قابل برنامه‌ریزی (PUT) ۱۵۴
خودآزمایی ۱۵۶

منابع و مآخذ ۱۵۷

مقدّمه

کتاب الکترونیک عمومی ۲ براساس سرفصل‌های مصوب کمیسیون تخصصی برنامه‌ریزی و تألیف کتاب‌های درسی رشته‌ی الکترونیک برای روش اجرایی سالی ـ واحدی تهیّه و تدوین شده است.

در تدوین این کتاب کوشش شده است تا ضمن کاهش فرمول‌ها و محاسبه‌های ریاضی، برجنبه‌ی عملی و کاربردی قطعات و مدارهای الکترونیکی تأکید شود. در این کتاب، به‌طور کلّی از محاسبه‌های مربوط به ترانزیستورهای BJT و FET در سیگنال ac صحبتی به‌میان نیامده است. با وجود این، رفتار ترانزیستور در مدارهای ac به زبان ساده و قابل درک برای هنرجویان به تفصیل بیان شده است.

افزایش ساعات تدریس این درس تا ۱۲۰ ساعت در سال، امکان اضافه کردن فصل‌های تقویت کننده‌های تفاضلی و عملیاتی، مدارهای تنظیم کننده‌ی ولتاژ و قطعات الکترونیک قدرت را به وجود آورد و به این ترتیب، جای خالی این مباحث در دوره‌ی تحصیلی قبل از دانشگاه پر شد.

از هنرآموزان محترم انتظار می‌رود ضمن آموختن کتاب براساس بودجه‌بندی تنظیم شده، هرگونه کمبود یا نارسایی در مطالب را به‌صورت مکتوب به دفتر برنامه‌ریزی و تألیف آموزش‌های فنی و حرفه‌ای و کاردانش منعکس کنند تا در بازنگری‌های بعدی کتاب ملحوظ شود.

هنرجویان عزیز ضمن آن‌که مطالب هر فصل را به‌موقع و با دقّت فرا می‌گیرند، لازم است در انجام دادن آزمایش‌های مربوط به هر فصل از کتاب کارگاه الکترونیک عمومی ـ که براساس مطالب کتاب‌های الکترونیک عمومی ۱ و ۲ تنظیم شده است ـ نهایت دقّت و کوشش را بنمایند تا در پایان دوره‌ی هنرستان با تکیه بر اطلاعات ضروری و دانشی که در زمینه‌ی الکترونیک به‌دست آورده‌اند، وارد بازار کار شوند.

مؤلفان

فهرست بودجه‌بندی زمانی الکترونیک عمومی ۲

شماره‌ی فصل	عنوان فصل	شماره‌ی صفحه	زمان به‌ساعت
فصل اول	آشنایی با تقویت کننده‌های ترانزیستوری		۱۲
فصل دوم	مشخصات ویژه‌ی تقویت کننده‌ها		۲۰
فصل سوم	ترانزیستورهای اثر میدان		۱۶
فصل چهارم	تقویت کننده‌های چندطبقه		۱۲
فصل پنجم	تقویت کننده‌های قدرت		۱۲
فصل ششم	تقویت کننده‌های عملیاتی		۱۶
فصل هفتم	تثبیت کننده‌های ولتاژ		۱۲
فصل هشتم	الکترونیک صنعتی		۲۰
			۱۲۰

فصل اوّل

یادآوری و آشنایی با تقویت‌کننده‌ی ترانزیستوری

هدف کلی: در این فصل، علاوه بر یادآوری منحنی‌های مشخصه، حالت‌های قطع، فعال، اشباع ترانزیستور، نقطه‌ی کار، خط‌بار، توان ماکزیمم و مقاومت دینامیک و استاتیک دیود بیس ـ امیتر ترانزیستور، با تقویت‌کننده‌ی ترانزیستوری آشنا خواهید شد.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ منحنی‌های مشخصه‌ی ورودی، خروجی و انتقالی ترانزیستور را توضیح دهد.

۲ـ نقطه‌ی کار و خط‌بار ترانزیستور را شرح دهد.

۳ـ منحنی توان ماکزیمم ترانزیستور را رسم کند.

۴ـ مقاومت استاتیک و دینامیک دیود بیس ـ امیتر را محاسبه کند.

۵ـ چگونگی عمل تقویت‌کنندگی ترانزیستور را با استفاده از منحنی مشخصه شرح دهد.

۶ـ حالت کلیدی ترانزیستور را شرح دهد.

۷ـ به سؤال‌های خودآزمایی پاسخ دهد.

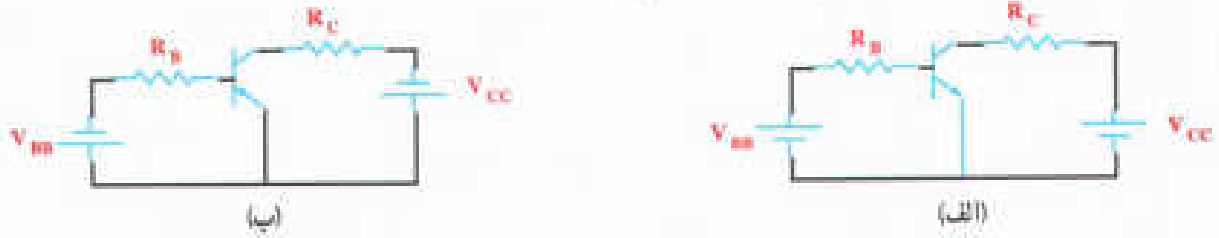
پیش‌گفتار

برای استفاده از ترانزیستور به عنوان یک تقویت‌کننده، ابتدا باید آن را بایاس کرد و ولتاژها و جریان‌های لازم را طوری تعیین نمود که نقطه‌ی کار ترانزیستور در ناحیه‌ی فعال قرار گیرد. بعد از بایاس، یکی از آرایش‌های ترانزیستور را به‌صورت امیتر مشترک، بیس مشترک یا کلکتور مشترک انتخاب می‌کنیم و در ادامه، با اعمال سیگنال به ورودی ترانزیستور، چگونگی تقویت را با استفاده از منحنی‌های مشخصه‌ی ورودی انتقالی و خروجی بررسی می‌نماییم.

۱ـ۱ـ بایاس ترانزیستور

برای تقویت کنترل جریان در ترانزیستور باید دیود بیس ـ امیتر در بایاس موافق و دیود کلکتور ـ بیس در بایاس مخالف قرار گیرد. در شکل ۱ـ۱ـ الف بایاس ترانزیستور NPN و در شکل ۱ـ۱ـ ب بایاس ترانزیستور PNP با استفاده از دو خط تغذیه‌ی V_{BB} و V_{CC} نشان داده شده است.

به منظور کنترل جریان بیس از مقاومت R_B و برای کنترل جریان کلکتور از مقاومت R_C استفاده شده است.

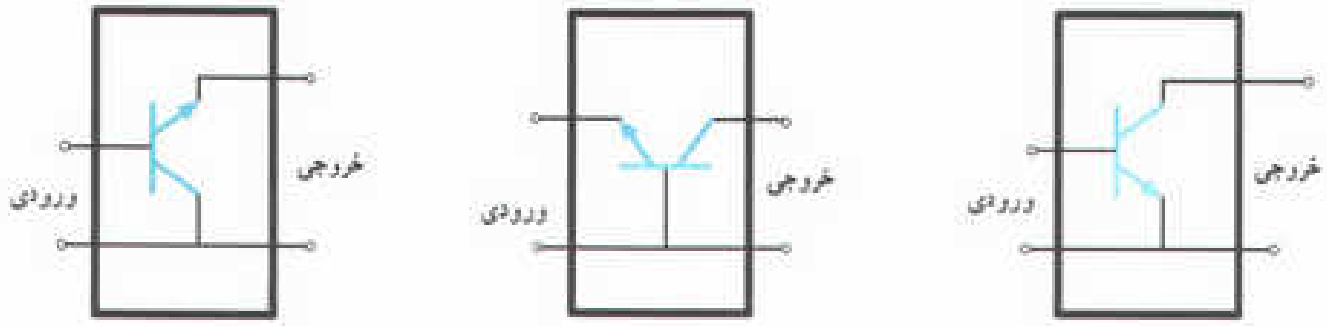


شکل ۱ـ۱ـ بایاس ترانزیستورهای الف ـ NPN و ب ـ PNP

۲ــ۱ــ آرایش ترانزیستور

برای استفاده از ترانزیستور به عنوان تقویت‌کننده، باید یک پایه‌ی ترانزیستور را بین ورودی و خروجی به‌طور مشترک انتخاب کرد. در این میان سه حالت اتفاق می‌افتد که به آرایش‌های امیتر[1] مشترک، بیس[2] مشترک و کلکتور[3] مشترک معروف‌اند.

در شکل ۲ــ۱ انواع آرایش ترانزیستور در سه حالت الف، ب و پ نشان داده شده است.



الف ــ آرایش امیتر مشترک (CE)　　ب ــ آرایش بیس مشترک (CB)　　پ ــ آرایش کلکتور مشترک (CC)

شکل ۲ــ۱ــ انواع آرایش ترانزیستور

۳ــ۱ــ منحنی‌های مشخصه‌ی ترانزیستور

روابط بین جریان‌ها و ولتاژها و تغییرات آن‌ها در ترانزیستور و هم‌چنین ضریب تقویت به عواملی چون درجه‌ی حرارت، فرکانس و غیر خطی بودن المان‌ها بستگی دارد. منظور از غیر خطی بودن، این است که نسبت تغییرات جریان‌ها و ولتاژها تابع یک معادله‌ی خطی ریاضی نیست. معمولاً از طریق ریاضی به سادگی نمی‌توان مقادیر را به‌دست آورد. بنابراین، از منحنی‌هایی که بیان‌کننده‌ی روابط بین جریان‌ها و ولتاژها است، استفاده می‌شود. این منحنی‌ها عبارت‌اند از:

الف : منحنی مشخصه‌ی ورودی

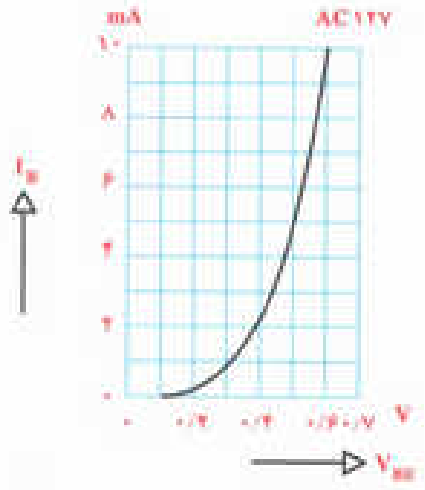
ب : منحنی مشخصه‌ی انتقالی

پ : منحنی مشخصه‌ی خروجی

در یک ترانزیستور، منحنی‌های مشخصه‌ی دیگری نیز وجود دارد که در آینده مورد بحث قرار می‌گیرند[4]. در ادامه‌ی بحث، درباره‌ی هر یک از سه منحنی ذکر شده توضیحاتی خواهیم داد. البته این منحنی‌ها برای آرایش امیتر مشترک ترسیم شده‌اند.

الف ــ منحنی مشخصه‌ی ورودی ترانزیستور یا منحنی‌های بیس ــ امیتر: در شکل ۳ــ۱ منحنی مشخصه‌ی ورودی ترانزیستور AC ۱۲۷ در حالت امیتر مشترک نشان داده شده است. این ترانزیستور از جنس ژرمانیم است و به همین دلیل، جریان بیس نسبتاً زیادی دارد.

منحنی مشخصه‌ی ورودی ترانزیستور، بیان‌کننده‌ی مقدار جریان ورودی بر حسب ولتاژ ورودی است. چون مدار ورودی به یک دیود شباهت دارد، منحنی مشخصه‌ی آن نیز شبیه منحنی مشخصه‌ی ولت ــ آمپر دیود معمولی است.

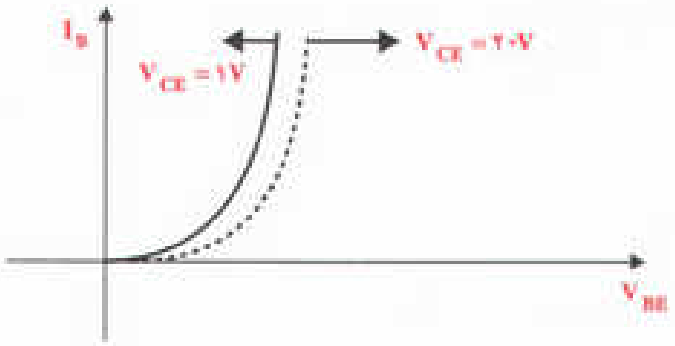


شکل ۳ــ۱ــ منحنی ورودی ترانزیستور AC۱۲۷ به‌صورت خطی

۱ــ Common Emitter (CE)　　۲ــ Common Base (CB)　　۳ــ Common Collector (CC)

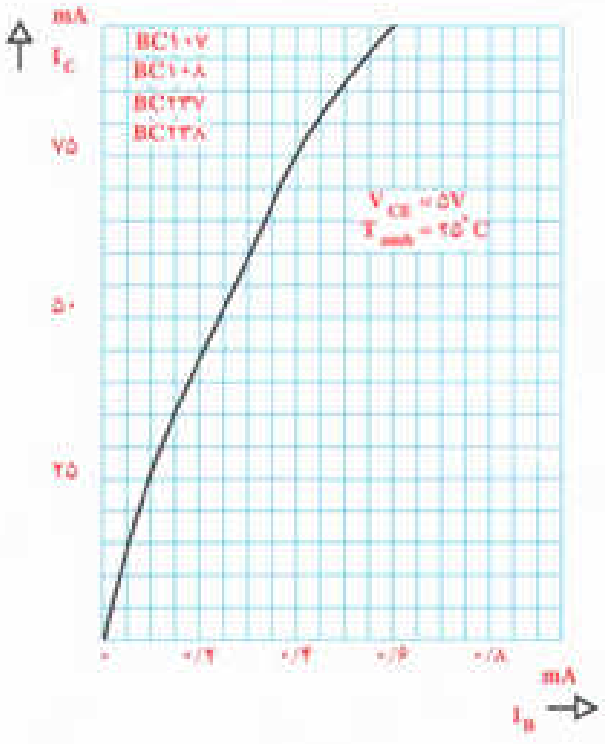
۴ــ یک نمونه از این منحنی‌ها در شکل ۱۱ــ۲ آمده است.

باید توجه داشت که منحنی مشخصه‌ی ورودی به ازای یک ولتاژ معیّن V_{CE} رسم می‌شود. اگر V_{CE} تغییر کند، منحنی نیز کمی تغییر می‌کند. البتّه این تغییرات بسیار جزئی هستند و در اکثر موارد می‌توان از آن‌ها صرف نظر کرد. مقدار ولتاژ V_{CE} را که به ازای آن منحنی مشخّصه‌ی ورودی رسم شده است، کارخانه‌ی سازنده مشخّص می‌نماید. در شکل ۴ـ۱ منحنی مشخّصه‌ی ورودی ترانزیستور به ازای $V_{CE}=1V$ و $V_{CE}=20V$ نشان داده شده است.



شکل ۴ـ۱ـ منحنی مشخّصه‌ی ورودی ترانزیستور به ازای مقادیر مختلف V_{CE}

ب ـ منحنی مشخّصه‌ی انتقالی ترانزیستور: منحنی مشخّصه‌ی انتقالی، رابطه‌ی بین جریان ورودی و جریان خروجی ترانزیستور را به ازای مقادیر ثابت V_{CE} نشان می‌دهد. در شکل ۵ـ۱ منحنی مشخّصه‌ی انتقالی ترانزیستور BC ۱۰۷ را به ازای $V_{CE}=5V$ مشاهده می‌کنید.



شکل ۵ـ۱ـ منحنی مشخّصه‌ی انتقالی ترانزیستور BC ۱۰۷ با $V_{CE}=5V$

ب ـ منحنی مشخّصه‌ی خروجی: منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور، رابطه‌ی بین جریان و ولتاژ خروجی را به ازای جریان ورودی معیّن نشان می‌دهد. اگر تقویت کننده‌ی امیتر مشترک باشد، جریان ورودی I_B و جریان خروجی I_C و ولتاژ خروجی V_{CE} خواهد بود (تقریباً همه‌ی کارخانه‌های سازنده‌ی ترانزیستور، منحنی مشخّصه‌ی ترانزیستور را در حالت امیتر مشترک ارائه می‌دهند).

شکل ۶ـ۱ منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور و نواحی کار آن را به ازای یک جریان I_B ثابت نشان می‌دهد.

مقدار جریان خروجی (I_C)، تابع دو عامل I_B و V_{CE} است؛ یعنی، با کم و زیاد شدن I_B جریان خروجی (I_C) نیز کم یا زیاد می‌شود. این مطلب در مورد V_{CE} نیز صدق می‌کند لیکن تأثیر تغییرات V_{CE} بر I_C ناچیز و در مواردی قابل اغماض است. از طرفی جریان I_B هم به V_{BE} بستگی دارد.

منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور، سه ناحیه‌ی قطع، فعال و اشباع را شامل می‌شود.

ناحیه‌ی قطع: ناحیه‌ای است که جریان بیس، صفر و ترانزیستور هنوز به آستانه‌ی هدایت نرسیده است. لذا این ناحیه مشخّصات زیر را داراست.

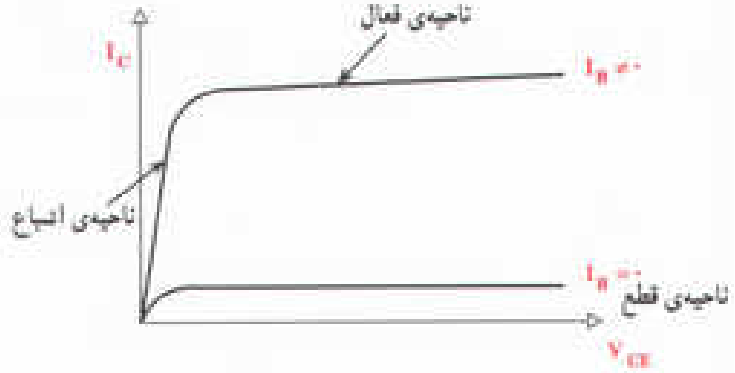
ناحیه‌ی قطع
$I_B = 0$
$I_C = 0$
$V_{CE} \approx V_{CC}$

ناحیه‌ی فعّال: در این ناحیه، ترانزیستور در حال هدایت است و با تغییرات زیاد V_{CE}، تغییرات جریان کلکتور کم می‌باشد (ثابت I_B). لذا دارای مشخّصات زیر است.

ناحیه‌ی فعّال
$I_B \neq 0$
$I_C \neq 0$
$V_{CE} \neq 0$

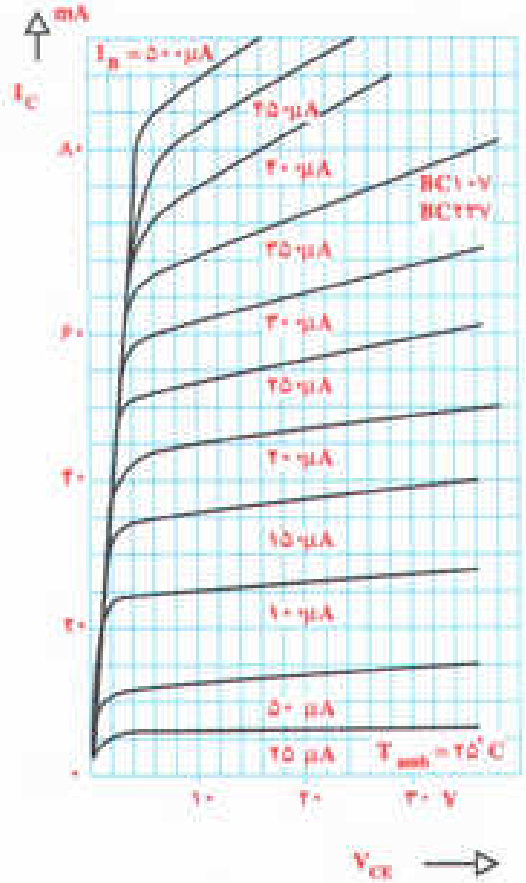
ناحیه‌ی اشباع: ناحیه‌ای است که ترانزیستور در حال هدایت است ولی با تغییر جزئی V_{CE} (کسری از ولت) تغییرات بسیار زیادی در جریان کلکتور مشاهده می‌شود. این ناحیه مشخصات زیر را داراست.

ناحیه‌ی اشباع
$I_B \neq 0$ تقریباً حداکثر
$I_C \neq 0$ تقریباً حداکثر
$V_{CE} \neq 0$ تقریباً حداقل
$V_{CE} = 0/2V$



شکل ۶ـ۱ـ منحنی خروجی و نواحی سه‌گانه‌ی ترانزیستور

شکل ۷ـ۱ منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور BC۱۰۷ را به ازای چند I_B مختلف نشان می‌دهد.

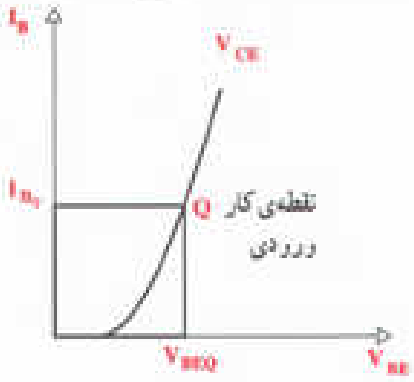


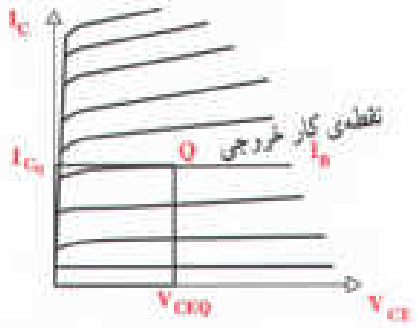
شکل ۷ـ۱ـ منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور BC ۱۰۷

در منحنی شکل ۷ـ۱، اگر V_{CE}=۱۰۷ و $I_B = 200\mu A$ باشد، مقدار $I_C = 25mA$ خواهد شد.

۴ـ۱ـ نقطه‌ی کار و خط بار DC

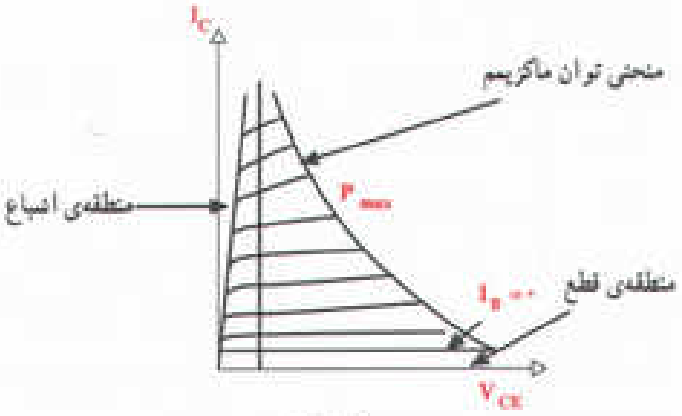
۱ـ نقطه‌ی کار: به مقادیر dc کمیّت‌های I_C، I_B، V_{CE} و V_{BE} نقطه‌ی کار ترانزیستور می‌گویند. در شکل ۸ـ۱ نقطه‌ی کار ورودی و خروجی یک ترانزیستور را مشاهده می‌کنید.





شکل ۸ـ۱ـ نمایش نقطه‌ی کار Q روی منحنی مشخصه‌ی ورودی و خروجی

۲ــ انتخاب نقطه‌ی کار: برای انتخاب نقطه‌ی کار، ابتدا باید محدودیت‌های ترانزیستور را در نظر گرفت. از جمله‌ی این محدودیت‌ها، تحمّل توان تلف شده در ترانزیستور، حداکثر جریان کلکتور و حداکثر ولتاژ بین کلکتور و امیتر است. در پایان این فصل درباره‌ی مقادیر ماکزیمم توضیحاتی خواهیم داد. از آن‌جا که تلفات توان توسط ترانزیستور برابر $P_T = V_{CE}.I_C + V_{BE}.I_B$ است (یادآوری می‌شود که مقدار $V_{BE}.I_B$ کم است و معمولاً از آن صرف‌نظر می‌کنند.) : لذا نقطه‌ی کار باید در محلّی قرار گیرد که حاصل‌ضرب $V_{CE}.I_C$ مساوی یا کم‌تر از ماکزیمم توان قابل تحمّل ترانزیستور باشد. منحنی تغییرات $V_{CE}.I_C$ در شکل ۹ــ۱ آمده است. هم‌چنین محل نقطه‌ی کار نباید در محل $I_B = 0$ (منطقه‌ی قطع) باشد (در منطقه‌ی قطع جریان ورودی ترانزیستور برابر صفر است). در ضمن، نقطه‌ی کار باید در محلّی قرار گیرد که بتواند سیگنال را از دو طرف به یک اندازه تقویت کند. در شکل ۹ــ۱ منطقه‌ی قطع، منطقه‌ی اشباع و منحنی توان ماکزیمم نشان داده شده است.



شکل ۹ــ۱

۳ــ خط بار: بر روی منحنی مشخّصه‌ی خروجی ترانزیستور، می‌توان نقاط زیادی را به عنوان نقطه‌ی کار انتخاب کرد. با تغییر ولتاژ منبع، R_B یا R_C، نقطه‌ی کار جدیدی به دست می‌آید. اگر چند نقطه‌ی کار را به صورتی پیدا کنیم که در آن‌ها ولتاژ منبع تغذیه و مقاومت R_C ثابت مانده باشد، می‌بینیم که نقاط مذکور روی یک خط راست قرار می‌گیرند که به آن **خط بار ترانزیستور** می‌گویند. به تعبیر دیگر، خط بار مکان هندسی نقاطی است که در آن نقاط، مقادیر V_{CC} و R_C ثابت بماند.

برای رسم خط بار، با توجّه به جهت جریان و جهت گردش در حلقه‌ی خروجی از یک نقطه (مثلاً قطب منفی منبع تغذیه) مدار شکل ۱۰ــ۱ معادله‌ی KVL را به ترتیب زیر می‌نویسیم.

$$-V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} = 0$$

شکل ۱۰ــ۱

در معادله‌ی بالا R_C و V_{CC} ثابت ولی I_C و V_{CE} متغیرند. لذا برای به‌دست آوردن دست‌کم دو نقطه از خط بار، یک بار I_C را برابر صفر فرض می‌کنیم و آن را در معادله‌ی خروجی قرار می‌دهیم و V_{CE} را به دست می‌آوریم (نقطه‌ی A) و بار دیگر، V_{CE} را برابر صفر فرض می‌کنیم، آن را در معادله‌ی خروجی قرار می‌دهیم و I_C را به دست می‌آوریم (نقطه‌ی B). آن‌گاه نقاط A و B را به هم وصل می‌کنیم تا خط بار به‌دست آید.

نقطه‌ی A
$$\begin{cases} I_C = 0 \\ -V_{CC} + 0 \times R_C + V_{CE} = 0 \\ \boxed{V_{CE} = V_{CC}} \end{cases}$$

نقطه‌ی B
$$\begin{cases} V_{CE} = 0 \\ -V_{CC} + I_C R_C + 0 = 0 \\ I_C = \dfrac{V_{CC}}{R_C} \end{cases}$$

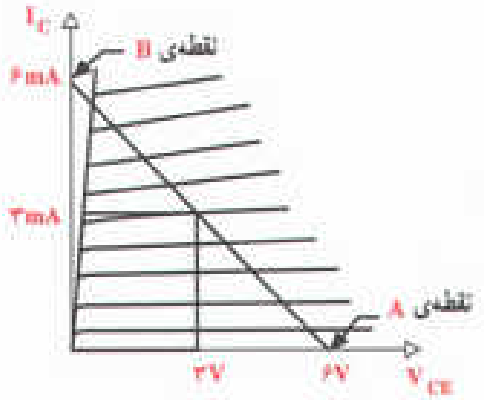
مثال : در صورتی که در مدار شکل ۱۰ــ۱ $V_{CC} = 6V$ و $R_C = 1K\Omega$ باشد، خط بار آن را روی منحنی مشخّصه‌ی شکل ۱۱ــ۱ رسم کنید.

راه حل: ابتدا معادله‌ی KVL حلقه‌ی خروجی را می‌نویسیم. با فرض $I_C = 0$، مقدار V_{CE} را به دست می‌آوریم.

برای نقطه‌ی B با توجه به معادله‌ی KVL حلقه‌ی خروجی و فرض $V_{CE}=۰$، مقدار I_C را به دست می‌آوریم.

نقطه‌ی A
$$\begin{cases} -V_{CC}+I_CR_C+V_{CE}=۰ \\ I_C=۰ \\ -۶+۱K\Omega\times ۰+V_{CE}=۰ \end{cases} \Rightarrow \boxed{V_{CE}=۶V}$$

نقطه‌ی B
$$\begin{cases} -V_{CC}+I_CR_C+V_{CE}=۰ \\ V_{CE}=۰ \\ -۶+۱K\Omega\times I_C+۰=۰ \end{cases} \Rightarrow I_C=\frac{۶V}{۱K\Omega}=۶mA$$



شکل ۱۱ــ۱

اکنون مقادیر محاسبه شده برای A و B را روی منحنی مشخصه‌ی خروجی شکل ۱۱ــ۱ جدا می‌کنیم. با اتصال A به B خط بار خواسته شده به دست می‌آید.

بر روی خط بار می‌توان چندین نقطه‌ی کار ــ با شرایطی که قبلاً ذکر شد ــ انتخاب کرد. چگونگی انتخاب نقطه‌ی کار و محدوده‌ی کلاس کارهای مختلف را در بحث تقویت‌کننده‌های قدرت توضیح خواهیم داد.

در شکل ۱۱ــ۱ اگر نقطه‌ی کار ترانزیستور مرتباً بین قطع (نقطه‌ی A) و اشباع (نقطه‌ی B) متغیر باشد، می‌گویند ترانزیستور مانند یک کلید عمل می‌کند. این کلید در نقطه‌ی A باز و در نقطه‌ی B بسته است.

۵ــ۱ــ عمل کلیدزنی (سوئیچینگ) ترانزیستور

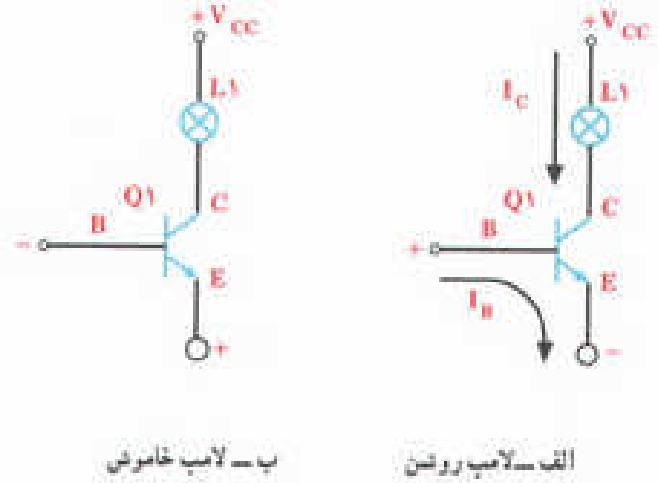
همان‌طور که می‌دانید، هر کلیدی دارای دو وضعیت قطع و وصل است. وقتی که کلید قطع (خاموش) است، مقاومت الکتریکی بسیار زیادی دارد اما وقتی که وصل (روشن) است، دارای مقاومت فوق‌العاده کمی است. برای تغییر دادن وضعیت یک کلید معمولی انرژی مکانیکی مورد نیاز است.

رله کلیدی است که برای تغییر وضعیت خود از انرژی الکترومغناطیس استفاده می‌کند. کلید و رله که دارای ویژگی‌های گفته شده هستند، اشکالاتی نیز دارند که از آن جمله می‌توان ایجاد قوس الکتریکی بین اتصال‌ها، خمیدگی اتصال‌ها، فرسودگی قسمت‌های متحرک و کندی کار آن‌ها را نام برد. با به‌کار گرفتن ترانزیستورها به عنوان کلید می‌توان اشکالات فوق را از میان برداشت. ترانزیستور معمولی را می‌توان به عنوان کلید به‌کار برد. با بررسی مدار شکل ۱۲ــ۱ می‌بینیم که مقاومت بین کلکتور و امیتر تابعی از جریان موافقی است که از پیوند بیس ــ امیتر عبور می‌کند. وقتی از این پیوند جریانی عبور نمی‌کند (ولتاژ مخالف)، مقاومت بین کلکتور و امیتر بسیار زیاد است. در این حالت، ترانزیستور مانند یک کلید باز عمل می‌کند و مانع عبور جریان می‌شود؛ بنابراین، لامپ خاموش می‌ماند. با وصل یک ولتاژ مثبت به بیس، موجب برقراری جریان در پیوند بیس ــ امیتر می‌شود (اتصال مذکور در بایاس موافق است)، مقاومت بین کلکتور و امیتر بسیار کم می‌شود و جریان نسبتاً زیادی از مدار عبور می‌کند؛ در این حالت، مدار مانند یک کلید بسته عمل خواهد کرد و لامپ روشن خواهد شد. هنگامی که ولتاژ موافق را از ترانزیستور قطع کنیم، مقاومت بین کلکتور و امیتر فوق‌العاده زیاد می‌شود و چون جریانی از مدار عبور نمی‌کند، لامپ خاموش خواهد شد. ترانزیستور می‌تواند مقدار شدت جریان داده‌شده به مصرف‌کننده را در محدوده‌ی وسیعی بین دو حالت قطع و وصل تغییر دهد و به همین دلیل، بر کلیدهای مکانیکی یا الکترومغناطیسی برتری دارد.

۶ــ۱ــ بررسی تقویت سیگنال الکتریکی از روی منحنی‌های مشخصه‌ی ترانزیستور

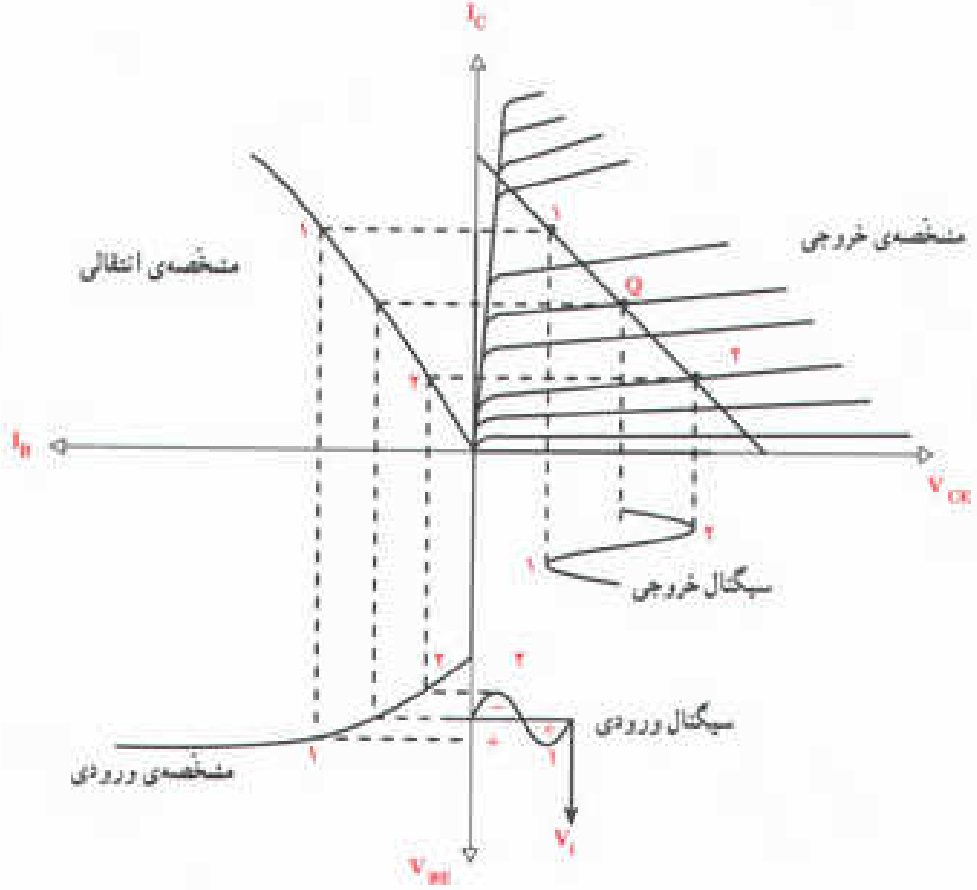
برای درک چگونگی تقویت سیگنال، از روی منحنی‌های مشخصه‌ی ورودی، انتقالی و خروجی با توجه به نقطه‌ی کار و خط بار به مطالب زیر توجه کنید.

همان‌طور که قبلاً گفتیم، سیگنال ورودی به پیس ــ آمپتر داده می‌شود؛ بنابراین، ولتاژ V_{BE} یک ولتاژ متغیر حول نقطه‌ی کار ورودی خواهد شد. با تغییرات V_{BE}، I_B نیز تغییر می‌کند. تغییرات I_B سبب تغییرات I_C می‌شود و تغییرات I_C، تغییرات V_{CE} را به دنبال دارد که خروجی تقویت کننده است. در شکل ۱۳ــ۱ مراحل تقویت را مشاهده می‌کنید.



الف ــ لامپ روشن ب ــ لامپ خاموش

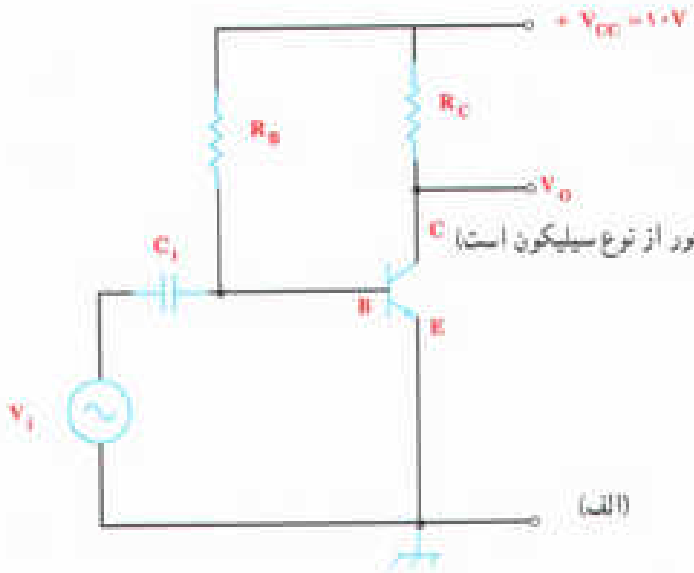
شکل ۱۲ــ۱ــ ترانزیستور به عنوان سوئیچ

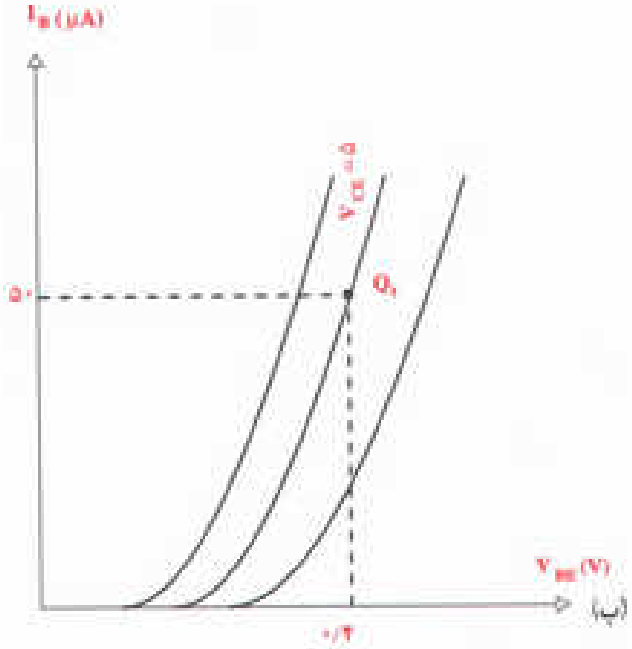


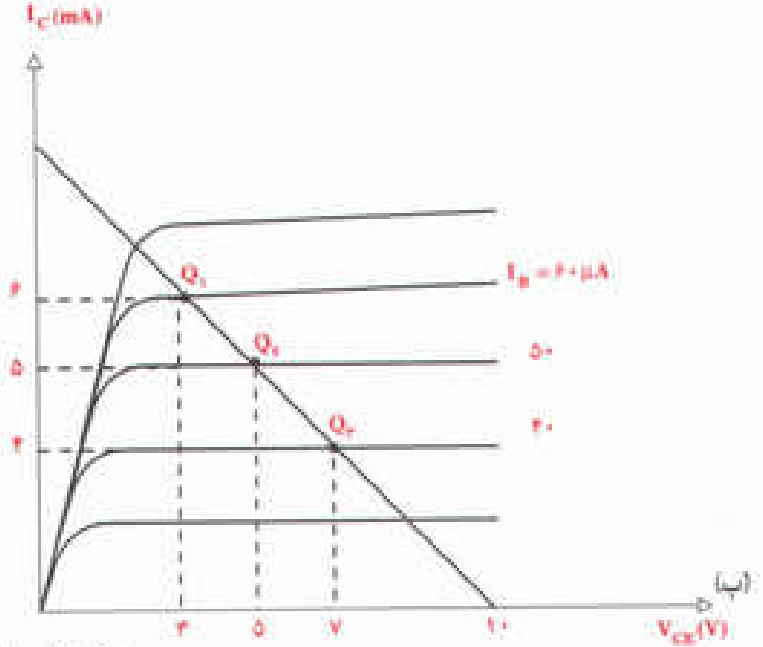
شکل ۱۳ــ۱ــ نمایش مراحل تقویت

همان‌طور که می‌بینید، در نیم سیکل مثبت، زمانی که ولتاژ اضافه می‌شود (۱) دامنه‌ی سیگنال خروجی (V_{CE}) کاهش می‌یابد. لذا بین سیگنال ورودی و خروجی یک اختلاف فاز ۱۸۰ درجه به‌وجود می‌آید. برای بررسی دقیق چگونگی تقویت، بحث را با یک مثال عددی پی می‌گیریم.

به مدار و منحنی مشخصه‌های شکل ۱۴ــ۱ توجه کنید.







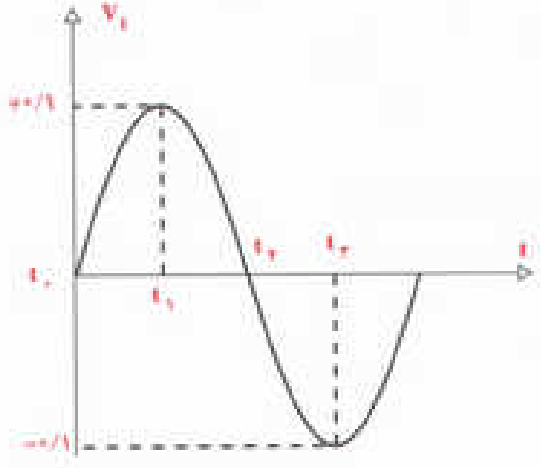
شکل ۱۴ـ۱

فرض کنید مقادیر R_B و R_C طوری انتخاب شده باشند که نقطه‌ی کار ترانزیستور در Q_2 قرار گیرد.

از منحنی‌ها نقطه‌ی کار Q_2 را استخراج می‌کنیم، نتیجه خواهد شد:

$$Q_2 = \begin{cases} V_{CE} = 5\,V \\ I_C = 5\,mA \\ I_B = 50\,\mu A \\ V_{BE} = 0/4\,V \end{cases}$$

اکنون ولتاژ متناوب سینوسی با دامنه‌ی ۰/۱ ولت را به ورودی مدار اعمال می‌کنیم و به‌بررسی وضع ترانزیستور در هر حالت می‌پردازیم(شکل۱۵ـ۱).



شکل ۱۵ـ۱

در هر لحظه می‌توان نوشت:

$$V_{be} = V_i + V_{BE}$$

(V_{BE} یعنی ولتاژ بیس ـ امیتر در نقطه‌ی کار و V_{be} یعنی

ولتاژ لحظه‌ای بیس ـ امیتر)

نقطه‌ی کار قبلی (Q_1) $V_{be} = +۰/۴ = -۰/۴$ در لحظه‌ی t_0

نقطه‌ی کار بالا می‌رود (Q_1) $V_{be} = -۰/۱ + ۰/۴ = ۰/۵$ در لحظه‌ی t_1

نقطه‌ی کار قبلی (Q_2) $V_{be} = +۰/۴ = -۰/۴$ در لحظه‌ی t_2

نقطه‌ی کار پایین می‌آید (Q_2) $V_{be} = -۰/۱ + ۰/۴ = ۰/۳$ در لحظه‌ی t_3

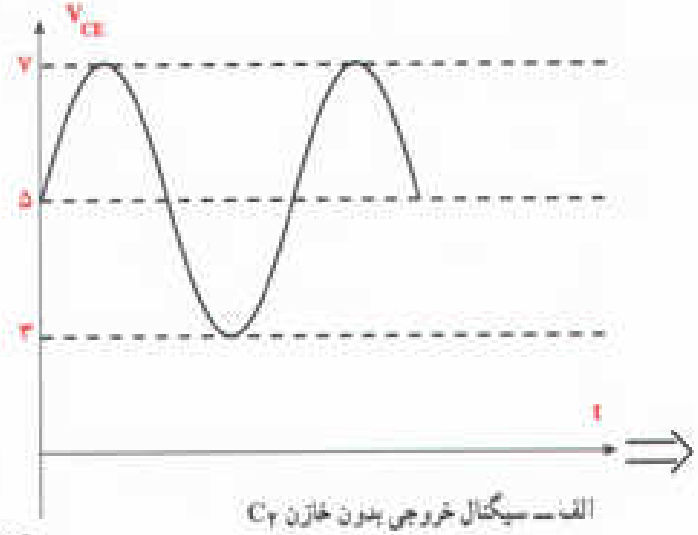
در لحظات t_1 و t_3 که نقطه‌ی کار تغییر می‌کند، نقطه‌ی کار جدید را به‌دست می‌آوریم.

نتیجه چنین است:

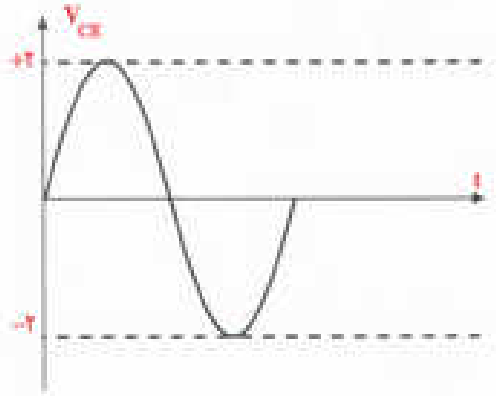
$$Qt_1 = \begin{cases} V_{be} = ۰/۵V \\ I_B = ۶۰\mu A \\ I_C = ۶mA \\ V_{CE} = ۳V \end{cases} \quad Qt_2 = \begin{cases} V_{be} = ۰/۳V \\ I_B = ۴۰\mu A \\ I_C = ۴mA \\ V_{CE} = ۷V \end{cases}$$

بنابراین، با اعمال ولتاژ به ورودی، نقطه‌ی کار بین Q_1 و Q_2 نوسان می‌کند. به‌عبارت دیگر، ولتاژی با دامنه‌ی نوسان حداکثر ۰/۲ ولت به ورودی داده شده است و ولتاژی با دامنه‌ی نوسان حداکثر ۴ ولت در خروجی ظاهر شده که بیانگر عمل تقویت‌کنندگی است. همان‌طور که ملاحظه می‌کنید، سیگنال ورودی را می‌توان به بیس و امیتر داد و خروجی را از کلکتور و امیتر گرفت. هدف از به کارگیری خازن C_1 در مدار ورودی، جلوگیری از عبور جریان D.C از منبع متناوب است؛ زیرا در این صورت، نقطه‌ی کار ترانزیستور به‌هم می‌خورد.

گفتیم که خروجی را می‌توان از کلکتور ـ امیتر ترانزیستور گرفت اما توجه داشته باشید که این ولتاژ دارای دو مؤلفه‌ی ac و DC، مطابق شکل ۱۶ـ۱ـ الف است.



الف ـ سیگنال خروجی بدون خازن C_2

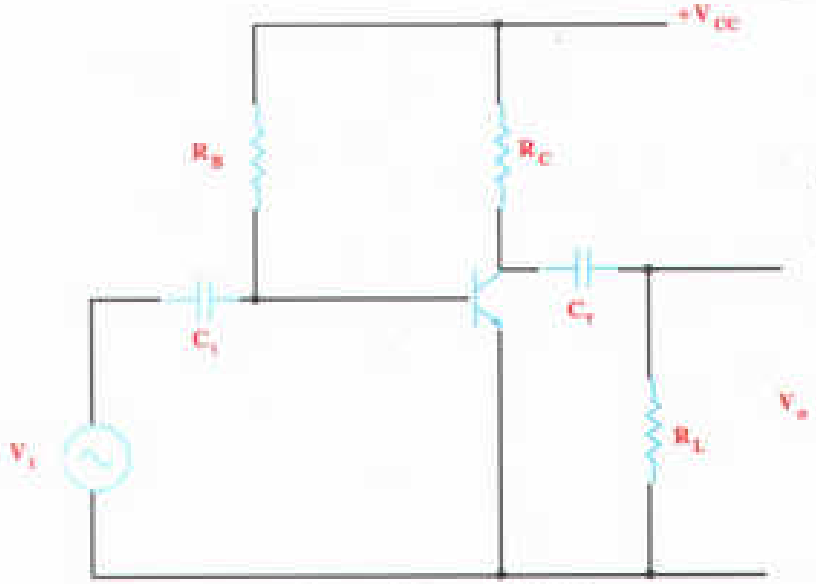


ب ـ سیگنال خروجی با خازن C_2

شکل ۱۶ـ۱

برای جداکردن مؤلفه ac از مؤلفه DC از یک خازن مطابق شکل ۱۷ـ۱ در مدار خروجی استفاده می‌کنیم (خازن C_2) و بار (بلندگو و غیره) را توسط این خازن به کلکتور وصل می‌کنیم.

خازن‌های C_1 و C_2 را **خازن‌های کوپلاژ** می‌نامند.



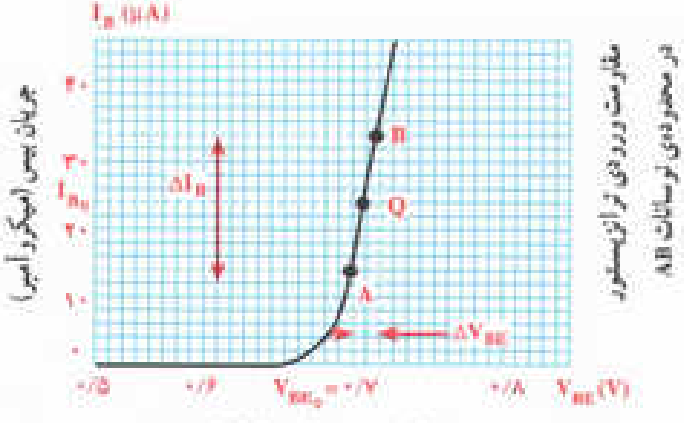
شکل ۱۷ـ۱ـ مدار یک تقویت‌کننده

۷ــ۱ــ مقاومت استاتیک و دینامیک دیود بیس ــ امیتر

در مدار شکل ۱۷ــ۱ سیگنال V_i را از طریق خازن کوپلاژ C_1 به بیس ترانزیستور اعمال کردیم. تغییر دامنه‌ی این سیگنال موجب آن می‌شود که افت پتانسیل دو سر پیوند بیس ــ امیتر، حول نقطه‌ی کار Q قدری تغییر کند. میزان این تغییرات در مقایسه با ولتاژ بایاس V_{BEQ} خیلی کم است؛ مثلاً اگر V_{BEQ} = ۰/۷ ولت فرض شود، ممکن است این تغییرات بین دو مقدار ۰/۶۹ V و ۰/۷۱ V در نوسان باشند. تغییرات ولتاژ V_{BE} باعث تغییرات جریان بیس ترانزیستور خواهد شد. طبق تعریف، مقاومت دینامیکی دیود بیس ــ امیتر با نسبت تغییرات ولتاژ بیس ــ امیتر به تغییرات جریان بیس ترانزیستور برابر است. مقاومت دینامیکی دیود بیس ــ امیتر را با r_π نشان می‌دهند.

$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

این مقاومت برابر عکس شیب منحنی مشخصه‌ی ورودی ترانزیستور در نقطه‌ی کار آن است. در حالت بدون سیگنال V_i، نقطه‌ی کار Q ثابت است. در این حالت، طبق تعریف مقاومت استاتیک دیود بیس ــ امیتر برابر با $R_s = \frac{V_{BEQ}}{I_{BQ}}$ است. در شکل ۱۸ــ۱ یک منحنی مشخصه‌ی ورودی نمونه نشان داده شده است. با توجه به شکل، مقادیر مقاومت‌های دینامیک و استاتیک دیود بیس ــ امیتر را محاسبه می‌کنیم.



شکل ۱۸ــ۱ــ منحنی مشخصه‌ی ورودی ترانزیستور و جگونگی تغییرات نقطه‌ی کار

مختصات نقاط A،Q و B برابر است با

$$A\begin{cases} V_{BE} = ۰/۶۹\,V \\ I_B = ۱۴\,\mu A \end{cases}$$

$$B\begin{cases} V_{BE} = ۰/۷۱\,V \\ I_B = ۳۶\,\mu A \end{cases}$$

$$Q\begin{cases} V_{BE} = ۰/۷\,V \\ I_B = ۲۴\,\mu A \end{cases}$$

مقاومت استاتیکی $r_s = \frac{V_{BEQ}}{I_{BQ}} = \frac{۰/۷\,V}{۲۴\mu A} = ۲۹/۱۶\,k\Omega$

مقاومت دینامیکی $r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{V_{BEB} - V_{BEA}}{I_{BB} - I_B\,A}$

$$r_\pi = \frac{۰/۷۱ - ۰/۶۹}{(۳۶ - ۱۴)\mu A} = \frac{۰/۰۲}{۲۲ \times ۱۰^{-۶}} \cong ۹۰۹\Omega$$

توجّه داشته باشید که مقاومت ورودی دینامیکی ترانزیستور ممکن است با تغییر نقطه‌ی کار به‌مقدار زیادی تغییر کند. برای این که در سیگنال ورودی اعوجاج به وجود نیاید، باید نقطه‌ی کار طوری انتخاب شود که تغییرات آن همواره در قسمت خطی منحنی مشخصه‌ی ورودی باقی بماند (ناحیه‌ی AB در شکل ۱۸ــ۱).

۸ ــ۱ــ قابلیت هدایت انتقالی ترانزیستور

در ترانزیستور نسبت $\frac{\beta}{r_\pi}$ را قابلیت هدایت انتقالی می‌گویند و آن را با g_m نشان می‌دهند. در دمای طبیعی g_m برابر است با:

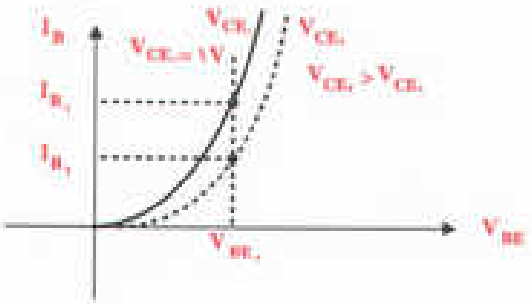
$$g_m = \frac{I_C}{۲۶mV} = \frac{I_E}{۲۶mV}$$

$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_{BE}}{\frac{\Delta I_C}{\beta}} = \beta \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C} = \beta r_s$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \Rightarrow r_\pi = \frac{۱}{g_m}$$

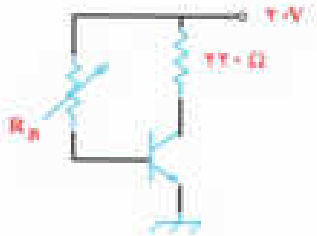
خودآزمایی

در شکل ۱۹ـ۱ با افزایش V_{CE} به ازای V_{BE} ثابت جریان I_B کم‌تر شده است. چرا؟



شکل ۱۹ـ۱

۲ـ در شکل ۲۰ـ۱ ترانزیستور دارای مشخصات $V_{CESat} = ۰/۲\,V$ و $\beta = ۱۰۰$ است. اگر R_B به مقداری باشد که ترانزیستور در حالت اشباع قرار گیرد، مقدار I_{CSat} چه‌قدر است؟ حداکثر مقدار R_B برای اشباع ترانزیستور چه‌قدر است؟ $V_{BE} = ۰/۷V$

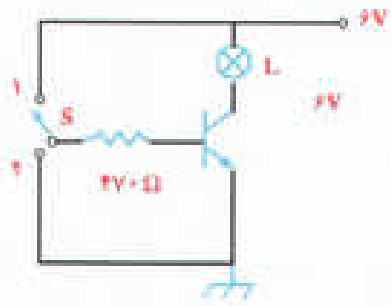


شکل ۲۰ـ۱

۳ـ در یک ترانزیستور، در صورتی که ولتاژ کلکتور ثابت باشد، اگر جریان بیس را افزایش دهیم، در جریان کلکتور چه تغییری مشاهده می‌شود؟

۴ـ در یک ترانزیستور، آیا می‌توان با کم‌کردن جریان بیس، جریان کلکتور را تقریباً به صفر رساند؟

۵ـ در شکل ۲۱ـ۱، کلید S یک بار در حالت ۱ و بار دیگر در حالت ۲ قرار می‌گیرد. در هر حالت، در نور لامپ چه تغییری ایجاد می‌شود؟



شکل ۲۱ـ۱

فصل دوم

مشخصات ویژه‌ی تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری

هدف کلی: در این فصل، ابتدا بایاسینگ تقویت‌کننده مورد بررسی قرار می‌گیرد. تجزیه و تحلیل سه تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک و مقایسه‌ی آن‌ها از نظر بهره‌ی ولتاژ، بهره‌ی جریان، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی از اهداف اصلی این فصل است.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ روش‌های تغذیه‌ی ترانزیستور (بایاسینگ) را شرح دهد.
۲ـ تقویت کننده‌های امیتر مشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک را معرفی کند.
۳ـ مشخصات ویژه‌ی تقویت‌کننده را نام ببرد.
۴ـ فیدبک منفی و تأثیر آن را بر مشخصات تقویت‌کننده بیان کند.
۵ـ بوت استراپ را شرح دهد.
۶ـ انواع تقویت‌کننده‌ها را با یک‌دیگر مقایسه کند.
۷ـ بهره را در تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری بر حسب دسی‌بل محاسبه کند.
۸ـ به پرسش‌های خودآزمایی پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

برای بررسی یک تقویت‌کننده‌ی ترانزیستوری، ابتدا باید ترانزیستور را بایاس کرد؛ یعنی، دیود بیس ـ امیتر را در بایاس موافق و دیود کلکتور ـ بیس را در بایاس مخالف قرار داد. ترانزیستور به عنوان تقویت‌کننده می‌تواند یکی از سه آرایش امیتر مشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک را داشته باشد. مقادیر امپدانس ورودی، امپدانس خروجی، بهره‌ی ولتاژ و بهره‌ی جریان ترانزیستور در آرایش‌های مختلف متفاوت است.

در این فصل، علاوه بر موارد گفته شده، اثر مقاومت‌های تأمین بایاس بر امپدانس ورودی با استفاده از بوت‌استراپ مورد بررسی قرار می‌گیرد. چگونگی استفاده از فیدبک منفی به منظور جبران حرارتی ترانزیستور، از دیگر نکات مورد بحث این فصل خواهد بود.

۱ـ۲ـ روش‌های مختلف تغذیه‌ی ترانزیستور

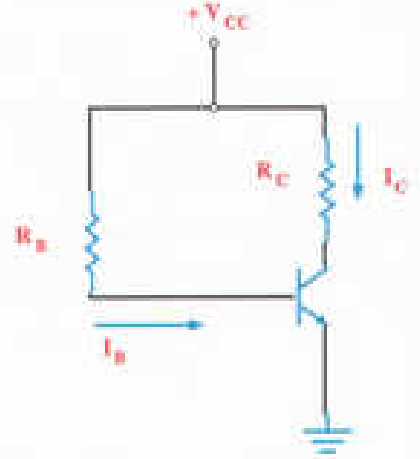
برای آن که ترانزیستور به‌عنوان تقویت‌کننده درست عمل کند و در سیگنال ورودی اعوجاج به وجود نیاورد، باید به طور صحیح تغذیه شود. تغذیه‌ی ناکافی و نیز تغذیه‌ی بیش از حد، ممکن است در سیگنال خروجی اعوجاج به‌وجود آورد. به علاوه، تغذیه‌ی بیش از حد موجب اتلاف توان می‌شود و بازده[1]

۱ـ Efficiency

تقویت‌کننده را پایین می‌آورد.

تغذیه‌ی جریان مستقیم ترانزیستور را بایاسینگ[1] می‌گویند. بایاسینگ، ترانزیستور را در یک وضعیّت ثابت قرار می‌دهد که به این وضعیّت **حالت آرامش[2]** یا **نقطه‌ی کار** ترانزیستور گفته می‌شود. یک ترانزیستور باید طوری بایاس شود که همواره پیوند **بیس ــ امیتر** آن در **گرایش مستقیم[3]** و پیوند **کلکتور ــ بیس** آن در **گرایش معکوس[4]** بماند.[5] بایاسینگ ترانزیستور، جهت تأمین نقطه‌ی کار مناسب به یکی از سه روش زیر انجام می‌شود.

۱ــ تغذیه‌ی ثابت[6]: در این نوع بایاسینگ که مدار نمونه‌ی آن در شکل ۱ــ۲ نشان داده شده است، مقدار جریان بیس ــ یعنی I_B ــ همواره ثابت می‌ماند.



شکل ۱ــ۲ــ بایاسینگ ثابت

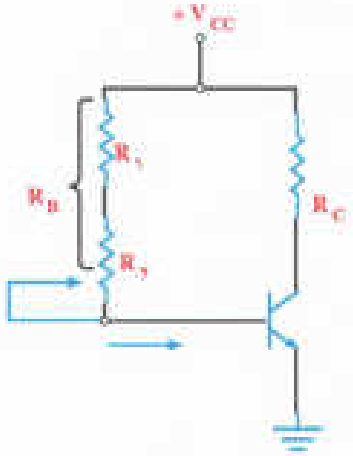
مطابق این شکل، مقدار جریانی که از بیس ترانزیستور می‌گذرد برابر است با :

معادله‌ی (۱ــ۲) $$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

در این معادله، مقادیر V_{CC} و V_{BE} ثابت است ؛ بنابراین، تنها عامل تعیین‌کننده‌ی جریان بیس مقدار مقاومت R_B است و با انتخاب یک مقدار معیّن برای R_B ، مقدار جریان بیس به‌طور دقیق تعریف می‌شود. در این مدار، مقدار جریانی که از کلکتور ترانزیستور می‌گذرد برابر است با

معادله‌ی (۲ــ۲) $$I_C = \beta I_B$$

مقدار جریان I_C مستقل از مقدار مقاومت R_C است و فقط به‌مقدار β ی ترانزیستور بستگی دارد. چون مقدار β برای ترانزیستورهای مختلف (حتّی از یک نوع) تغییر می‌کند، در صورت تعویض ترانزیستور نقطه‌ی کار مدار تغییر خواهد کرد. برای ثابت نگه‌داشتن نقطه‌ی کار می‌توان با سری کردن یک پتانسیومتر با مقاومت مدار بیس (مطابق شکل ۲ــ۲) و تنظیم دوباره‌ی آن (در صورت تعویض ترانزیستور یا تغییر قابل ملاحظه‌ی نقطه‌ی کار در اثر فرسودگی) مقدار جریان I_B را ثابت نگه داشت.



شکل ۲ــ۲ــ تصحیح نقطه‌ی کار به کمک پتانسیومتر R_1

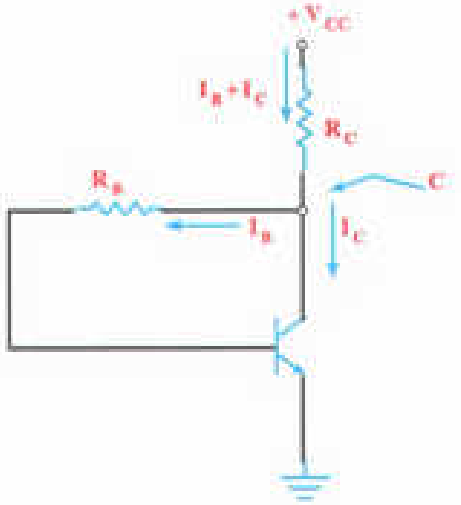
۲ــ تغذیه‌ی خودکار[7]: چون در مدار شکل ۱ــ۲ نقطه‌ی کار کاملاً به‌مقدار β ی ترانزیستور وابسته است و با تغییر β نقطه‌ی کار جابه‌جا می‌شود. لذا برای این که مدار فوق را به گونه‌ای اصلاح کنیم که در برابر تغییرات β ثبات بیش‌تری داشته باشد، می‌توانیم به جای آن که تغذیه‌ی بیس ترانزیستور را مستقیماً

۱ــ Biasing
۲ــ Quiescent point
۳ــ Forward bias
۴ــ Reverse bias

۵ــ فقط در بعضی کاربردهای ویژه که ترانزیستور به‌عنوان یک کلید ایده‌آل در دو حالت قطع کامل و اشباع کامل عمل می‌کند، در حالت اشباع پیوند کلکتور ــ بیس در گرایش مستقیم قرار می‌گیرد.

۶ــ Fixed bias
۷ــ Automatic bias

از V_{CC} تأمین کنیم، آن را از کلکتور ترانزیستور بگیریم. به این ترتیب، هر تغییری در مقدار جریان I_C، بر مقدار I_B تأثیر معکوس می‌گذارد و نقطه‌ی کار تا حدّ زیادی تثبیت می‌شود.



شکل ۳ـ۲ـ بایاسینگ خودکار

با توجّه به شکل ۳ـ۲ ولتاژ کلکتور ترانزیستور ـ یعنی نقطه‌ی C ـ برابر می‌شود با

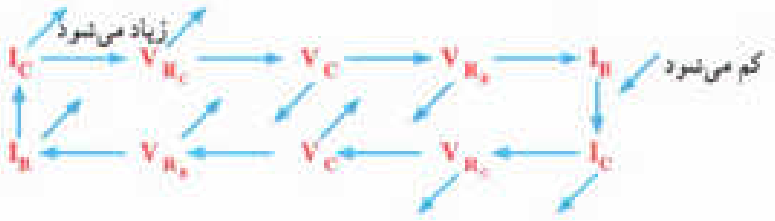
معادله‌ی (۳ـ۲) $V_C = V_{CE} = V_{CC} - (I_B + I_C)R_C$

مطابق این رابطه، با افزایش مقدار جریان I_C افت پتانسیل دو سر مقاومت R_C یعنی $(I_B + I_C)R_C$ بیش‌تر می‌شود و ولتاژ نقطه‌ی C کاهش می‌یابد. کاهش پتانسیل نقطه‌ی C موجب کاهش اختلاف پتانسیل دو سر مقاومت R_B می‌شود و این امر مقدار جریان I_B را کاهش می‌دهد.

$$I_B = \frac{V_{R_B}}{R_B} = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B}$$

با کم شدن مقدار I_B از مقدار جریان I_C کاسته می‌شود $(I_C = \beta I_B)$. این کاهش سبب افت پتانسیل کم‌تری در دو سرمقاومت R_C نسبت به‌حالت قبل می‌شود. در نتیجه، دوباره ولتاژ نقطه‌ی C بالا می‌رود. این افزایش ولتاژ، افزایش اختلاف پتانسیل دو سر مقاومت R_B و به تبع آن، افزایش میزان I_B را به‌دنبال خواهد داشت.

این نوع تغذیه را که به‌طور خودکار ولتاژ روی کلکتور ترانزیستور را کنترل می‌کند، **تغذیه‌ی خودکار** یا به‌علّت آن که تغذیه‌ی پس از کلکتور ترانزیستور گرفته می‌شود، **تغذیه‌ی کلکتور ـ بیس**[1] می‌نامند. می‌توان سیکل بسته‌ی کنترل فوق را به این صورت خلاصه کرد:



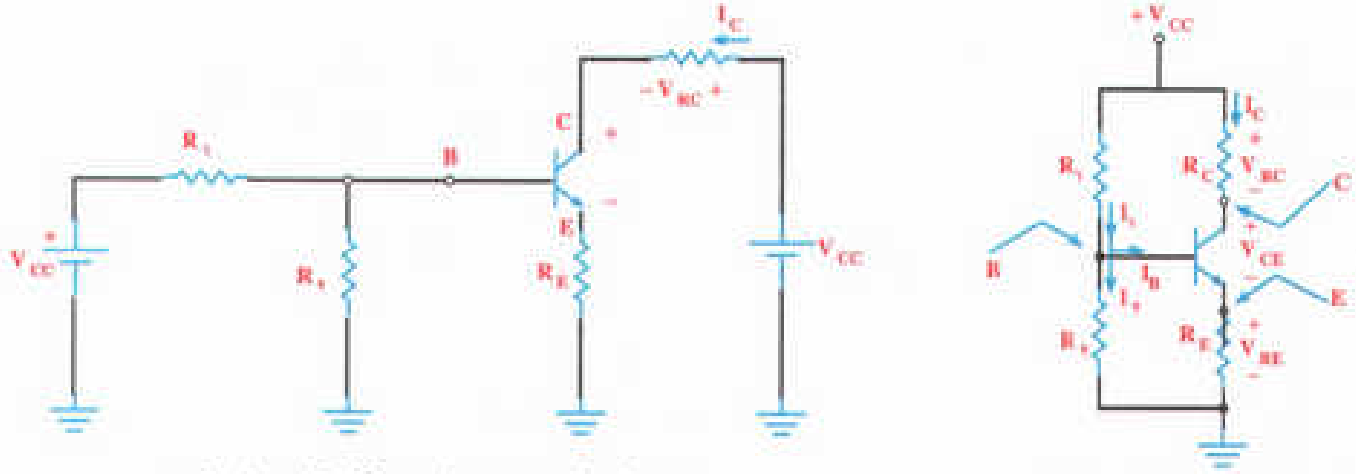
۳ـ تغذیه‌ی سرخود[2]: در مواردی که حتّی تغییرات جزئی V_{CE} نیز بر عملکرد مدار اثر نامطلوب می‌گذارد، می‌توان از مدار شکل ۴ـ۲ـ الف استفاده کرد. در این مدار نقطه‌ی کار ترانزیستور کاملاً تثبیت شده و مستقل از β ی ترانزیستور است.

در این مدار، مقاومت‌های مقسم R_1 و R_2 ولتاژ تغذیه‌ی بیس ترانزیستور را فراهم می‌کنند. برای آن که V_B ثابت بماند، باید مقدار جریان I_B، در مقایسه با مقدار جریان I_1، قابل چشم‌پوشی باشد. برای تحقّق این امر، باید مقاومت مقسّم R_2 خیلی کوچک‌تر از مقاومت ورودی ترانزیستور (مقاومت استاتیکی که از پایه بیس ترانزیستور نسبت به شاسی دیده می‌شود) انتخاب شود[3].

۱ـ Collector - base bias

۲ـ Self bias

۳ـ در عمل، معمولاً مقدار I_1 را ۵ تا ۱۰ برابر I_B در نظر می‌گیرند. در این صورت، مقدار واقعی V_B، ۷، ۱۰ تا ۲۰ درصد از مقداری که از معادله‌ی ۴ـ۲ به دست می‌آید، کم‌تر خواهد بود.

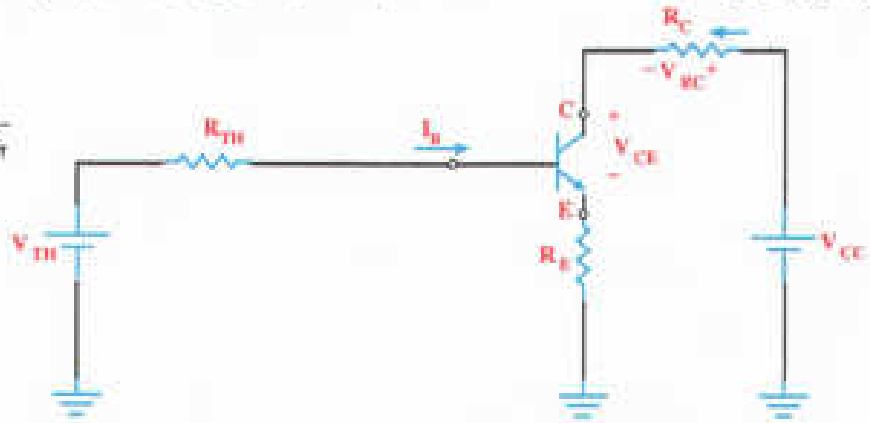


الف ــ مدار تغذیه‌ی سرخود

ب ــ مدار تغذیه‌ی سرخود با تغییر شکل مقاومت‌های مقسم

$$R_{TH} = R_1 \| R_2$$

$$V_{TH} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



پ ــ مدار تغذیه‌ی سرخود با جایگزینی مدار معادل مقسم ولتاژ در پیش ترانزیستور

شکل ۴ــ۲ــ مدار تغذیه‌ی سرخود

در این صورت، با اطمینان کافی می‌توان نوشت :

معادله‌ی (۴ــ۲)
$$V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

و

معادله‌ی (۵ــ۲)
$$V_E = V_B - V_{BE}$$

جریانی که از پایه‌ی امیتر ترانزیستور خارج می‌شود، برابر است با

معادله‌ی (۶ــ۲)
$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

که با کمی تقریب می‌توان نوشت : $I_C = I_E$

ملاحظه می‌شود که مقدار جریان I_C فقط به V_{CC} و مقادیر مقاومت‌های مدار وابسته است و تقریباً به β ی ترانزیستور هیچ‌گونه وابستگی ندارد. لذا با تعویض ترانزیستور، در میزان آن تغییری حاصل نمی‌شود. برای افزایش پایداری حرارتی مدار فوق، باید مقدار مقاومت R_E را زیاد و مقدار R_{TH}[1]، در شکل ۴ــ۲ــ پ را نسبتاً کم انتخاب کنیم امّا افزایش مقدار R_E بهره‌ی ولتاژ مدار را به‌شدّت پایین می‌آورد[2]. به‌علاوه، کاهش مقدار R_{TH} امپدانس ورودی مدار را کاهش می‌دهد و موجب اتلاف زیاد توان DC مدار و پایین آمدن بازده، آن می‌شود[3]. برای محاسبه‌ی مقدار R_E می‌توان نوشت :

$$V_E = V_B - V_{BE} = I_E R_E$$

معادله‌ی (۷ــ۲)
$$R_E = \frac{V_B - V_{BE}}{I_E}$$

۱ــ $R_{TH} = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

۲ــ برای از بین بردن اثر R_E بر سیگنال AC، آن را به کمک خازن، پای‌پاس می‌کنیم.

۳ــ در صفحات بعدی کتاب، خواهید دید که چگونه به کمک خازن Boot Strap مقاومت ورودی AC مدار را می‌توان بالا نگه‌داشت.

افت ولتاژ V_E در مقایسه با تغییرات ممکن V_{BE} باید آن‌قدر بزرگ باشند که I_E تحت تأثیر نوسانات V_{BE} قرار نگیرد.

از سه نوع بایاس گفته شده، تغذیه‌ی سرخود مناسب‌ترین نوع آن است؛ زیرا با انتخاب مناسب مقادیر مقاومت‌های R_E، R_1 و R_2 می‌توان به هر درجه‌ای از پایداری حرارتی رسید.

مثال: در مدار شکل ۵ـ۲ـ الف ابتدا مقادیر V_B، V_E، V_C و I_C را حساب کنید. سپس بررسی کنید که افزایش یا کاهش هر یک از مقاومت‌ها بر این مقادیر چه تأثیری می‌گذارد؟

راه حل:

$$V_B = V_{CC} \times \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} = ۱۰ \times \frac{۵/۱k}{۱۵/۱k} = ۳/۴V$$

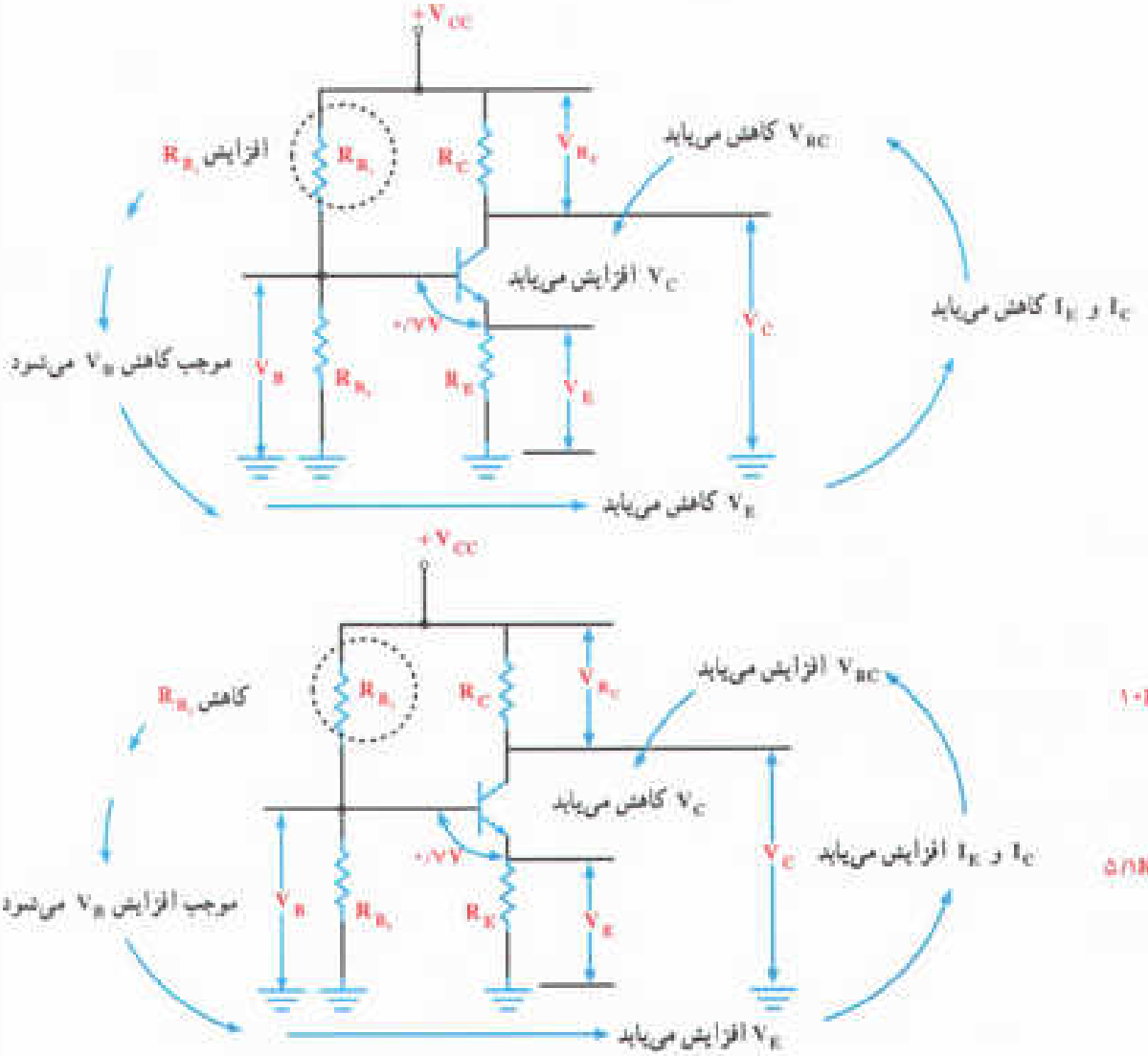
$$V_E = V_B - V_{BE} = ۳/۴ - ۰/۷ = ۲/۷V$$

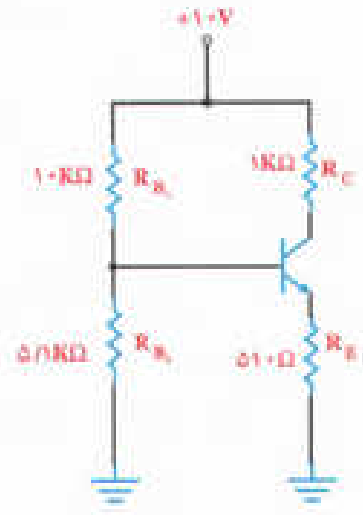
$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{۲/۷}{۵۱۰\Omega} = ۵/۳mA$$

$$I_C = I_E = ۵/۳mA$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = ۱۰ - (۵/۳ \times ۱) = ۴/۷V$$

اثر تغییرات هر یک از مقاومت‌های مدار بر این مقادیر، در شکل‌های ۵ـ۲ـ ب تا ۵ـ۲ـ ث بیان شده است.



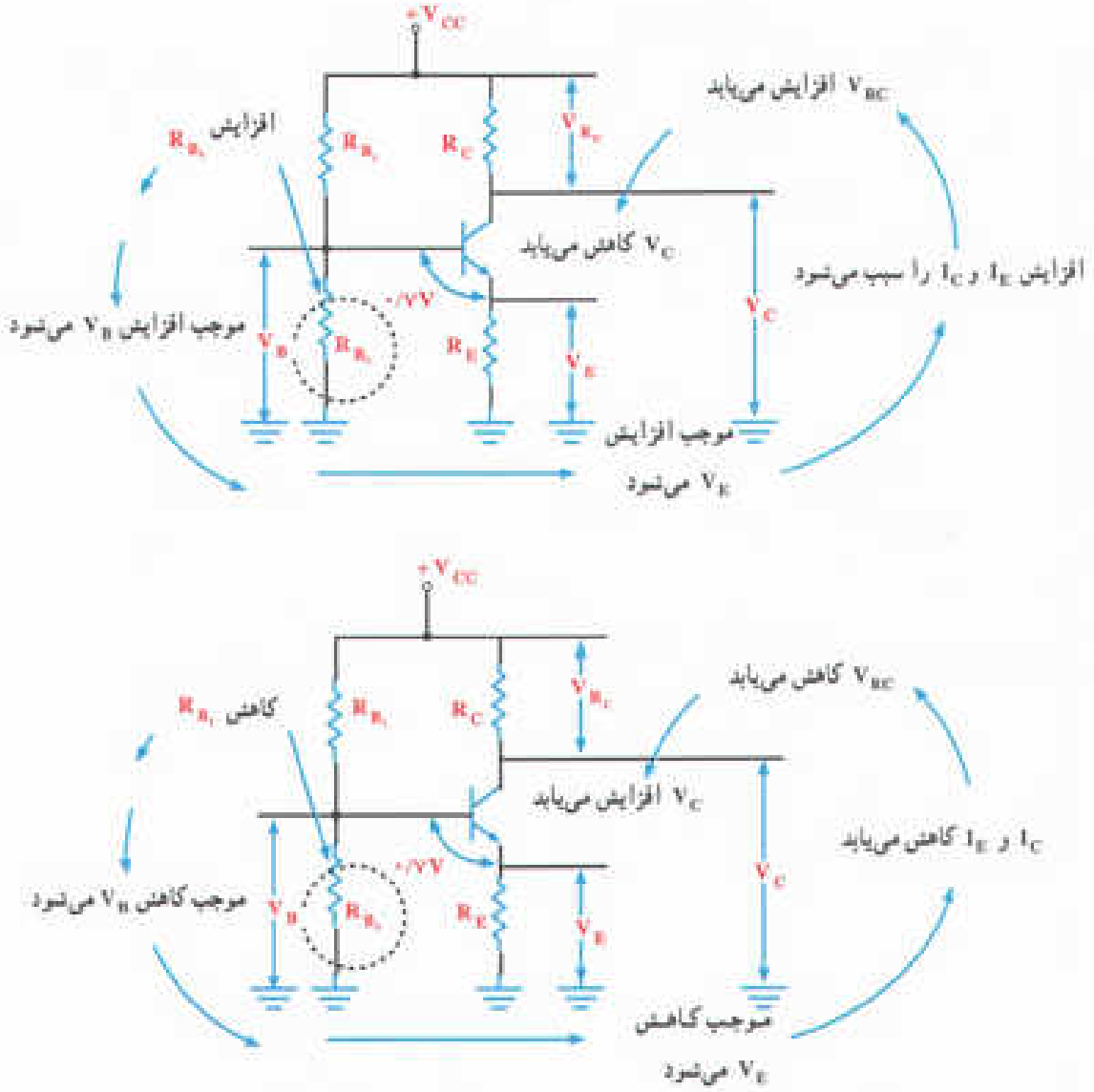


شکل ۵ـ۲ـ الف

شکل ۵ـ۲ـ ب ـ اثر افزایش یا کاهش میزان مقاومت R_{B_1} بر میزان ولتاژ و جریان قسمت‌های مختلف مدار

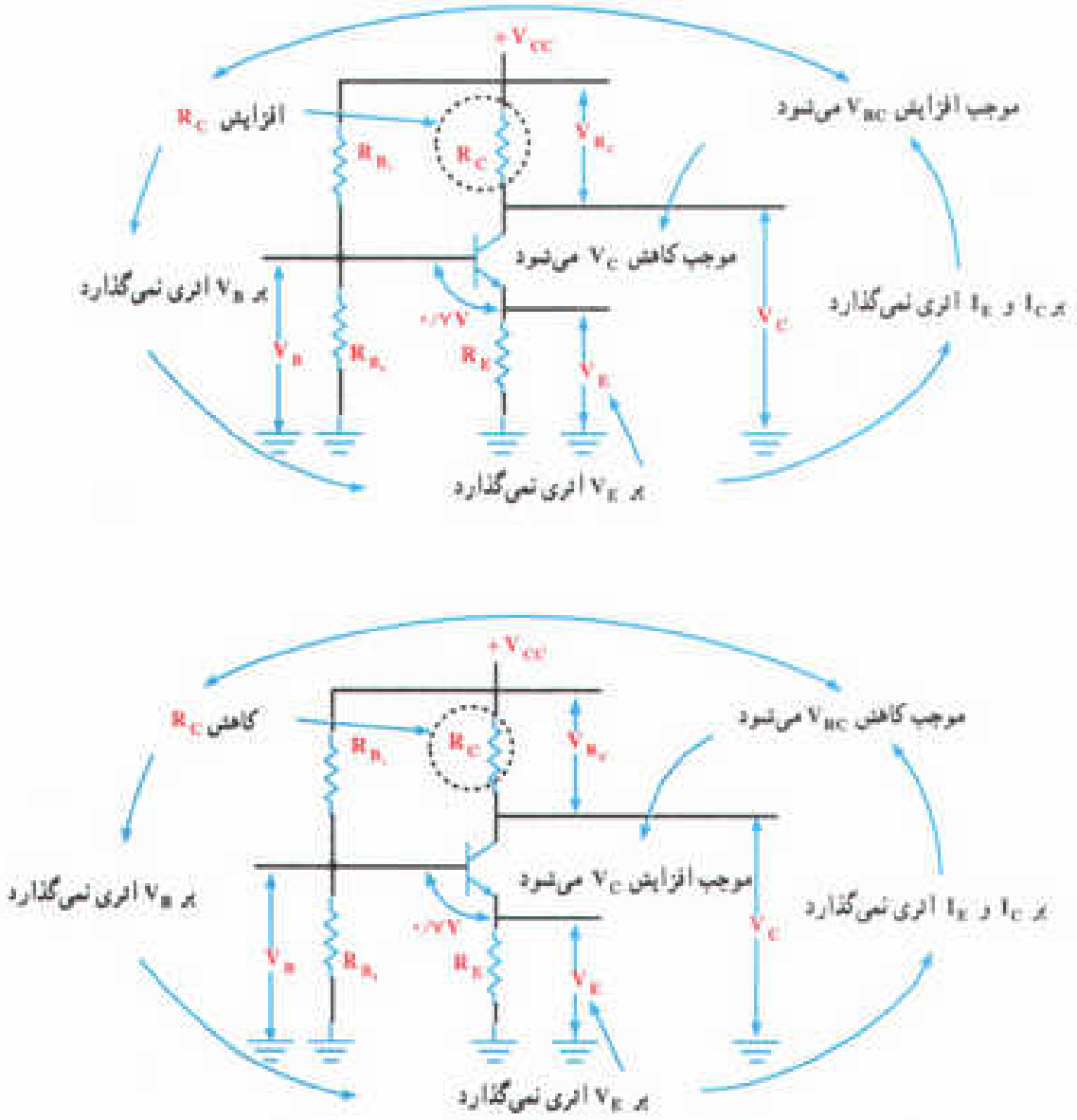
با افزایش مقدار R_{B_1}، افت پتانسیل دو سر R_{B_1} یعنی V_B کاهش می‌یابد. کاهش V_B سبب کاهش V_E و به‌تبع آن، کاهش I_E می‌شود. کاهش I_E مترادف با کاهش I_C است.

کاهش I_C سبب افت پتانسیل کم‌تری در دو سر مقاومت R_C می‌شود و این امر، ولتاژ کلکتور ترانزیستور را افزایش می‌دهد. با کاهش R_{B_1} روند این تغییرات معکوس می‌شود.



شکل ۵ـ۲ـ ب ـ اثر افزایش یا کاهش میزان مقاومت R_{B_1} بر نقطه‌ی کار ترانزیستور

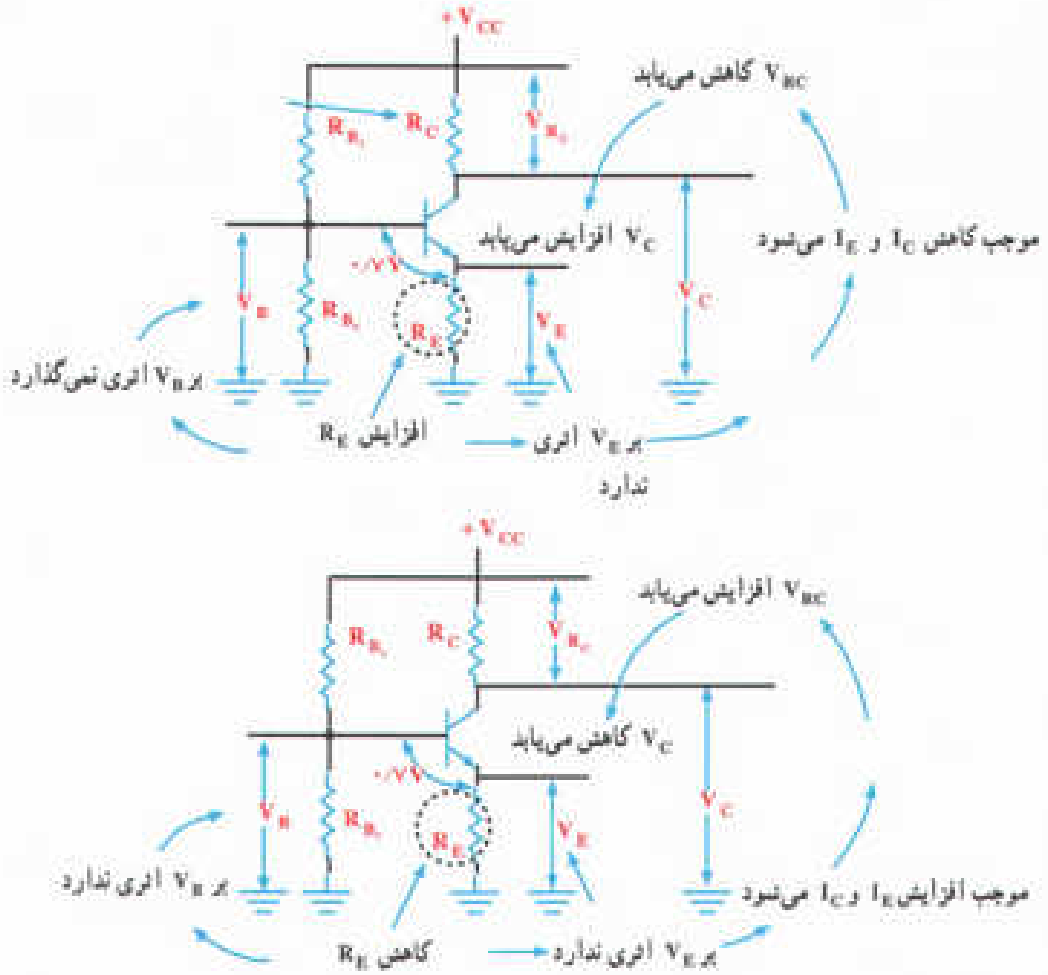
با افزایش مقدار R_{B_1} افت پتانسیل دو سر آن یعنی V_B افزایش می‌یابد. افزایش V_B سبب افزایش V_E و افزایش V_E سبب افزایش I_E و I_C می‌شود. با افزایش I_C، افت پتانسیل دو سر مقاومت R_C افزایش و پتانسیل کلکتور ترانزیستور کاهش می‌یابد. با کاهش R_{B_1} روند تغییرات گفته شده معکوس می‌شود.



شکل ۵ــ۲ــت ــ اثر افزایش یا کاهش میزان مقاومت R_C بر نقطه‌ی کار ترانزیستور

افزایش مقدار R_C بر V_B اثر نمی‌گذارد؛ زیرا طبق معادله‌ی ۲ــ۲ مقدار V_B به R_C بستگی ندارد. چون V_B تغییر نمی‌کند، در مقدار V_E نیز تغییری حاصل نمی‌شود. در نتیجه، مقدار جریان I_E و همین‌طور مقدار I_C تغییر نمی‌کند امّا افت پتانسیل دو سر R_C افزایش می‌یابد و موجب کاهش V_C می‌شود. با کاهش مقدار R_C، افت پتانسیل دو سر این مقاومت کاهش می‌یابد و سبب افزایش V_C می‌شود.

چون مقاومت‌های مقسم R_{B_1} و R_{B_2} ثابت مانده‌اند، ولتاژ بیس ترانزیستور یعنی V_B ثابت می‌ماند و به‌تبع آن، V_E نیز ثابت خواهد ماند.



شکل ۵ــ۲ــ ت ــ اثر افزایش یا کاهش مقدار R_E بر نقطه‌ی کار ترانزیستور

چون V_E ثابت می‌ماند، با افزایش R_E مقدار I_E کاهش و با کاهش R_E مقدار I_E افزایش می‌یابد. افزایش یا کاهش I_E سبب افزایش یا کاهش I_C می‌شود. افت پتانسیل دو سر مقاومت R_C با افزایش I_C افزایش و با کاهش I_C کاهش می‌یابد و ولتاژ کلکتور ترانزیستور را کاهش یا افزایش می‌دهد.

۲ــ۲ــ کاربرد ترانزیستور به عنوان تقویت‌کننده

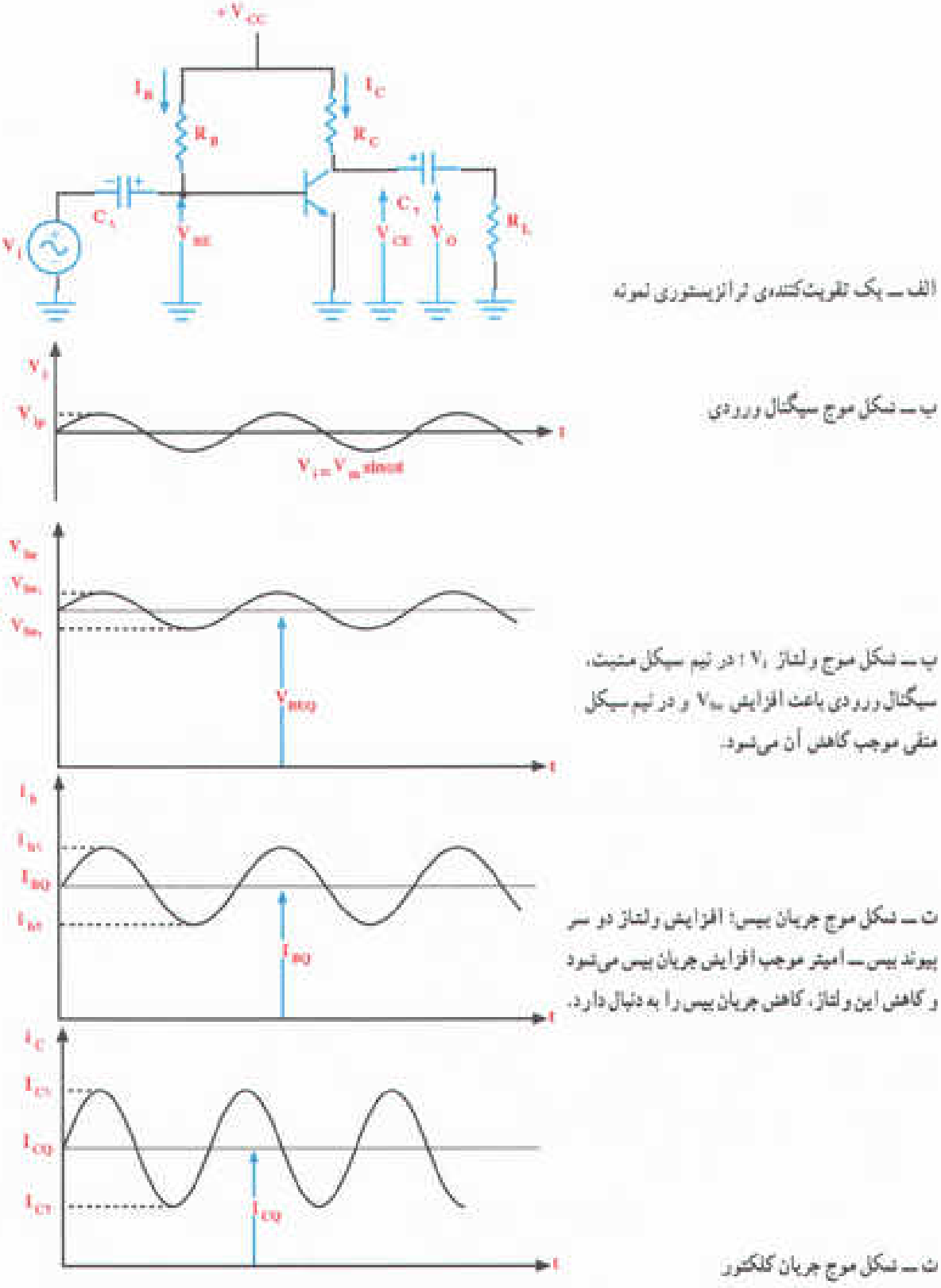
در این جا، می‌خواهیم ترانزیستور را به‌عنوان یک تقویت‌کننده بشناسیم. بدین منظور از مدار نمونه‌ی شکل ۶ــ۲ــ الف استفاده می‌کنیم. در این مدار، خازن‌های C_1 و C_2 ترانزیستور را از نظر مقادیر DC از بقیه‌ی مدار جدا می‌کنند و مقدار آن‌ها باید به‌اندازه‌ی کافی بزرگ انتخاب شوند؛ به‌طوری که در حداقل فرکانس کار مدار، امپدانس آن‌ها قابل چشم‌پوشی باشد.

در این مدار سیگنالی را که می‌خواهیم تقویت کنیم، از طریق خازن C_1 به بیس ترانزیستور اعمال می‌کنیم. افزوده شدن این سیگنال به‌مدار باعث می‌شود که ولتاژ بیس ــ امیتر ترانزیستور حول نقطه‌ی کار، V_{BEQ}، قدری کاهش یا افزایش یابد.

افزایش ولتاژ دو سر پیوند بیس ــ امیتر موجب افزایش جریان بیس و کاهش این ولتاژ سبب کاهش جریان بیس می‌شود. این تغییرات جریان بیس، در جریان کلکتور تغییرات مشابهی ایجاد می‌کند (با ضریب β).

شکل موج نقاط مختلف مدار در شکل‌های ۶ـ۲ـ ب تا ۶ـ۲ـ ج نشان داده شده است.

برای آن که ترانزیستور به‌درستی عمل کند، باید به‌طور مناسب بایاس شده باشد. تغذیه‌ی ناکافی ممکن است ترانزیستور را در نیمه‌ی منفی سیگنال ورودی به‌قطع بکشاند و تغذیه‌ی بیش از اندازه، ممکن است آن را در نیمه‌ی مثبت سیگنال ورودی به‌اشباع ببرد. هر دوی این حالت‌ها موجب بروز تغییر شکل در سیگنال می‌شود و باید از پیش‌آمدن آن‌ها جلوگیری کرد (شکل ۶ـ۲ـ ح و خ). مناسب‌ترین نقطه‌ی کار وضعیتی است که در آن $V_{CE} = \frac{1}{2} V_{CC}$ انتخاب شده باشد.



الف ــ یک تقویت‌کننده‌ی ترانزیستوری نمونه

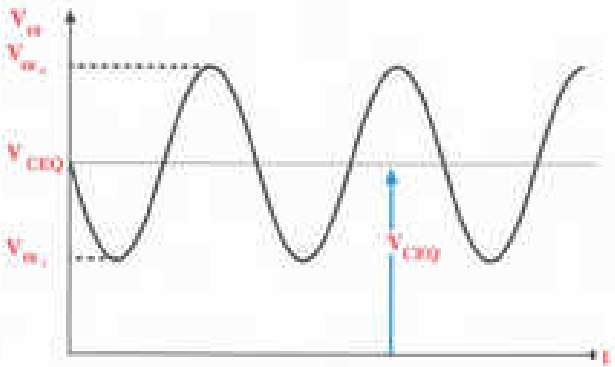
ب ــ شکل موج سیگنال ورودی

پ ــ شکل موج ولتاژ V_i در نیم سیکل مثبت، سیگنال ورودی باعث افزایش V_{be} و در نیم سیکل منفی موجب کاهش آن می‌شود.

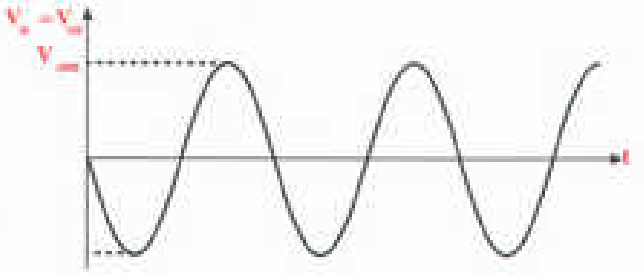
ت ــ شکل موج جریان بیس؛ افزایش ولتاژ دو سر پیوند بیس ــ امیتر موجب افزایش جریان بیس می‌شود و کاهش این ولتاژ، کاهش جریان بیس را به دنبال دارد.

ث ــ شکل موج جریان کلکتور

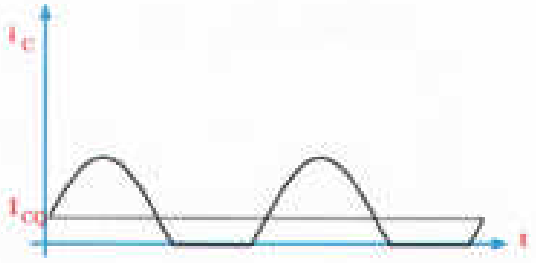
شکل ۶ـ۲



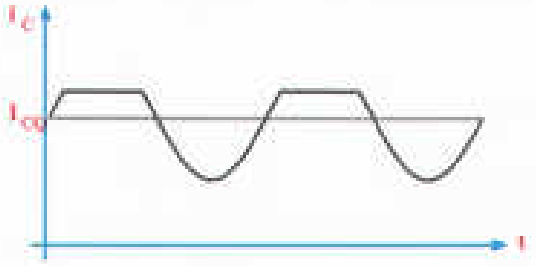
ج ــ تغییرات ولتاژ V_{CE} حول نقطه‌ی کار



چ ــ شکل موج خروجی پس از حذف مؤلفه‌ی DC، سیگنال تقویت شده



ح ــ اعوجاج ناشی از تغذیه‌ی ناکافی



خ ــ اعوجاج ناشی از تغذیه‌ی بیش از اندازه

ادامه‌ی شکل ۶ــ۲

۳ــ۲ــ فیدبک[1] منفی و اثر آن بر مشخصات ورودی و خروجی تقویت‌کننده

مدار شکل ۶ــ۲ــ الف به علّت نداشتن پایداری حرارتی جز برای جریان‌های کم، مورد استفاده‌ای ندارد و در اغلب موارد، از مدار شکل ۷ــ۲ــ الف استفاده می‌شود. در این مدار، مقاومت R_E باعث پایداری نقطه‌ی کار ترانزیستور می‌گردد. به‌این ترتیب که اگر براثر گرم‌شدن ترانزیستور جریان I_C زیاد شود، جریان I_E نیز افزایش می‌یابد و اختلاف پتانسیل دو سر مقاومت R_E زیاد می‌شود. این امر موجب کاهش اختلاف پتانسیل V_{BE} می‌شود. با کاهش مقدار V_{BE} ، جریان کلکتور ترانزیستور کاهش می‌یابد (چرا؟) و نقطه‌ی کار به جای اول خود بر می‌گردد[2].

مقاومت R_E موجب کاهش بهره‌ی ولتاژ تقویت‌کننده نیز

۱ــ Feedback

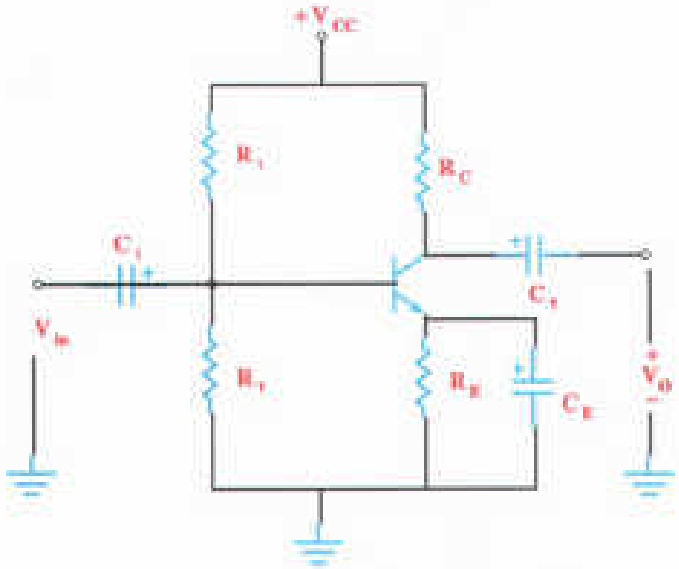
۲ــ عمل برگشت بخشی از سیگنال خروجی مدار را به ورودی آن، فیدبک یا پسخور می‌نامند که می‌تواند به‌صورت فیدبک سری جریان، فیدبک موازی جریان، فیدبک سری ولتاژ یا فیدبک موازی ولتاژ به‌مدار اعمال شود. در مدار شکل ۷ــ۲ــ الف مقاومت R_E عمل فیدبک سری جریان را انجام می‌دهد.

می‌شود؛ زیرا جریان ac کلکتور را همانند جریان DC برگشت می‌دهد. برای آن که R_E بر بهره‌ی ولتاژ مدار تأثیر نگذارد، معمولاً یک خازن با ظرفیت نسبتاً زیاد با آن موازی می‌کنند. این خازن را که در شکل با C_E نشان داده شده است، **خازن بای‌پاس**[1] می‌نامند. مقدار این خازن را باید بزرگ انتخاب کرد؛ به‌طوری که امپدانس آن در کم‌ترین فرکانسِ کار مدار از $\frac{1}{10}R_E$ تجاوز نکند. یعنی:

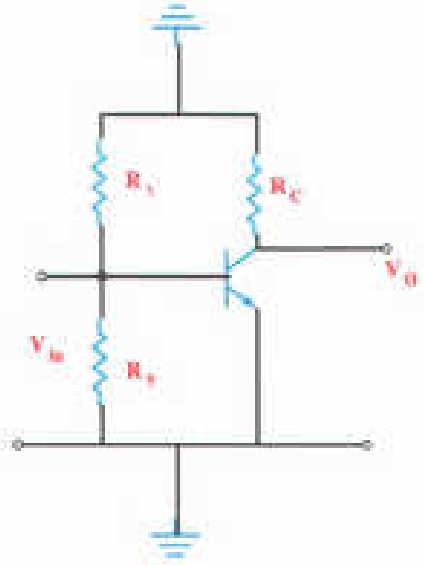
معادله‌ی (۸ـ۲)

$$\frac{1}{2\pi f_{min} C_E} \leq \frac{1}{10} R_E$$

می‌توانیم مقاومت ورودی، مقاومت خروجی و بهره‌ی ولتاژ مدار را با استفاده از مدل الکتریکی شکل ۷ـ۲ـ ب حساب کنیم. در این مدار خازن‌ها و منبع V_{CC} از نظر ac اتصال کوتاه فرض شده‌اند.



الف ـ مدار تقویت‌کننده



ب ـ مدار معادل ac تقویت‌کننده

شکل ۷ـ۲ـ اثر R_E در کار تقویت‌کننده

۴ـ۲ـ انجام بعضی اصلاحات در مدار

خنثی کردن اثر مقاومت‌های بایاسینگ با استفاده از خازن بوت استرپ[2]: چون مقاومت‌های مقسّم R_1 و R_2 با مقاومت ورودی ترانزیستور (یعنی $R'_{in} = r_\pi$) موازی می‌شوند، مقدار این مقاومت را به شدّت پایین می‌آورند.

برای خنثی کردن اثر مقاومت‌های بایاسینگ R_1 و R_2 برمقاومت ورودی ترانزیستور از روشی به‌نام **بوت استرپ کردن** استفاده می‌کنند. مقاومت شکل ۸ـ۲ را در نظر بگیرید.

مقدار جریانی که از سر A وارد آن می‌شود ـ طبق قانون اهم ـ برابر است با:

شکل ۸ـ۲

معادله‌ی (۹ـ۲)

$$i = \frac{V_A - V_B}{R}$$

طبیعی است که اگر دو سر این مقاومت کاملاً هم‌پتانسیل باشند یعنی $V_A = V_B$ هیچ جریانی از آن نخواهد گذشت.

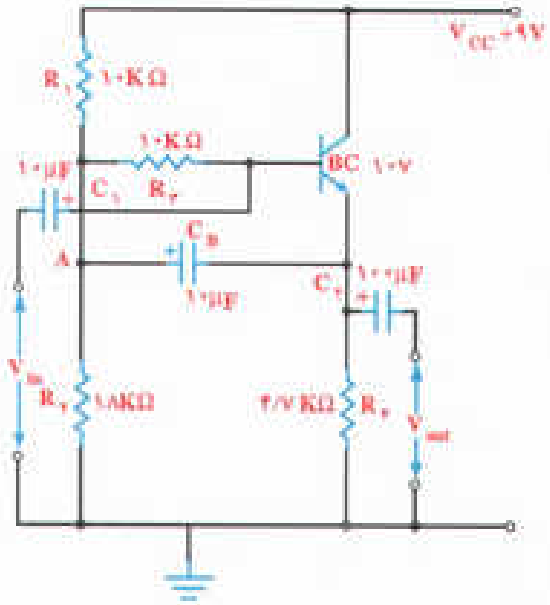
۱ـ Bypass Capacitor

۲ـ Boot Strap

به‌عبارت دیگر، مقاومت R در سر راه سیگنال به‌صورت مدار باز $R \to \infty$ ظاهر می‌شود. از این خاصیّت برای افزایش مقدار مقاومت ورودی تقویت‌کننده در برابر سیگنال ac استفاده می‌کنند.

در شکل ۹ــ۲ یک طبقه‌ی تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک دیده می‌شود که در آن مقاومت R_2 برای افزایش مقاومت ورودی مدار پیش‌بینی شده است.

در این مدار، سیگنال ac روی پیوند امیتر ترانزیستور ــ که با سیگنال ac ورودی هم فاز وتقریباً هم دامنه است ــ از طریق خازن C_B به یک سر این مقاومت برگردانده شده و سیگنال ورودی از طریق خازن کوپلاژ C_1 به‌سر دیگر مقاومت ــ یعنی بیس ترانزیستور ــ اعمال شده است. لذا دو سر مقاومت همواره هم‌پتانسیل باقی می‌ماند و این امر موجب می‌شود که جریان ac ناچیزی از آن بگذرد. به‌عبارت دیگر، این مقاومت که در برابر جریان مستقیم مقداری برابر ۱۰kΩ دارد، در مقابل سیگنال ac مقاومت خیلی بیش‌تری از خود نشان می‌دهد. (مقدار آن به ضریب تقویت ولتاژ ترانزیستور بستگی دارد و ممکن است تا یک مگااهم برسد). توجه داشته باشید که در این‌جا از فیدبک مثبت استفاده شده است.

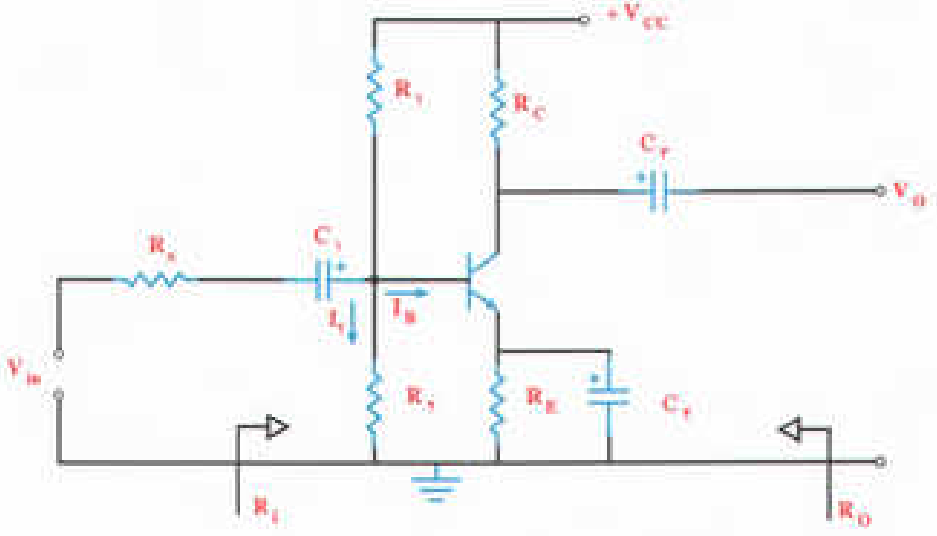


شکل ۹ــ۲ــ خازن بوت استرپ‌کننده C_B موجب افزایش مقدار مؤثر R_2 در برابر سیگنال ac می‌شود.

۵ــ۲ــ بررسی تقویت کننده‌ی امیتر مشترک (CE)

تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک، پیش‌ترین کاربرد در انواع تقویت‌کننده‌ها را دارد؛ زیرا هم تقویت جریان و هم تقویت ولتاژ را انجام می‌دهد و به همین دلیل، در بسیاری از موارد، نسبت به تقویت‌کننده‌های دیگر برتری دارد.

در مدار شکل ۱۰ــ۲، یک تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک با بایاس سرخود را مشاهده می‌کنید.



شکل ۱۰ــ۲ــ یک تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک

۱ــ محاسبه‌ی مقاومت‌های R_C، R_E، R_1 و R_2 : پیش از این در معرفی بایاسینگ در این مورد توضیح داده شد. نکته‌ای که در این‌جا برای محاسبه‌ی مقاومت‌های فوق باید درنظر گرفت، توجّه به‌نقطه‌ی کار DC و مفروضاتی است که خاصّ تقویت‌کننده‌های امیتر مشترک می‌باشد.

$$(I_2 = 5I_B \text{ و } R_E = \frac{R_C}{5} \text{ ، } V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2})$$

برای جلوگیری از افت ولتاژ متناوب روی مقاومت R_E و نیز تغییر نقطه‌ی کار ترانزیستور دو سر مقاومت R_E را توسّط خازن C_3 ــ که خازن بای پاس نامیده می‌شود ــ اتّصال کوتاه می‌کنند. خازن‌های C_1 و C_2 خازن‌های کوپلاژ هستند و از آن‌ها برای جداکردن مؤلّفه‌های متناوب و مستقیم استفاده می‌شود. مقاومت R_E برای تعیین نقطه‌ی کار ترانزیستور و مقاومت‌های R_1 و R_2 برای تغذیه‌ی بیس و مقاومت R_C برای محدود کردن جریان کلکتور ترانزیستور به کار می‌روند. مقاومت R_L کنترل کننده‌ی جریان ورودی است. مقاومت‌های ورودی و خروجی، روی شکل ۱۰ــ۲ کاملاً مشخص شده است.

۲ــ بهره‌ی جریان: جریان ورودی، جریان بیس و جریان خروجی در حالت بی‌باری، جریان کلکتور است. جریان کلکتور، چندین برابر جریان بیس است؛ بنابراین، مدار امیتر مشترک، جریان را تقویت می‌کند. نسبت جریان خروجی به جریان ورودی را **بهره‌ی جریان** گویند و آن‌را با حرف A_i نشان می‌دهند.

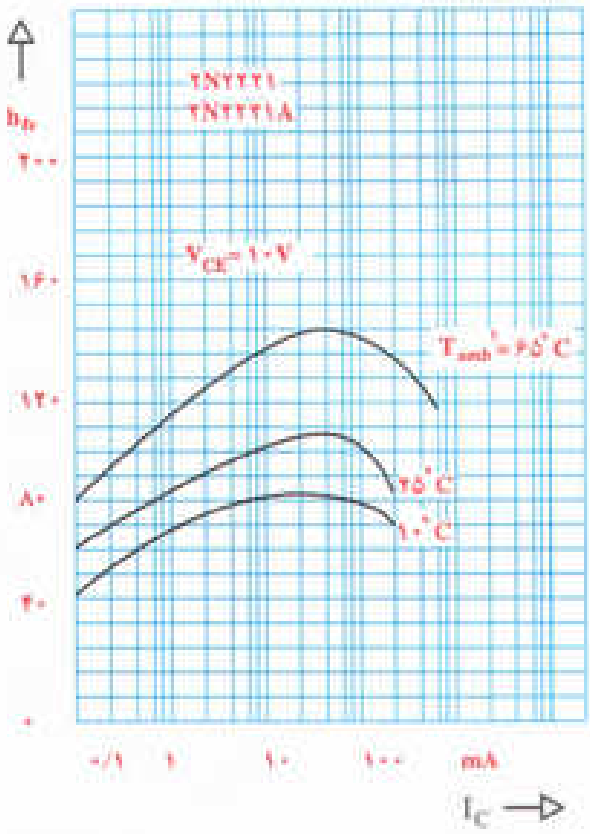
$$A_i = \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

حرف β را برای بهره جریان DC به کار می‌برند. در جریان متناوب، برای به‌دست آوردن بهره‌ی جریان از پارامتر دیگری به نام h_{fe} استفاده می‌شود که از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید.

$$A_i = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = h_{fe}$$

در بسیاری موارد h_{fe} تقریباً با β برابر می‌شود. β تابعی از جریان، درجه حرارت و مقدار ولتاژ V_{CE} است. کارخانه‌های سازنده، تغییرات h_{fe} را بر حسب I_C در اختیار مصرف‌کننده قرار می‌دهند. شکل ۱۱ــ۲ منحنی h_{fe} را بر حسب I_C برای مقادیر $V_{CE} = 10V$ و سه درجه حرارت متمایز برای ترانزیستور 2N2221 نشان می‌دهد.

۳ــ بهره‌ی ولتاژ: در صورت اعمال یک ولتاژ متناوب، بین بیس و امیتر (ورودی) یک ولتاژ متناوب زیادی در خروجی ــ یعنی، کلکتور به امیتر ــ به وجود می‌آید. بنابراین، مدار امیتر



شکل ۱۱ــ۲ــ منحنی h_{fe} بر حسب I_C در سه درجه حرارت

مشترک کار تقویت ولتاژ را هم انجام می‌دهد. منحنی‌های جریان ورودی و جریان خروجی در تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک، هم‌فازند؛ زیرا با افزایش جریان بیس (جریان ورودی)، جریان کلکتور (جریان خروجی) هم‌افزایش می‌یابد امّا منحنی‌های ولتاژ ورودی و خروجی، در تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک با یک‌دیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند؛ زیرا با افزایش ولتاژ ورودی (جریان خروجی افزایش و در نتیجه V_{CE} کاهش می‌یابد)، ولتاژ خروجی کاهش خواهد یافت. عکس این روند نیز صادق است؛ یعنی، با کاهش ولتاژ ورودی ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد. بهره‌ی ولتاژ از تقسیم ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی به دست می‌آید و آن را با A_V نمایش می‌دهند.

$$A_V = \frac{V_o}{V_i}$$

۴ــ مقاومت ورودی: برای تعیین مقاومت ورودی، باید مقادیر جریان و ولتاژ ورودی را داشته باشیم. با توجه به شکل

۱ــ Ambient _ Temperature درجه حرارت محیط

۱۰ـ۲ جریان ورودی I_i و ولتاژ ورودی V_i است. مقاومت ورودی، از تقسیم ولتاژ ورودی به جریان ورودی به‌دست می‌آید.

$$R_i = \frac{V_i}{I_i}$$

مقاومت ورودی از سه مقاومت موازی R_1 و R_2 و مقاومت ترانزیستور (r_e) تشکیل می‌شود. مقاومت ورودی به سوی مقاومت r_e (مقاومت دیود بیس ـ امیتر) میل می‌کند که مقدار آن کوچک است.

۵ـ مقاومت خروجی: مقاومت خروجی از دو مقاومت R_C و مقاومت بین کلکتور و امیتر به دست می‌آید. به علت بایاس مخالف دیود کلکتور، بیس مقاومتی که از کلکتور امیتر دیده می‌شود، بسیار بزرگ است. مقاومت بسیار بزرگ کلکتور امیتر وقتی با R_C (بار) موازی می‌شود، مقاومت معادل (مقاومت خروجی) به سمت مقاومت R_C (بار) ـ که مقدار متوسطی است ـ میل می‌کند. مقاومت خروجی را با R_O نمایش می‌دهند. برای اندازه‌گیری R_O باید یک بار ولتاژ خروجی را بدون بار (R_L) و بار دیگر با بار (R_L) اندازه گرفت و سپس مقاومت خروجی را از طریق فرمول زیر محاسبه کرد.

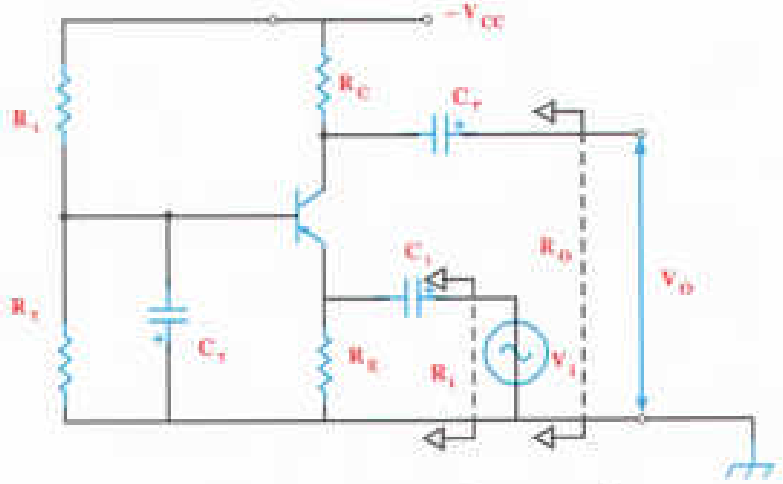
$$R_o = \frac{(V'_{oc} - V'_{oL})R_L}{V_{oL}}$$

در رابطه‌ی فوق، V_{oc} ولتاژ خروجی بدون بار و V_{oL} ولتاژ خروجی با اتصال بار است.

۶ـ۲ـ بررسی تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک (CB)

در تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک، ورودی مدار، بیس ـ امیتر و خروجی آن کلکتور ـ بیس است. شکل ۱۲ـ۲ یک تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک با تغذیه‌ی سرخود را نشان می‌دهد.

این مدار عیناً همان آرایش امیتر مشترک است؛ با این تفاوت که بیس توسّط خازن C_2 از نظر ac اتصال کوتاه می‌شود و پایه‌ی مشترک را تشکیل می‌دهد و سیگنال ورودی از طریق خازن کوپلاژ (C_1) به امیتر داده می‌شود. خروجی نیز از طریق خازن کوپلاژ (C_3) از کلکتور گرفته می‌شود. محاسبه‌ی مقاومت‌های بایاس، با توجّه به نقطه‌ی کار DC و مفروضاتی که برای مدار امیتر مشترک در نظر گرفته شد، صورت می‌پذیرد.



شکل ۱۲ـ۲ـ یک تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک

۱ـ بهره‌ی جریان: جریان ورودی، جریان امیتر (I_E) و جریان خروجی در حالت بی‌باری، جریان کلکتور (I_C) است. بین جریان‌های امیتر، کلکتور و بیس رابطه‌ی زیر برقرار است:

$$I_E = I_C + I_B$$

طبق این رابطه، جریان خروجی (I_C) همیشه از جریان ورودی (I_E)، کوچک‌تر است و بهره‌ی جریان نیز از تقسیم جریان خروجی به جریان ورودی ـ طبق رابطه‌ی زیر ـ به دست می‌آید.

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_C}{I_E} = \alpha$$

۱ـ V_{oc} = Vopen out ۲ـ V_{oL} = Volt Load

بنابراین، در تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک، تقویت جریان وجود ندارد. به تعبیر دیگر، ضریب تقویت جریان کوچک‌تر از «۱» است.

۲ــ تقویت ولتاژ: در تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک ضریب تقویت ولتاژ زیاد است؛ زیرا تقریباً تمام جریان ورودی (I_E) به‌خروجی(I_C) می‌رسد. جریان خروجی پس از گذشتن از مقاومت R_C (بار)، ولتاژ نسبتاً بزرگی ــ نسبت به ولتاژ ورودی ــ ایجاد می‌کند. بنابراین، در این مدار ضریب بهره‌ی ولتاژ خیلی بزرگ‌تر از «۱» است و از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید.

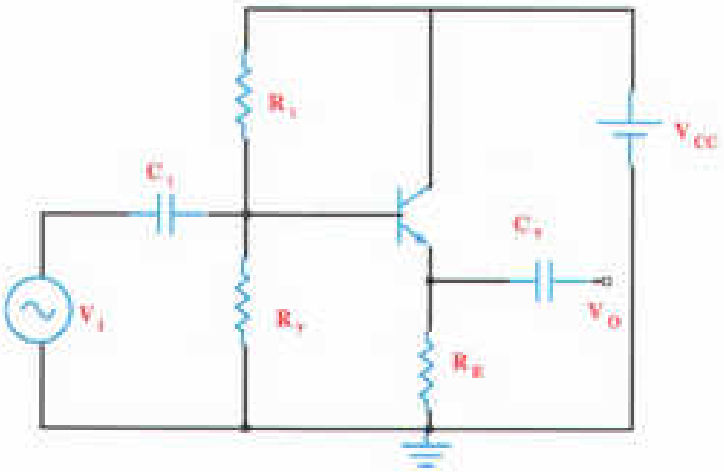
$$A_V = \frac{V_o}{V_i}$$

۳ــ مقاومت ورودی: مقدار مقاومت ورودی مدار که ازدرگاه امیتر ــ بیس دیده می‌شود، از مدار امیتر مشترک کوچک‌تر است؛ زیرا چون مقاومت دیود بیس ــ امیتر با R_E موازی است مقاومت معادل آن‌ها بسیار کوچک است. محاسبه‌ی مقاومت ورودی، عیناً شبیه محاسبه‌ی R_i در مدار امیتر مشترک صورت می‌گیرد.

۴ــ مقاومت خروجی: مقدار مقاومتی که از درگاه کلکتور بیس دیده می‌شود، بسیار بزرگ است و چون مقاومت R_C با مقاومت کلکتور بیس موازی می‌شود، مقاومت معادل آن دو به سمت مقاومت R_C میل می‌کند. محاسبه‌ی R_O، عیناً شبیه محاسبه‌ی مقاومت R_O در مدار امیتر مشترک است. در تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک، ولتاژهای ورودی و خروجی و جریان‌های ورودی و خروجی هم‌فازند.

۷ــ۲ــ بررسی تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک(CC)

اگر ورودی مدار تقویت‌کننده‌ای بین بیس و کلکتور و خروجی آن بین امیتر و کلکتور باشد، تقویت‌کننده در حالت کلکتور مشترک کار می‌کند. شکل ۱۳ــ۲ یک تقویت‌کننده‌ی CC با تغذیه‌ی سر خود را نشان می‌دهد. در این مدار، منبع تغذیه‌ی DC از نظر ولتاژ متناوب (AC) اتصال کوتاه است. مقاومت‌های بایاس را می‌توان با استفاده از مفروضات خاص کلکتور مشترک[1] و نقطه‌ی کار DC محاسبه کرد.



شکل ۱۳ــ۲ــ یک تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک

۱ــ بهره‌ی جریان: در مدار کلکتور مشترک، جریان ورودی، جریان بیس و جریان خروجی، جریان امیتر است و چون جریان امیتر خیلی بیش‌تر از جریان بیس است، این مدار ضریب تقویت جریان زیادی دارد که معمولاً در حدود β ترانزیستور است؛ بنابراین، بهره‌ی جریان که از نسبت جریان امیتر و بیس به دست می‌آید برابر است با

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_E}{I_B} = 1+\beta$$

۱ــ برای کلکتور مشترک معمولاً $I_i = I_B$ درنظر گرفته می‌شود.

چنان‌چه از «۱» در مقابل β صرف‌نظر شود، $A_i = \beta$ است.

۲ــ بهره‌ی ولتاژ: ولتاژ خروجی در مدار کلکتور مشترک، همان تغییرات ولتاژ امیتر کلکتور و ولتاژ ورودی تغییرات ولتاژ بیس ــ کلکتور می‌باشد. از آن جا که

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

است، لذا تغییرات V_{CB} همواره کم‌تر از تغییرات V_{CE} و A_V کم‌تر از «۱» می‌باشد.

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{be} + V_o} < 1$$

۳ــ مقاومت ورودی: از نظر ورودی، مقاومت‌های R_1 ، R_2 و R_T با هم موازی‌اند که معادل آن‌ها برابر است با:

$$R_i = R_1 \| R_2 \| R_T$$

R_T ، مقاومت بیس نسبت به شاسی است که نسبت به مقاومت معادل (R_1 و R_2) قابل توجّه و بزرگ است. لذا مقاومت ورودی به سمت مقاومت معادل R_1 و R_2 میل می‌کند.

۴ــ مقاومت خروجی: از نظر خروجی، مقاومت امیتر (R_E) با مقاومت کلکتور ــ امیتر موازی است که مقاومت معادل آن دو ــ یعنی: R_O ــ از مقاومت امیتر هم کوچک‌تر خواهد شد.

$$R_o = R_E \| \frac{r_e}{\beta}$$

در مدار کلکتور مشترک، ولتاژ خروجی تابعی از ولتاژ ورودی است؛ بنابراین، در این آرایش بین ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی اختلاف فاز وجود ندارد. هم‌چنین، اختلاف فاز بین جریان‌های ورودی و خروجی صفر است.

در جدول ۱ــ۲ خلاصه‌ای از مشخّصات سه نوع تقویت‌کننده را مشاهده می‌کنید.

جدول ۱ــ۲

	امیتر مشترک (CE)	بیس مشترک (CB)	کلکتور مشترک (CC)
بهره‌ی جریان	متوسط	کم و کوچک‌تر از واحد	زیاد
بهره‌ی ولتاژ	متوسط	زیاد	کم و کوچک‌تر از واحد
بهره‌ی توان	خیلی زیاد	زیاد و تقریباً برابر بهره‌ی ولتاژ	زیاد و تقریباً برابر بهره‌ی جریان
مقاومت ورودی	متوسط	کم	زیاد
مقاومت خروجی	متوسط	زیاد	کم
اختلاف فاز	۱۸۰°	۰°	۰°

۸ــ۲ــ کاربرد

تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک دارای امپدانس (مقاومت) ورودی و خروجی متوسّطی است؛ یعنی، هم جریان و هم ولتاژ را تقویت می‌کند. بنابراین، در تقویت انتهایی، میانی و ابتدایی کاربرد دارد و دارای پهنای باند فرکانسی نسبتاً خوبی است. ضمناً بین ولتاژ ورودی و خروجی آن ۱۸۰ درجه اختلاف فاز به وجود می‌آید.

تقویت‌کننده‌ی بیس مشترک، یک تقویت‌کننده‌ی ولتاژ است و دارای باند فرکانسی پهن‌تری نسبت به تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک است. در مواردی که امپدانس ورودی کم لازم باشد، از این تقویت‌کننده استفاده می‌شود. در این آرایش، ولتاژهای ورودی و خروجی هم فاز می‌باشند.

تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک: این تقویت‌کننده دارای بهره‌ی ولتاژ کم، بهره‌ی جریان زیاد، امپدانس ورودی زیاد و امپدانس خروجی کمی است. از این تقویت‌کننده به عنوان یک

تقویت‌کننده‌ی جریان در رگولاتورها و نیز به عنوان تقویت‌کننده‌ی انتهایی در طبقه‌ی تقویت صوتی استفاده می‌کنند. این تقویت‌کننده به علت دارا بودن امپدانس ورودی زیاد و امپدانس خروجی کم به عنوان تطبیق دهنده‌ی امپدانس (تبدیل امپدانس زیاد به امپدانس کم) نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۹ــ۲ــ بیان بهره‌ی یک تقویت‌کننده بر حسب دسی‌بل[1]

تحول در علم الکترونیک با ساخته شدن اولین دستگاه‌های تقویت صدا در نخستین سال‌های قرن بیستم آغاز می‌شود. دورانی که همه‌ی فعالیّت‌ها بر ساختن دستگاه‌هایی متمرکز شده بود که قادر به تقویت هرچه بیش‌تر صدا باشند و امکان برقراری ارتباط تلفنی بین فواصل طولانی‌تری را فراهم آورند.

در این تلاش، یک محقّق آلمانی دریافت که میزان شنوایی انسان با شدّت صدا تناسب لگاریتمی[2] دارد. به این معنا که اگر شدّت صدایی ۱۰ یا ۱۰۰ برابر زیاد شود، میزان واکنش دستگاه شنوایی نسبت به آن فقط یک یا دو برابر افزایش می‌یابد[3] (یکی از ظرافت‌های آفرینش که به انسان توانایی تحمّل صداهای فوق‌العاده شدید را ارزانی داشته است).

با توجّه به این امر، متداول گردید که میزان تقویت‌کنندگی یک دستگاه تقویت‌کننده را به‌صورت لگاریتمی بیان کنند تا مفهوم ملموس‌تری پیدا کند.

هرگاه توان داده شده به یک تقویت‌کننده را برابر P_{in} و توانی را که از آن گرفته می‌شود برابر P_{out} فرض کنیم، طبق تعریف:

ده برابر لگاریتم اعشاری نسبت $\frac{P_{out}}{P_{in}}$ را ضریب تقویت آن بر حسب دسی‌بل می‌نامیم.

یعنی:

$$A_p(dB) = 10\log\frac{P_{out}}{P_{in}} \qquad \text{معادله‌ی (۱۰ــ۲)}$$

برای مثال، اگر توانی که وارد شبکه‌ی شکل ۱۴ــ۲ــ الف می‌شود، برابر یک وات و توانی که از آن گرفته می‌شود مساوی ۲ وات باشد، بهره‌ی قدرت این تقویت‌کننده برابر ۳ دسی‌بل می‌شود.

$$A_p(dB) = 10\log\frac{2}{1} = 10\log 2 = 10\times 0/301 = 3dB$$

در یک شبکه‌ی تضعیف‌کننده (مثل یک خط انتقال)، توانی که در درگاه خروجی دریافت می‌گردد، کم‌تر از میزان قدرتی است که از درگاه ورودی وارد آن می‌شود. لذا بهره‌ی قدرت چنین شبکه‌ای کوچک‌تر از یک است و اگر آن را برحسب دسی‌بل بیان کنیم، به‌صورت یک عدد منفی ظاهر می‌شود.

شکل ۱۴ــ۲ــ ب یک شبکه‌ی تضعیف‌کننده را نشان می‌دهد که ضریب قدرت آن برابر $\frac{1}{2}$ $(\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{5}{10} = \frac{1}{2})$ است و چنان‌چه آن را برحسب دسی‌بل بیان کنیم، برابر می‌شود با

$$A_p(dB) = 10\log\frac{1}{2} = 10\log 2^{-1} = -10\log 2 = -3dB$$

۱ــ Decibel

۲ــ اگر $A = a^b$ باشد، طبق تعریف b را لگاریتم A در پایه‌ی (یا مبنای) a می‌نامیم و می‌نویسیم: $\log_a A = b$

یعنی $\log_a A = b \Leftrightarrow A = a^b$

در صورتی که $a = 10$ باشد، لگاریتم را در مبنای ۱۰ یا لگاریتم اعشاری می‌گوییم.

لگاریتم موجب ساده‌تر شدن عملیات ریاضی ضرب، تقسیم، توان و ریشه می‌شود؛ زیرا این عملیات را در نهایت به عملیات ساده‌تر جمع و تفریق تبدیل می‌کند.

برای مثال می‌توان ثابت کرد که

$\log_a A \times B = \log_a A + \log_a B$ و

$\log_a \frac{A}{B} = \log_a A - \log_a B$ و

$\log_a A^n = n\log_a A$ و

$\log_a \sqrt[m]{A} = \frac{1}{m}\log_a A$

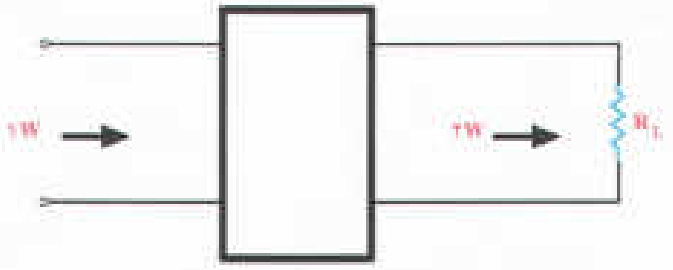
برای آشنایی بیش‌تر با لگاریتم و اتحادهای اساسی آن می‌توانید از کتاب‌های ریاضی کمک بگیرید.

۳ــ مبنای تابع لگاریتمی پاسخ دستگاه شنوایی عددی غیر از ۱۰ است و در این‌جا به‌عنوان مثال مبنای ۱۰ فرض شده است.

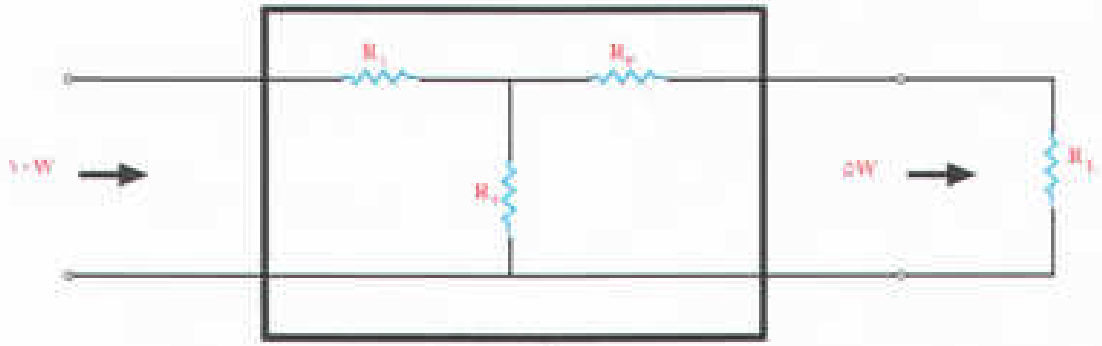
برای شبکه‌های تضعیف‌کننده به جای ضریب تقویت، می‌توان ضریب تضعیف (یعنی نسبت توان وارد شده به شبکه به توان خارج شده از آن) را تعریف کرد.

در این صورت، برای شبکه‌ی شکل ۱۴ـ۲ـ ب می‌توان نوشت:

$$\text{تضعیف } A_p(dB) = 10\log\frac{P_{in}}{P_{out}} = 10\log\frac{10}{5} = 10\log 2 \approx 3dB$$



الف ــ شبکه‌ی تقویت‌کننده



ب ــ شبکه‌ی تضعیف‌کننده

شکل ۱۴ـ۲ـ مثالی از یک شبکه‌ی تقویت‌کننده «الف» و یک شبکه‌ی تضعیف‌کننده «ب»

مثال ۱: توان خروجی شبکه‌ی زیر چند وات است؟

راه حل:

$$A_p(dB) = 10\log\frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$13 = 10\log\frac{P_{out}}{0/1}$$

یا:

$$\log\frac{P_{out}}{0/1} = 1/3 = 1+0/3 = \log 10 + \log 2$$

یا:

$$\log\frac{P_{out}}{0/1} = \log(10\times 2) = \log 20$$

لذا:

$$\frac{P_{out}}{0/1} = 20 \Rightarrow P_{out} = 2W$$

مثال ۲: می‌خواهیم یک وات قدرت تولید شده توسط یک تقویت‌کننده را به کمک یک کابل به یک مصرف‌کننده برسانیم. اگر ضریب تضعیف کابل برابر ۲۷dB باشد، چه توانی به مصرف‌کننده می‌رسد؟

راه حل:

$$\text{تضعیف } dB = 10\log\frac{P_{in}}{P_{out}}$$

$$27 = 10\log\frac{1}{P_{out}} \Rightarrow \log\frac{1}{P_{out}} = 2/7$$

$$\log\frac{1}{P_{out}} = 3 - 0/3 = \log 1000 - \log 2$$

$$\log\frac{1}{P_{out}} = \log\frac{1000}{2} = \log 500$$

لذا:

$$\frac{1}{P_{out}} = 500 \Rightarrow P_{out} = \frac{1}{500}W = 2mW$$

مثال ۳: توان خروجی تقویت‌کننده‌ی زیر چند وات است؟

راه حل:

$$A_p(dB) = 10\log\frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$33 = 10\log\frac{P_{out}}{150}$$

$$3/3 = \log\frac{P_{out}}{150}$$

$$3+0/3 = \log\frac{P_{out}}{150}$$

$$\log 1000 + \log 2 = \log\frac{P_{out}}{150}$$

$$\log(1000\times 2) = \log\frac{P_{out}}{150}$$

$$2000 = \frac{P_{out}}{150} \Rightarrow P_{out} = 300000\,mW = 300W$$

روند حل مثال‌های فوق تعمداً به‌ترتیبی پیش‌رفته است که سرانجام به‌صورت مجموع یا تفاضل لگاریتم یک عدد توانی «۱۰» ولگاریتم «۲» درآمده است.

اگر به خاطر بسپاریم که $\log 10^n = n$ است و هر ۳ دسی‌بل افزایش در ضریب قدرت مترادف با دوبرابر شدن قدرت خروجی و یا هر ۳ دسی‌بل کاهش در ضریب قدرت به معنای نصف شدن قدرت خروجی شبکه است، بدون نیاز به محاسبه‌های طولانی، قادر به تعیین قدرت خروجی هر شبکه خواهیم بود.

مثال ۴: توان خروجی شبکه‌ی زیر چند وات است؟

راه حل:

می‌توان نوشت: $36 = [(30)+3]+3$

بهره‌ی ۳۰ dB به معنای ضریب قدرت «۱۰۰۰» است.

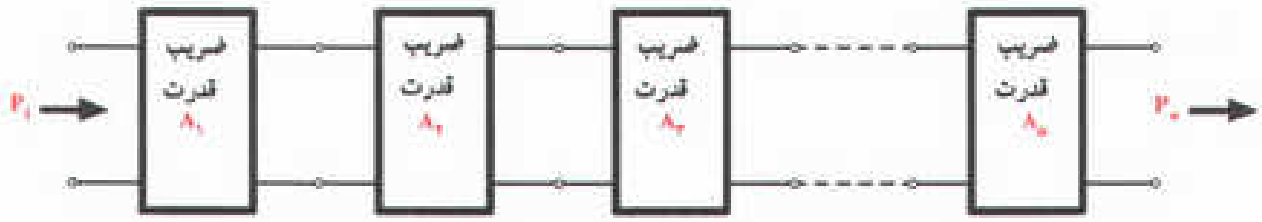
۳ dB افزایش (یعنی ۳۳ dB) به‌مفهوم دوبرابر شدن قدرت خروجی (یعنی ۲۰۰۰ برابر) و افزایش ۳ dB دیگر (یعنی ۳۶ dB)، به این معناست که قدرت خروجی بازهم دو برابر می‌شود (یعنی $2000\times 2 = 4000$). به‌عبارت دیگر، ضریب قدرت تقویت‌کننده‌ی فوق برابر ۴۰۰۰ است. در نتیجه، خواهیم داشت:

$$P_{out} = 10mW \times 4000 = 40{,}000mW = 40W$$

۱ــ محاسبه‌ی ضریب تقویت طبقات متوالی برحسب dB: هرگاه چند طبقه مطابق شکل ۱۵ــ۲ به‌صورت متوالی بسته شده باشند، ضریب قدرت کلی سیستم برابر است با معادله‌ی (۱۱ــ۲)

$$A_p = \frac{Po}{P_{in}} = \frac{P_{o_{(1)}}}{P_{in_{(1)}}}\times\frac{P_{o_{(2)}}}{P_{in_{(2)}}}\times\frac{P_{o_{(3)}}}{P_{in_{(3)}}}\times\ldots\times\frac{^{1}P_{o_{(n)}}}{P_{in_{(n)}}}$$

$$A_p = A_1\times A_2\times A_3\times\ldots\times A_n \quad \text{معادله‌ی (۱۲ــ۲)}$$



شکل ۱۵ــ۲ــ اتصال متوالی تقویت‌کننده‌ها

۱ــ توجه داشته باشید که $P_{o_{(1)}} = P_{in_{(2)}}$، $P_{o_{(2)}} = P_{in_{(3)}}$، ... $P_{o_{(n-1)}} = P_{in_{(n)}}$ است؛ یعنی، در طرف راست معادله‌ی ۱۱ــ۲ صورت هر کسر با مخرج کسر سمت راست آن برابر است و اگر این جملات برابر را با یک دیگر ساده کنیم، تنها جمله‌ی مخرج کسر اول و جمله‌ی صورت کسر آخر که همان نسبت سمت چپ معادله است، باقی می‌ماند.

که اگر آن را برحسب dB بیان کنیم، نتیجه می‌شود :

$$10\log A_P = 10\log(A_1 \times A_2 \times A_3 \times \ldots \times A_n)$$

معادله‌ی (۱۳ـ۲)

$$10\log A_P = 10\log A_1 + 10\log A_2 + 10\log A_3 + \ldots + 10\log A_n$$

یعنی

$$A_{P(dB)} = A_{1(dB)} + A_{2(dB)} + A_{3(dB)} + \ldots + A_{n(dB)}$$

یا

ضریب تقویت کلّی سیستم بر حسب dB برابر با مجموع ضرایب تقویت طبقات متوالی است، وقتی که بر حسب dB بیان شوند.

مثال ۵ : قدرت خروجی شبکه‌ی زیر را به‌دست آورید.

راه حل:

$$\text{dB کلی شبکه} = 36 - 12 + 9 = 33\text{dB}$$

که ۳۰ dB آن به‌منزله‌ی ضریب توانی برابر ۱۰۰۰ و ۳ dB افزایش در آن (یعنی ۳۳ dB) مترادف با دوبرابر شدن این ضریب توان (یعنی ۲۰۰۰) است.

لذا :

$$P_o = 1\text{mW} \times 2000 = 2000\text{mW} = 2\text{W}^1$$

۲ـ محاسبه‌ی ضریب تقویت ولتاژ و جریان برحسب dB : معادله‌ی ۱۰ـ۲ را بر حسب ضریب تقویت ولتاژ یا ضریب تقویت جریان شبکه نیز می‌توان بیان کرد. با توجه به مُدل الکتریکی شکل ۱۶ـ۲ توانی که وارد شبکه می‌شود، به افت پتانسیل V_{in} در دو سر مقاومت ورودی آن منجر می‌گردد ؛ به‌طوری که

$$P_{in} = V_{in}I_{in} = V_{in}\left(\frac{V_{in}}{R_{in}}\right) = \frac{V_{in}^2}{R_{in}}$$

معادله‌ی (۱۴ـ۲)

شکل ۱۶ـ۲ـ مدل الکتریکی یک تقویت‌کننده

همچنین توانی که از شبکه دریافت می‌شود، در دو سر مقاومت بار اختلاف پتانسیل V_o را ایجاد می‌کند و می‌توان نوشت :

معادله‌ی (۱۵ـ۲)

$$P_o = V_o.I_L = V_o\left(\frac{V_o}{R_L}\right) = \frac{V_o^2}{R_L}$$

با جایگزین کردن جملات طرف راست معادله‌های ۱۴ـ۲ و ۱۵ـ۲ به‌جای P_{in} و P_o در معادله‌ی ۱۰ـ۲ نتیجه می‌شود :

$$A_p(dB) = 10\log\frac{V_o^2/R_L}{V_{in}^2/R_{in}}$$

یا

معادله‌ی (۱۶ـ۲)

$$A_p(dB) = 10\log\frac{R_{in}}{R_L}\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2$$

در صورتی که مقاومت بار و مقاومت ورودی شبکه با یک‌دیگر مساوی باشند، می‌توان معادله‌ی ۱۶ـ۲ را به شکل

۱ـ توان خروجی هر یک از طبقات به ترتیب از چپ به راست برابر است با : ۴W، ۲۵۰mW و ۲W. (چرا؟)

ساده‌تری بیان کرد. در این حالت، خواهیم داشت:

$$A_V(dB) = 10\log(\frac{V_{out}}{V_{in}})^2$$

یا

$$A_V(dB) = 20\log\frac{V_{out}}{V_{in}} \qquad \text{معادله‌ی (۱۷ـ۲)}$$

معادله‌ی ۱۰ـ۲ را می‌توان با انجام دادن عملیات مشابهی برحسب ضریب تقویت جریان (یعنی $\frac{I_L}{I_{in}}$) نیز بیان کرد. نتیجه‌ای که حاصل می‌شود، به‌این صورت است:

$$A_P(dB) = 10\log\frac{R_L}{R_{in}}(\frac{I_L}{I_{in}})^2 \qquad \text{معادله‌ی (۱۸ـ۲)}$$

در صورتی که $R_L = R_{in}$ باشد، می‌توانیم بنویسیم:

$$A_I(dB) = 20\log\frac{I_L}{I_{in}} \qquad \text{معادله‌ی (۱۹ـ۲)}$$

۱۰ـ۲ـ پاسخ فرکانس تقویت‌کننده‌ها

تاکنون ولتاژ ورودی یک تقویت‌کننده را سیگنالی با فرکانس ثابت، به‌صورت $v_i = V_m \sin\omega t$، در نظر می‌گرفتیم. با چنین فرضی، شکل ولتاژ ظاهر شده در خروجی آن نیز شبیه شکل موج ورودی و تنها با دامنه‌ای متفاوت با آن بود.

یعنی: $v_o = V'_m \sin\omega t$

که در آن $V'_m = A_v V_m$ است.

در عمل سیگنال ورودی تقویت‌کننده، ترکیب پیچیده‌ای از امواج با فرکانس‌های متفاوت دارد؛ مثلاً اگر شکل موج خروجی یک میکروفن را با دستگاه تحلیل‌گر طیف[1] تجزیه کنیم، امواجی با دامنه‌های متفاوت و فرکانس‌هایی از چند هرتز تا چند هزار هرتز مشاهده خواهیم کرد. طبیعتاً تقویت‌کننده نمی‌تواند همه‌ی این امواج را به یک نسبت تقویت کند؛ زیرا وجود خازن‌های پراکنده[2] و در مواردی هم‌سلف، عکس‌العمل‌های متفاوتی را در فرکانس‌های مختلف سبب می‌شود.

تقویت متفاوت هر یک از این امواج طیف باعث می‌شود که شکل موج خروجی تقویت‌کننده با شکل موج ورودی آن تفاوت داشته باشد. این تغییر شکل موج را (که پدیده‌ی نامطلوب است) **اعوجاج**[3] می‌نامیم.

یک تقویت‌کننده‌ی آرمانی (ایده‌آل) نباید در شکل موج، اعوجاج ایجاد کند. معمولاً تقویت‌کننده‌ها فرکانس‌های خیلی کم و هم‌چنین فرکانس‌های خیلی زیاد را به خوبی تقویت نمی‌کنند. در فرکانس‌های خیلی کم، عکس‌العمل زیاد خازن‌های سری مانع ایجاد می‌کند و در فرکانس‌های زیاد، عکس‌العمل کم خازن‌های موازی موجب اتّصال کوتاه شدن مسیرها می‌شود.

در شکل ۱۷ـ۲ منحنی پاسخ فرکانس یک تقویت‌کننده‌ی نمونه رسم شده است. در این شکل بهره‌ی تقویت‌کننده، در حالت انتقال بدون تضعیف، «۱» فرض شده است. منحنی از دو ناحیه‌ی کاملاً متفاوت تشکیل می‌شود.

ـ ناحیه‌ی CD که کلیّه‌ی فرکانس‌های واقع در این محدوده به یک نسبت تقویت می‌شوند و نواحی سمت چپ نقطه‌ی C و سمت راست نقطه‌ی D که در این نواحی میزان تقویت کاهش می‌یابد و سرانجام به صفر می‌رسد.

محدوده‌ای از طیف فرکانس را که در آن ضریب تقویت تقویت‌کننده، تغییر محسوسی نمی‌کند، **باند مفید فرکانس** آن می‌نامیم. در شکل ۱۷ـ۲ این باند بین دو نقطه‌ی A و B واقع شده است. فرکانس متناظر با نقطه‌ی A را **فرکانس قطع پایین**[4] و فرکانس متناظر با نقطه‌ی B را **فرکانس قطع بالا**[5]ی تقویت‌کننده می‌گوییم.

۱ـ Spectrum Analyzer

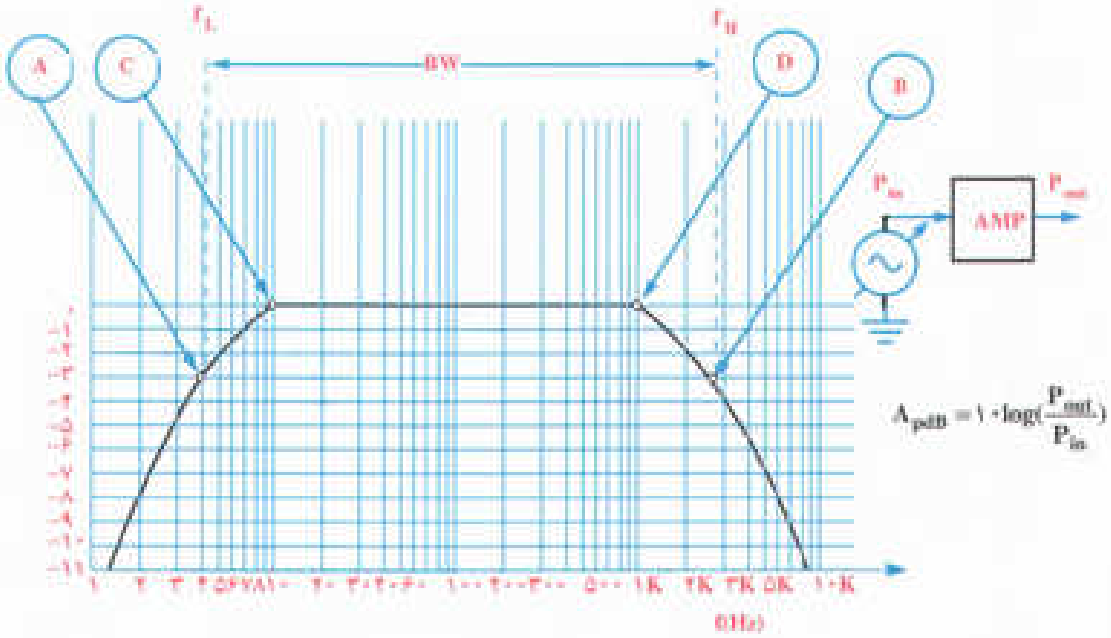
تحلیل‌گر طیف دستگاهی است که امواج غیر سینوسی را به مجموعه‌ای از امواج سینوسی با دامنه و فرکانس‌های متفاوت تفکیک می‌کند. هر یک از امواج تفکیک شده یک هارمونی یا مضربی از کوتاه‌ترین فرکانس این مجموعه است.

۲ـ Stray Capacitance

۳ـ Distortion

۴ـ Lower Cut off Frequency

۵ـ Upper Cut off Frequency



شکل ۱۷ـ۲ـ منحنی پاسخ فرکانس یک تقویت‌کننده‌ی نمونه

طبق تعریف، فرکانس قطع به‌فرکانسی گفته می‌شود که در آن بهره‌ی تقویت‌کننده به نصف مقدار طبیعی خود کاهش می‌یابد؛ به عبارت دیگر ۳dB افت می‌کند.

خودآزمایی

۱ـ در شکل ۲ـ۲ اگر مقاومت R_1 با پتانسیومتر، سری نشود، چه اشکالی ممکن است در کار مدار به‌وجود آید؟

۲ـ در یک ترانزیستور سیلیکونی NPN ولتاژ پیوند بیس ـ امیتر در گرایش مستقیم مساوی ۰/۷ ولت و ولتاژ اشباع کلکتور ـ امیتر مساوی ۰/۲ ولت است. آیا در این حالت، پیوند کلکتور ـ بیس در گرایش مستقیم قرار دارد یا گرایش معکوس؟ چرا؟

۳ـ در مدار شکل ۴ـ۲ اگر مقاومت R_E را بزرگ انتخاب کنیم، چه مشکلی به‌وجود می‌آورد؟

۴ـ در مدار شکل ۴ـ۲ افزایش مقدار مقاومت R_E، چه تأثیری بر جریان بیس می‌گذارد؟

۵ـ در مدار شکل ۴ـ۲ کاهش مقاومت R_C چه تأثیری بر I_B می‌گذارد؟

۶ـ مقاومت r_B ترانزیستوری با مشخصات زیر چه‌قدر است؟

$I_B(\mu A)$	$V_{BE}(v)$
۹۰	۰/۶۴
۱۱۰	۰/۶۵

۷ـ بوت استراپ چیست؟ توضیح دهید.

۸ـ سه تقویت‌کننده‌ی CE، CB و CC را از نظر مشخصات ویژه با یک‌دیگر مقایسه کنید.

۹ـ در شکل ۶ـ۲ شکل موج ولتاژ V_{CE} و شکل موج ولتاژ خروجی را در دو حالت تغذیه‌ی ناکافی و تغذیه‌ی بیش از اندازه ترسیم کنید.

فصل سوم

ترانزیستورهای با اثر میدان[1]

هدف کلی: در این فصل، ترانزیستورهای با اثر میدان از نوع اتصالی و با گیت عایق شده مورد بررسی قرار می‌گیرد و در نهایت، این ترانزیستورها با ترانزیستورهای معمولی (BJT) مقایسه می‌شوند.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ ساختمان، طرز کار و منحنی مشخصه‌های ترانزیستور FET را بیان کند.

۲ـ ساختمان، طرز کار و منحنی مشخصه‌های ترانزیستور MOSFET را بیان کند.

۳ـ ترکیب مکمل (CMOS) را شرح دهد.

۴ـ ساختمان و طرز کار MOSFETهای قدرت (VMOSFET) را معرفی کند.

۵ـ تغذیه‌ی FET شامل: روش‌های مختلف بایاسینگ، خط بار DC و انواع روش‌های تغذیه را توضیح دهد.

۶ـ کاربردهای FET را به عنوان منبع جریان، مقاومت قابل تنظیم و تقویت‌کننده‌ی اولیه با امپدانس ورودی زیاد بیان کند.

۷ـ تقویت‌کننده‌های FET را توضیح دهد.

۸ـ FET را با BJT مقایسه کند.

۹ـ به سؤالات پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

ترانزیستورهای معمولی که به دلیل ساختار فیزیکی‌شان دو پیوندی یا BJT نامیده می‌شوند، عناصری کنترل شده با جریان هستند؛ یعنی، جریان پیس ترانزیستور، جریان کلکتور آن‌ها را کنترل می‌کند. برای برقراری جریان در اتصال کلکتور، باید جریان پیس به اندازه‌ای برسد که ناحیه‌ی تخلیه شده یا سد پتانسیل پیوند «پیس ـ امیتر» کاملاً شکسته شود.

وجود جریان ورودی زیاد، باعث می‌شود که مقاومت ورودی ترانزیستورهای دو پیوندی نسبتاً کم باشد و حتی در آرایش کلکتور مشترک که بیش‌ترین مقدار مقاومت ورودی را به وجود می‌آورد، از چند صد هزار اهم تجاوز نکند. لذا وقتی می‌خواهیم سیگنال منبعی را که مقاومت داخلی بسیار زیادی (مثلاً حدود چند مگا اهم) دارد تقویت کنیم، استفاده از این ترانزیستورها به‌علت مقاومت ورودی کم آن‌ها، در ساختن طبقه‌ی اول تقویت‌کننده، مناسب نیست. هم‌چنین برای این که دستگاه‌های اندازه‌گیری مانند ولت‌متر و اسیلوسکوپ از مدار مورد اندازه‌گیری، جریان زیادی نکشند، باید مقاومت ورودی خیلی زیادی داشته باشند[2].

۱ـ Field Effect Transistor

۲ـ در همه‌ی این موارد باید بین دستگاه اندازه‌گیری و مولد یا تقویت‌کننده تطابق ولتاژ برقرار باشد؛ یعنی باید مقاومت ورودی دستگاه اندازه‌گیری خیلی بزرگ‌تر از مقاومت خروجی تقویت‌کننده باشد.

در گذشته به علت استفاده از تقویت‌کننده‌های لامپ خلأ، در این گونه موارد مشکل چندانی پیش نمی‌آمد[1]. حجم و سنگینی زیاد دستگاه‌های لامپی، ولتاژ تغذیه‌ی چند صد ولتی، مصرف انرژی زیاد، نیاز به داشتن فیلامان، کاهش راندمان و عمر کوتاه لامپ‌ها، مدت‌ها ذهن پژوهشگران الکترونیک را به ساختن قطعات نیمه هادی با خواص الکتریکی مشابه خواص لامپ‌ها مشغول ساخته بود. سرانجام حاصل تلاش آنان به اختراع ترانزیستور اثر میدان انجامید.

ساختمان ترانزیستورهای اثر میدان از ترانزیستورهای دو پیوندی ساده‌تر است و مقاومت ورودی آن‌ها بسیار زیاد و در حدود ۱۰MΩ تا ۱۰۰۰MΩ است. این قطعات عناصری کنترل شده با ولتاژ هستند و در ساخت آن‌ها فقط از دو نوع نیمه هادی استفاده می‌شود. به همین علت، به ترانزیستورهای **تک پیوندی**[2] **یا یک قطبی** نیز مشهورند. ترانزیستورهای اثر میدان در دو نوع متفاوت ساخته می‌شوند که در یک نوع از روش نفوذی و در نوع دیگر از خاصیت خازنی لایه‌ها استفاده می‌شود.

۱ــ۳ــ ترانزیستور با اثر میدان پیوندی[3] یا JFET

۱ــ ساختمان JFET: یک میله‌ی سیلیسیمی را که کمی ناخالصی نوع n به آن افزوده شده باشد، در نظر بگیرید. این میله درست مانند یک مقاومت عمل می‌کند که مقدار آن به میزان ناخالصی افزوده شده، سطح مقطع و طول میله بستگی دارد[4].

اگر یک باتری، مطابق شکل ۱ــ۳ــ الف به دو سر این میله وصل کنیم، جریانی متناسب با ولتاژ دو سر باتری از آن عبور می‌کند. یک انتهای میله را که الکترون‌ها از آن خارج می‌شوند **دریچه** یا **درین** (Drain) و انتهای دیگر میله را، که الکترون‌ها به آن وارد می‌شوند منبع یا **سورس** (Source) نام‌گذاری می‌کنیم. اگر مقاومت این میله تغییر کند، میزان جریانی که به ازای یک ولتاژ ثابت از آن عبور می‌کند نیز تغییر خواهد کرد. تغییر مقاومت میله با تغییر طول، سطح مقطع و میزان ناخالصی آن امکان‌پذیر است. از این سه متغیر تنها سطح مقطع مؤثر میله را می‌توان با استفاده از روش الکتریکی به کنترل درآورد.

اگر در قسمتی از این میله یک فلز سه ظرفیتی مانند ایندیم را آن قدر نفوذ دهیم که یک ناحیه‌ی نوع p با غلظتی بیش از ناحیه‌ی n تشکیل شود، یک پیوند pn به وجود می‌آید. در این حالت، ناحیه‌ی n **کانال** نامیده می‌شود. چنان‌چه یک سیم به نیمه هادی نوع p متصل کنیم و این اتصال را **دروازه** یا **گیت**[5] بنامیم، یک عنصر سه پایه حاصل می‌شود که به **ترانزیستور با اثر میدان پیوندی** معروف است.

در شکل ۱ــ۳ــ الف یک میله‌ی نیمه هادی با میزان ناخالصی، سطح مقطع و طول مشخص مانند یک مقاومت ثابت عمل می‌کند. در حالت ب نفوذ یک ناحیه با ناخالصی نوع مخالف در آن به تشکیل یک پیوند pn سه سر منجر می‌شود که مشخصات آن مانند ترانزیستورهای BJT است.

شکل ۱ــ۳

۱ــ هنوز هم ولت‌مترهای لامپی VTVM (Vacuum Tube Volt Meter) کارآیی خود را برای اندازه‌گیری‌های خیلی دقیق حفظ کرده‌اند.

۲ــ Unijunction Transistors

۳ــ Junction Field Effect Transistor

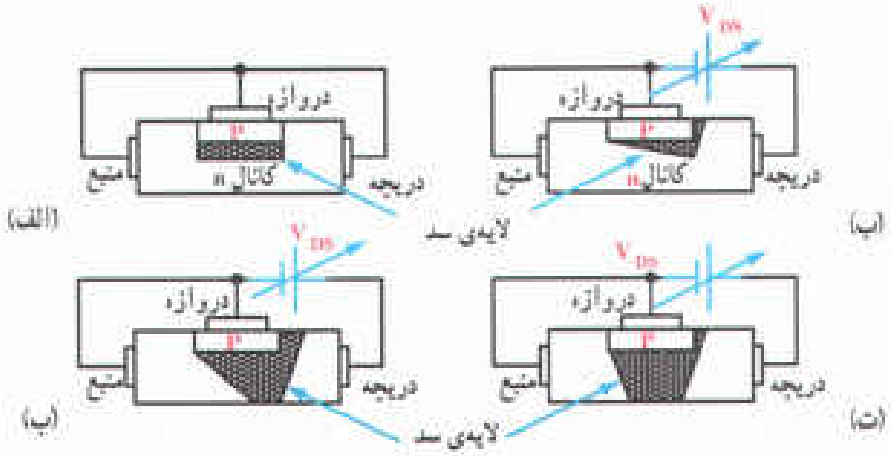
۴ــ مقدار مقاومت میله‌ای به طول l سانتی‌متر، سطح مقطع S سانتی‌متر مربع و مقاومت ویژه‌ی ρ اهم در سانتی‌متر برابر است با $R = \rho \frac{l}{S}$ (ρ به جنس میله بستگی دارد).

۵ــ Gate

۲ ــ رفتار JFET در مدار: برای بررسی رفتار این ترانزیستور در مدار، نخست حالتی را در نظر می‌گیریم که پایه‌ی گیت به پایه‌ی سورس اتصال کوتاه شده باشد. در این حالت اثر تغییر V_{DS} را روی کانال بررسی می‌کنیم.

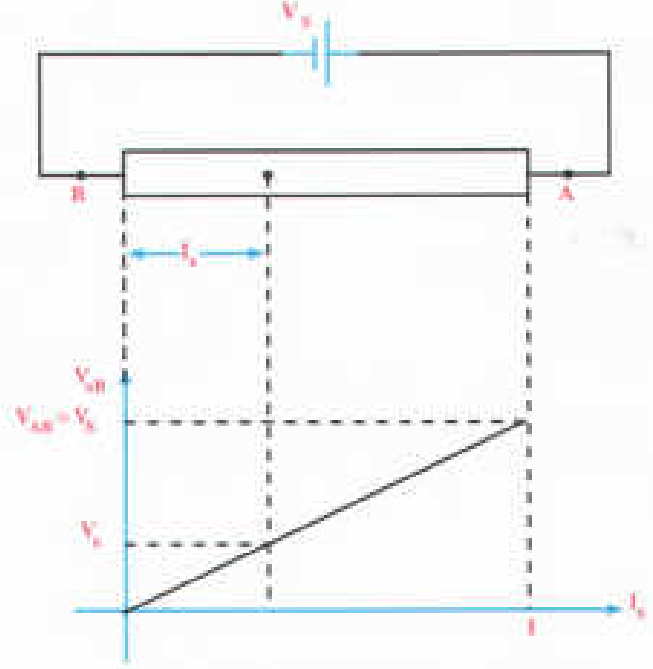
مطابق شکل ۲ــ۳ــ الف اگر پایه‌های درین ــ سورس نیز اتصال کوتاه شده باشند، هیچ جریانی از کانال نمی‌گذرد و نواحی p و n توسط لایه‌ی نازک تهی از حامل‌های جریان که بلافاصله پس از ایجاد پیوند pn به وجود می‌آید، از یک دیگر جدا می‌شوند.

حال اگر یک منبع ولتاژ قابل تنظیم به پایه‌های درین و سورس وصل کنیم، به طوری که درین نسبت به سورس مثبت باشد، با افزایش تدریجی ولتاژ، جریانی که از کانال می‌گذرد نیز افزایش می‌یابد. اعمال این ولتاژ بین درین و سورس موجب آن می‌شود که پیوند pn در گرایش معکوس قرار گیرد و ناحیه‌ی تهی شده از حامل‌های جریان در داخل کانال بیش‌تر نفوذ کند[1] (شکل ۲ــ۳ ــ ب). چنان‌چه V_{DS} را باز هم افزایش دهیم، ناحیه‌ی



شکل ۲ــ۳ ــ چگونگی افزایش لایه‌ی سد در اثر افزایش ولتاژ درین ــ سورس

۱ــ برای روشن‌تر شدن این موضوع، توزیع پتانسیل را در طول یک مقاومت بررسی می‌کنیم: وقتی یک منبع ولتاژ به دو سر یک مقاومت وصل شود، افزایش پتانسیل از سر منفی مقاومت به‌طرف سر مثبت آن پیوسته و تدریجی است. مثلاً اختلاف پتانسیل نقطه‌ای به فاصله‌ی $\frac{1}{n}$ طول مقاومت از سر منفی برابر $\frac{1}{n}$ اختلاف پتانسیل دو سر مقاومت است. در شکل ۲ــ۴ نیز چون گیت در پتانسیل صفر و هم پتانسیل با سورس است، هر قدر در طول کانال به درین نزدیک‌تر می‌شود، اختلاف پتانسیل آن نسبت به گیت پیش‌تر شده و لایه‌ی تهی گسترده‌تر می‌شود (زیرا گیت ــ سورس در گرایش معکوس قرار می‌گیرد). به همین علت، عرض این لایه در سرتاسر طول آن یک‌نواخت نیست.



افزایش تدریجی پتانسیل در طول یک مقاومت خطی

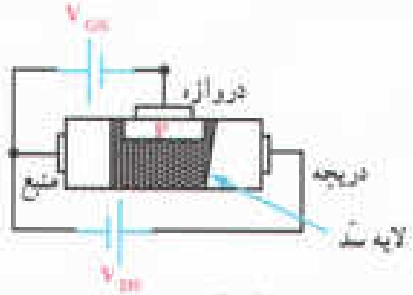
تهی شده گسترش بیش‌تری می‌یابد و سرانجام، مطابق شکل ۲ـ۳ـب کانال را مسدود می‌کند. تا زمانی که کانال به حداکثر گرفتگی نرسد، افزایش V_{DS} افزایش متناسب جریان درین را به همراه دارد اما با تنگ‌تر شدن کانال افزایش V_{DS} در جریان درین تغییر محسوسی به وجود نمی‌آورد و این امر طبیعی است؛ زیرا با افزایش V_{DS} لایه‌ی تهی از حامل‌های جریان در سطح کانال باز هم بیش‌تر گسترش می‌یابد و این موجب افزایش مقاومت کانال می‌شود (شکل ۲ـ۳ـ ت)، به طوری که همواره نسبت ولتاژ درین ـ سورس به مقاومت کانال ثابت می‌ماند[1].

ولتاژی را که به گرفتگی کانال منجر می‌شود، **ولتاژ بحرانی**[2] V_P می‌گویند. در این حالت، جریان FET به حداکثر مقدار ـ که **جریان اشباع**[3] درین ـ سورس نامیده می‌شود ـ می‌رسد.

اگر ولتاژ درین ـ سورس بیش از اندازه افزایش یابد، سرانجام پدیده‌ی **شکست بهمنی** پیوند رخ می‌دهد و ترانزیستور می‌سوزد. ولتاژ شکست ترانزیستورهای JFET معمولی در حدود ۲۰ تا ۳۰ ولت است.

۳ـ اعمال ولتاژ مخالف به گیت: اکنون چنان‌چه مطابق شکل ۲ـ۳ پیوند pn را با اعمال یک ولتاژ به دو سر گیت ـ سورس در گرایش معکوس قرار دهیم، هرگونه افزایشی در میزان این ولتاژ، گسترش سریع‌تر لایه‌ی تهی از حامل‌های جریان در سطح کانال را به همراه دارد و موجب افزایش مقاومت کانال و کاهش جریان درین می‌شود. اگر ولتاژ درین ـ سورس را بیش از ولتاژ بحرانی ترانزیستور انتخاب کنیم و ولتاژ معکوس گیت ـ سورس را افزایش دهیم، سرانجام جریان درین به صفر می‌رسد. مقدار V_{GS} که جریان درین را به صفر می‌رساند، **ولتاژ آستانه** یا **قطع**[4] نامیده می‌شود و با $V_{GS(off)}$ نشان داده می‌شود.

در ترانزیستورهای JFET ولتاژ آستانه تقریباً با ولتاژ بحرانی برابر است. $|V_{GS(off)}| \approx |V_P|$



شکل ۳ـ۳ـ چگونگی اثر V_{GS} در افزایش لایه‌ی سد

ترانزیستور با اثر میدان پیوندی کانال p هم ساخته می‌شود. این ترانزیستور نیز مانند ترانزیستور با کانال n عمل می‌کند و تنها تفاوتی که با آن دارد، در علامت[5] ولتاژهای درین ـ سورس و گیت ـ سورس است که بر عکس نوع n اعمال می‌شود. در شکل ۴ـ۳ نشانه‌های قراردادی برای نمایش ترانزیستور JFET دیده می‌شود[6].

۱ـ شاید انتظار داشته باشید که با بسته‌شدن کانال جریان درین کاهش یابد و حتی صفر شود اما چنین حالتی پیش نمی‌آید؛ زیرا میدان الکتریکی حاصل از V_{DS} به عبور الکترون‌ها از کانال کمک می‌کند. درست پدیده‌ای مشابه با عمل پیوند معکوس کلکتور ـ پس در ترانزیستورهای BJT.

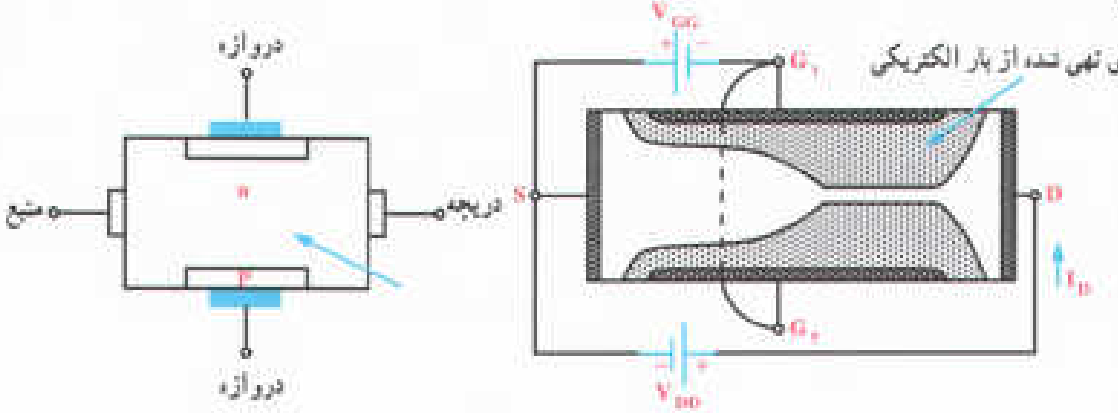
۲ـ Pinch off Voltage

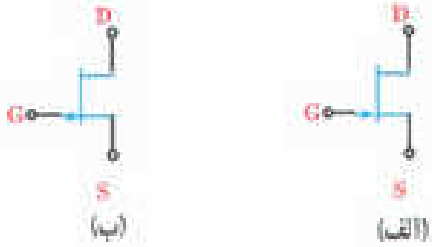
۳ـ Drain - Source Saturation Current (I_{DSS})

۴ـ Gate - Source Cut off voltage

۵ـ Polarity

۶ـ در عمل، برای آن که ترانزیستور مشخصات الکتریکی بهتری داشته باشد، ناحیه‌ی گیت را در طرفین کانال ایجاد می‌کنند. این دو ناحیه را معمولاً از داخل به یک‌دیگر وصل می‌کنند ولی چنان‌چه ترانزیستوری با دو پایه گیت در دست باشد، باید این دو پایه را به یک‌دیگر اتصال کوتاه کرد و سپس اتصال مشترک را به ولتاژ کنترل گیت وصل نمود. در شکل زیر، ساختمان ساده‌ی چنین ترانزیستوری دیده می‌شود. در شکل سمت راست، چگونگی شکل گرفتن ناحیه‌ی تهی پس از برقراری ولتاژهای تغذیه نشان داده شده است.

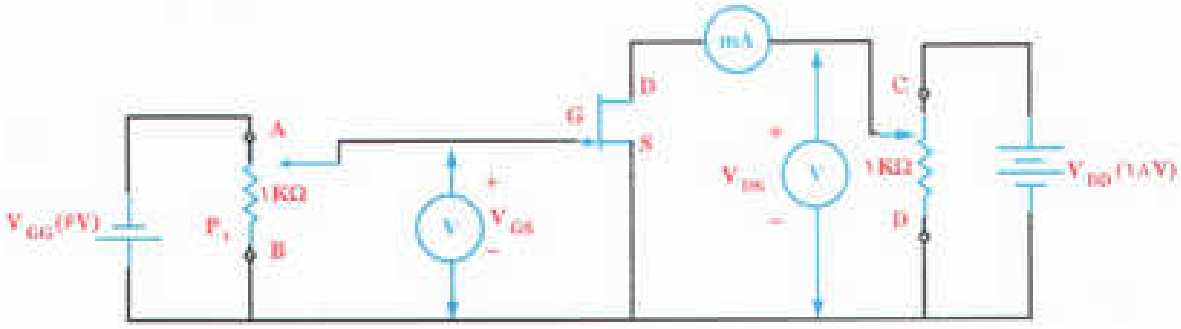




شکل ۴ـ۳ـ الف ـ نشانه‌ی ترانزیستور JFET با کانال نوع n (گیت نوع P)
ب ـ نشانه‌ی ترانزیستور JFET با کانال P (گیت نوع n)

۴ـ منحنی مشخصه‌ی JFET : در ترانزیستور JFET تغییرات جریان درین وابسته به تغییرات دو عامل V_{DS} و V_{GS} است. برای مشخص کردن میزان این وابستگی به هر یک از این دو عامل، باید یکی از آن دو را ثابت نگه داشت و اثر تغییرات عامل دیگر را بر جریان بررسی کرد. بدین منظور می‌توانیم از مداری مطابق شکل ۵ـ۳ استفاده کنیم.

در این مدار، ابتدا سر وسط پتانسیومتر P_1 را در انتهای B و سر وسط پتانسیومتر P_2 را در انتهای D قرار می‌دهیم ($V_{GS} = 0$ ، $V_{DS} = 0$). طبیعی است که میلی آمپرمتر عبور هیچ جریانی را نشان نمی‌دهد. حال به تدریج V_{DS} را به کمک پتانسیومتر P_2 (از صفر) افزایش می‌دهیم.



شکل ۵ـ۳ـ یک نمونه مدار آزمایشی برای به دست آوردن منحنی مشخصه‌ی خروجی JFET

تا زمانی که ولتاژ درین ـ سورس از ولتاژ بحرانی ترانزیستور کم‌تر است، افزایش جریان درین متناسب با افزایش V_{DS} ادامه می‌یابد ؛ یعنی، ترانزیستور مانند یک مقاومت اهمی عمل می‌کند. با رسیدن V_{DS} به ولتاژ بحرانی(V_p) جریان به حداکثر مقدار خود ـ که جریان اشباع نامیده می‌شود ـ می‌رسد. از آن پس، افزایش V_{DS} تغییر محسوسی در آن ایجاد نمی‌کند.

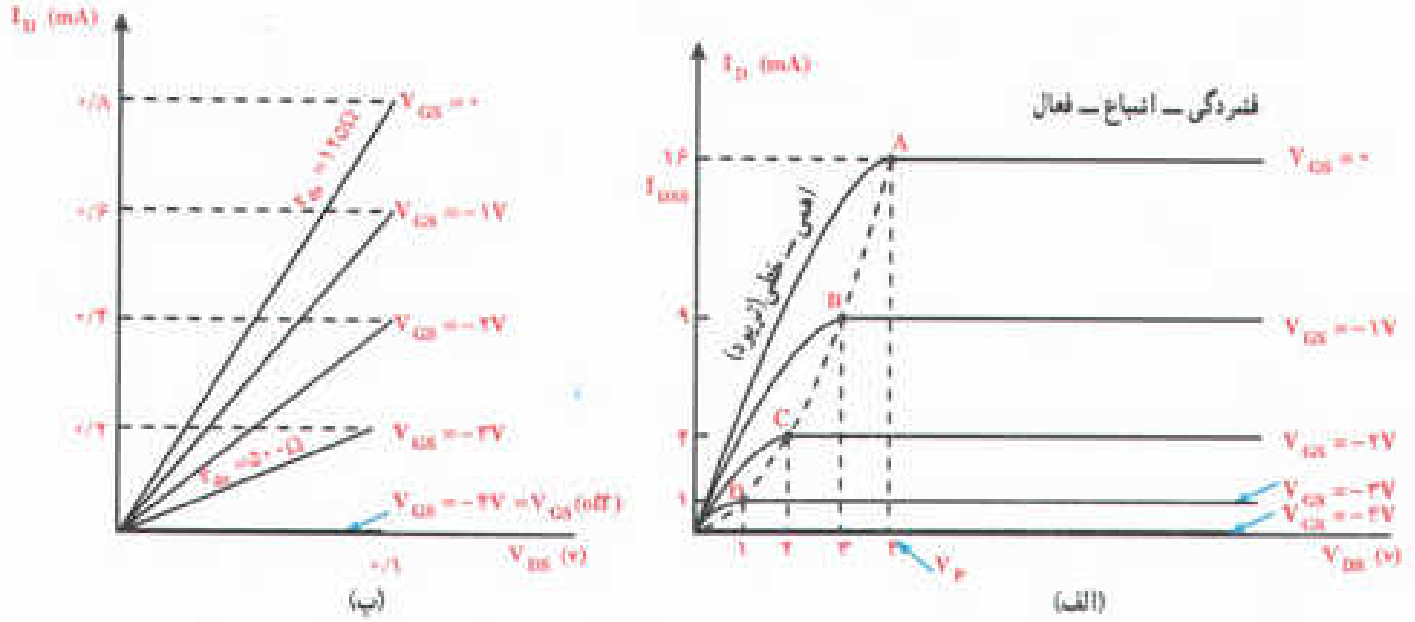
بار دیگر V_{GS} را به کمک پتانسیومتر P_1 به عنوان مثال برابر ۱ـ ولت انتخاب می‌کنیم و باز V_{DS} را از صفر به تدریج افزایش می‌دهیم. این بار نیز جریان متناسب با میزان افزایش V_{DS} زیاد می‌شود و پس از رسیدن به حد معینی ثابت می‌ماند.

در این حالت، تثبیت جریان در حد کم‌تر از حالت قبل و به‌ازای V_{DS} کم‌تر از ولتاژ بحرانی اتفاق می‌افتد. اگر به ازای چند مقدار دیگر V_{GS} ، تغییرات جریان درین را بر حسب تغییرات V_{DS} بررسی کنیم و نتیجه‌ی آن را به صورت نمودار نشان دهیم، دسته منحنی‌هایی مشابه شکل ۶ـ۳ـ الف به دست می‌آید.

در این منحنی، سه ناحیه‌ی کار متفاوت JFET را می‌توان مشخص کرد :

الف ـ ناحیه‌ی قطع: که پس از رسیدن V_{GS} به ولتاژ آستانه، $V_{GS(off)}$ ، شروع می‌شود. در این ناحیه، چون سد پتانسیل معکوس پیوند گیت ـ سورس سرتاسر کانال را فرا گرفته است، هیچ جریانی از درین نمی‌گذرد و ترانزیستور به صورت یک کلید قطع عمل می‌کند و افزایش بیش‌تر V_{GS} بر آن تأثیری ندارد (البته تا زمانی که کم‌تر از ولتاژ شکست معکوس پیوند گیت ـ سورس باشد). در شکل ۶ـ۳ـ الف این ناحیه در زیر خط $V_{GS} = -4V$ واقع شده است.

ب ـ ناحیه‌ی خطی: که در این ناحیه‌ی ترانزیستور درست مانند یک مقاومت اهمی عمل می‌کند و مقدار آن با ولتاژ گیت ـ سورس کنترل می‌شود. این ناحیه بخش کوچکی از منحنی مشخصه‌ی شکل ۶ـ۳ـ الف را شامل می‌شود که V_{DS} آن از چند دهم ولت تجاوز نمی‌کند. در شکل ۶ـ۳ـ ب این قسمت از منحنی با مقیاس بزرگ‌تر نشان داده شده است. در این شکل، شیب هر یک از خطوط بیانگر میزان قابلیت هدایت کانال (g_{DS}) است. همان‌طور که مشاهده می‌کنید، با افزایش ولتاژ معکوس



شکل ۶ـ۳ـ الف ـ منحنی مشخصه‌ی خروجی JFET و ب ـ ناحیه‌ی کاملاً خطی منحنی که با مقیاس بزرگ‌تر رسم شده است.

گیت ـ سورس، شیب این خطوط کم می‌شود. این به مفهوم کاهش قابلیت هدایت یا افزایش مقاومت کانال است.

در حالتی که $V_{GS}=0$ است، کانال کم‌ترین مقدار مقاومت را دارد که با توجه به منحنی ۶ـ۳ـ ب برابر است با

$$r_{ds}=\frac{V_{DS}}{I_D}=\frac{0/1}{0/8\times10^{-3}}=125\Omega$$

این مقدار مقاومت به ازای $V_{GS}=-3V$ به ۵۰۰ اُهم افزایش می‌یابد و با نزدیک شدن V_{GS} به ولتاژ آستانه ($V_{GS(off)}$) به بی‌نهایت میل می‌کند.

در عمل و در مواردی که از JFET به عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ استفاده می‌شود، برای افزایش ناحیه‌ی خطی آن یک مقاومت فیدبک بین درین و گیت آن وصل می‌کنند. مقدار این مقاومت در حدود ۱MΩ انتخاب می‌شود. بدین ترتیب، محدوده‌ی خطی آن را در FETهای معمولی می‌توان تا $-2V\le V_{DS}\le 2V$ افزایش داد[1].

به ناحیه اهمی ناحیه تریود نیز گفته می‌شود.

ب ـ ناحیه‌ی اشباع: که در این ناحیه ترانزیستور به‌صورت یک منبع جریان ثابت، که مقدار آن با V_{GS} مشخص می‌شود، عمل می‌کند. برای آن که ترانزیستور وارد ناحیه‌ی اشباع شود، باید V_{DS} از مقدار معینی کم‌تر نباشد، یعنی:

$$V_{DS(tr)}\ge V_p+V_{GS}$$ [2] معادله‌ی (۱ـ۳)

در این نامعادله $V_{DS(tr)}$ ولتاژ گذر از یک حالت (ناحیه‌ی خطی) به حالت دیگر (ناحیه‌ی اشباع) است و در شکل ۶ـ۳ـ الف با نقاط A ، B ، C و D مشخص شده است.

به ناحیه‌ی اشباع ناحیه فعال یا فشردگی نیز گفته می‌شود.

در ناحیه‌ی اشباع، مقدار جریان I_D را می‌توان از رابطه‌ی ۲ـ۳ به دست آورد.

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$ معادله‌ی (۲ـ۳)

در این رابطه، I_{DSS} جریان اشباع ترانزیستور در حالتی است که پیوند گیت ـ سورس بایاس نشده باشد (یعنی $V_{GS}=0$ باشد) و مقدار آن برای ترانزیستورهای معمولی در حدود ۱۰ تا ۳۰ میلی‌آمپر است.

ت ـ اگر ولتاژ درین ـ سورس از حد معینی تجاوز کند، پدیده‌ی شکست بهمنی اتفاق می‌افتد و ترانزیستور می‌سوزد.

۵ـ منحنی مشخصه‌ی انتقالی JFET[3]: دیدیم که در

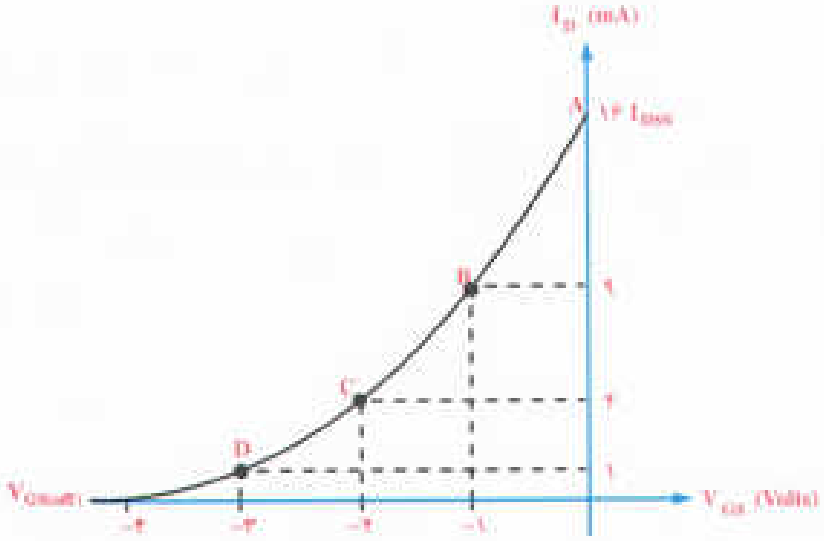
۱ـ توجه داشته باشید که برخلاف ترانزیستورهای معمولی (BJT)، در ترانزیستور از میدان چنان‌چه بلایه‌ی V_{GS} عوض شود، جهت جریان I_D نیز تغییر می‌کند؛ یعنی، منحنی مشخصه به ربع سوم صفحه‌ی مختصات نیز می‌تواند امتداد یابد.

۲ـ Transition Voltage

۳ـ Transfer characteristic

ناحیه‌ی اشباع مقدار جریان درین به مقدار ولتاژ معکوس پیوند گیت ــ سورس وابسته است. اگر در مدار شکل ۵ــ۳ ولتاژ درین ــ سورس را به مقداری بیش از V_p تنظیم کنیم و با ثابت نگه‌داشتن آن در این مقدار، جریانی را که از میلی‌آمپرمتر می‌گذرد به ازای مقادیر مختلف V_{GS} (که به کمک پتانسیومتر P_1 می‌توان ایجاد کرد) در جدولی ثبت و سپس نمودار این تغییرات را رسم کنیم، منحنی مطابق شکل ۷ــ۳ به دست می‌آید.

شیب این منحنی در هر نقطه از آن هدایت انتقالی[1] ترانزیستور را مشخص می‌کند.



شکل ۷ــ۳ــ منحنی مشخصه‌ی انتقالی JFET

یعنی:

معادله‌ی (۳ــ۳)
$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{\text{یک مقدار ثابت } V_{DS}}$$

مقدار g_m بین ۱ تا ۱۰ میلی زیمنس و تابع نقطه‌ی کار ترانزیستور است[2].

۲ــ۳ــ ترانزیستور اثر میدان با گیت عایق شده[3] یا IGFET

چون در ترانزیستور JFET جریان نشتی پیوند گیت ــ سورس با افزایش دمای محیط افزایش می‌یابد، ترانزیستور نسبت به حرارت ناپایدار است و مقاومت ورودی آن در اثر گرما به مقدار زیادی کاهش می‌یابد. مقاومت ورودی JFET در حدود 10^{12} تا 10^{15} اهم است. برای افزایش این مقاومت، می‌توان از ترانزیستور اثر میدان با گیت عایق شده استفاده کرد. در این ترانزیستور، گیت با یک لایه‌ی اکسید سیلیکون از کانال جدا می‌شود و هیچ جریانی از گیت عبور نمی‌کند. لذا مقاومت ورودی آن فوق‌العاده افزایش می‌یابد. این ترانزیستور را بیش‌تر به نام MOSFET می‌شناسند. نامی که از ساختار فیزیکی آن برگرفته شده است[4].

۱ــ انواع ترانزیستورهای MOSFET: ترانزیستورهای MOSFET به دو صورت ساخته می‌شوند.

۱ــ Transconductance

۲ــ منحنی شکل ۷ــ۳ را می‌توان با استفاده از معادله‌ی ۲ــ۳ نیز رسم کرد. ضمناً نقاط مشخص شده با حروف C،B،A و D روی این منحنی، همان نقاطی است که روی منحنی مشخصه‌ی خروجی ترانزیستور در شکل ۶ــ۳ــ الف مشخص شده است.

۳ــ Insulated Gate Field Effect Transistor

۴ــ Metal Oxide Semiconductor FET

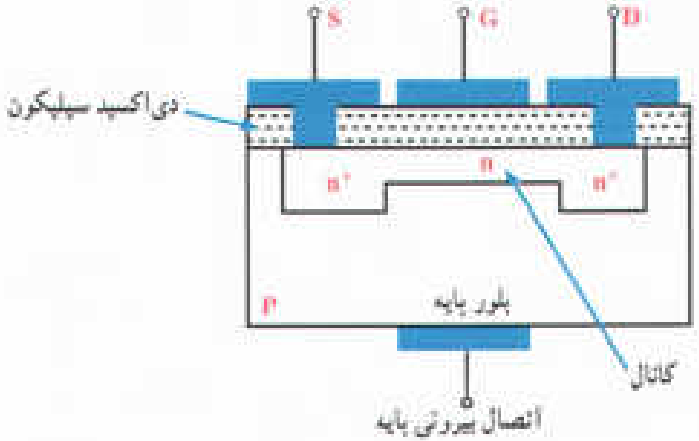
۱ــ ترانزیستورهای MOSFET با کانال تهی شونده[1].

۲ــ ترانزیستورهای MOSFET با کانال تشکیل شونده[2].

هر یک از این دو نوع ترانزیستور می‌تواند با کانال n یا با کانال p ساخته شود؛ که رایج‌ترین آن‌ها در بازار MOSFETهای با کانال n از نوع تهی شونده و MOSFETهای با کانال P، از نوع تشکیل شونده است.

۲ــ ترانزیستور MOSFET با کانال تهی شونده‌ی نوع n: این نوع ترانزیستور از یک قطعه‌ی نیمه هادی پایه‌ی نوع P با ناخالصی کم تشکیل شده است. درون این قطعه، دو ناحیه‌ی نوع n با ناخالصی زیاد ایجاد می‌کنند. این نواحی را به وسیله‌ی یک کانال نوع n با ناخالصی کم به یک دیگر وصل می‌کنند. از طرفین کانال، کنتاکت‌های درین ــ سورس خارج می‌شود. گیت این ترانزیستور را یک صفحه‌ی فلزی تشکیل می‌دهد که توسط لایه‌ی نازکی از دی‌اکسید سیلیکون از کانال کاملاً جدا شده است (شکل ۸ــ۳). در بیش‌تر ترانزیستورهای MOSFET کریستال پایه از داخل به سورس وصل می‌شود اما در مواردی ممکن است از آن یک اتصال چهارم بیرون آورده باشند. در چنین مواردی، برای آن که پیوند p–n پایه و کانال همواره در گرایش معکوس باقی بماند، باید این اتصال را به کنتاکت سورس وصل کرد.

۳ــ منحنی مشخصه‌های MOSFET کانال n تهی شونده: منحنی مشخصه‌های این ترانزیستور کم و بیش شبیه منحنی مشخصه‌های JFET است. به این ترتیب که اعمال یک



شکل ۸ــ۳ــ ساختمان داخلی یک ترانزیستور MOSFET با کانال n تهی شونده، ناخالصی نواحی n^+ بیش از میزان ناخالصی کانال است.

ولتاژ بین پایه‌های درین ــ سورس به برقراری جریان در داخل کانال منجر می‌شود. هر قدر V_{DS} افزایش یابد، جریان درین نیز افزایش می‌یابد تا سرانجام به یک مقدار ثابت می‌رسد. از آن پس، افزایش V_{DS} در مقدار جریان تأثیر محسوسی ندارد. این رفتار ناشی از آن است که افزایش V_{DS} به گسترش ناحیه‌ی تهی در داخل کانال منجر می‌شود و گرفتگی کانال به حداکثر می‌رسد؛ حالتی شبیه JFET. برقراری یک ولتاژ بایاس معکوس بین گیت ــ سورس موجب می‌شود که در داخل کانال یک ناحیه‌ی تهی از حامل‌های جریان به‌وجود آید و ترانزیستور زودتر از حالتی که گیت در پتانسیل صفر است، به اشباع برسد.

در ترانزیستور MOSFET با کانال تهی شونده گیت ــ سورس می‌تواند در گرایش مستقیم نیز قرار گیرد. در این حالت، در اثر میدان ایجاد شده تعدادی الکترون از نواحی n^+ به درون کانال جذب می‌شود و به این ترتیب، مقاومت کانال کاهش می‌یابد و افزایش جریان درین را به دنبال می‌آورد.

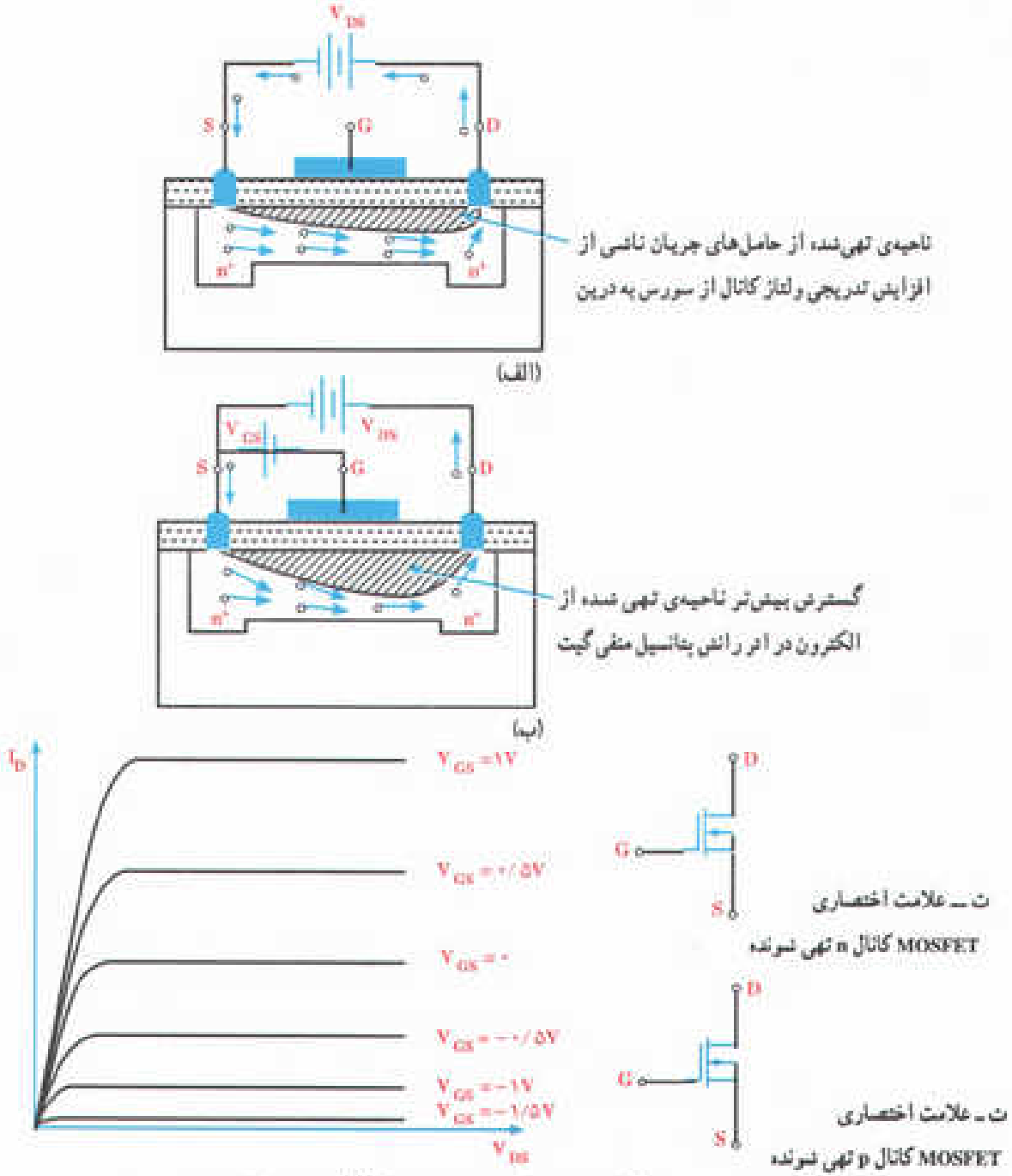
در این ترانزیستور، چون گیت کاملاً از کانال جدا شده است، هیچ جریان نشتی از کانال به گیت برقرار نیست. لذا مقاومت ورودی آن از نوع JFET به‌مراتب بیش‌تر است. MOSFETهای با کانال p نیز ساختمان و مشخصه‌ای همانند MOSFETهای با کانال n دارند. در این ترانزیستورها فقط بایاس گیت ــ سورس و درین ــ سورس معکوس می‌شود.

در شکل ۹ــ۳ منحنی مشخصه، چگونگی گسترش ناحیه‌ی

۱ــ Depletion - mode Mosfet

۲ــ Enhancement – mode Mosfet

تهی شده از بار الکتریکی و علائم اختصاری MOSFETهای با کانال تهی شونده دیده می‌شود.

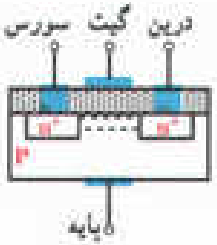


(ب) منحنی مشخصه‌ی MOSFET با کانال تهی شونده، نوع n

شکل ۹ـ۳

۴ـ ترانزیستور MOSFET با کانال تشکیل شونده :

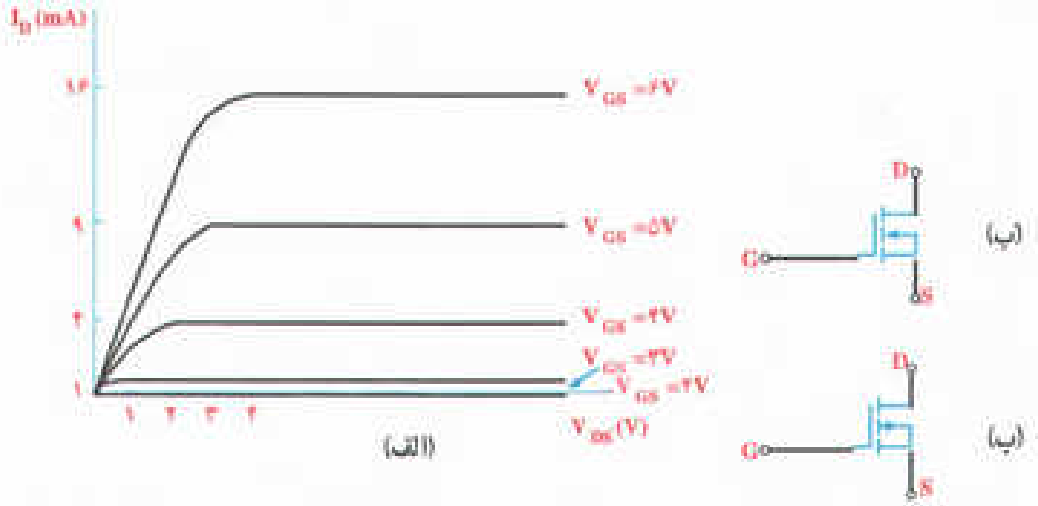
در این نوع ترانزیستور ـ برخلاف ترانزیستور با کانال تهی شونده ـ کانال را در هنگام ساخت ایجاد نمی‌کنند. لذا تا وقتی که گیت ترانزیستور بایاس نشود، ترانزیستور خاموش می‌ماند. به علت مقاومت خیلی زیاد بلور پایه که درین ـ سورس را از یک‌دیگر جدا می‌کند، عملاً با افزایش V_{DS} جریان محسوسی از درین نمی‌گذرد. در صورتی که گیت ـ سورس را طوری بایاس کنیم که پتانسیل گیت مثبت‌تر از سورس باشد، میدان الکترواستاتیکی گیت تعدادی الکترون آزاد از نواحی n^+ و کریستال پایه جذب می‌کند و یک کانال بار یک به صورت القایی بین درین ـ سورس به وجود می‌آورد. این کانال، مقاومت بین دو پایه را کاهش می‌دهد و موجب برقراری جریان درین می‌شود (شکل ۱۰ـ۳).



شکل ۱۰ـ۳ـ ساختمان داخلی MOSFET با کانال تشکیل شونده‌ی نوع n در این شکل ناحیه‌ی خط‌چین کانالی را که پس از بایاس گیت ایجاد می‌شود، نشان می‌دهد.

حداقل ولتاژی را که لازم است بین گیت ـ سورس اعمال شود تا جریان درین برقرار گردد، **ولتاژ آستانه‌ی روشن شدن ترانزیستور** می‌گویند و آن را با $V_{GS(th)}$ نشان می‌دهند. مقدار نامی این ولتاژ در حدود ۲ ولت است.

هنگامی که کانال شکل گرفت، مقدار جریان درین علاوه بر آن که به V_{GS} بستگی دارد (هر قدر V_{GS} بیش‌تر شود، عرض کانال افزایش و مقاومت بین درین ـ سورس کاهش می‌یابد. این امر موجب افزایش جریان درین به ازای یک ولتاژ معین درین ـ سورس می‌شود) هر افزایشی در مقدار V_{DS} نیز منجر به افزایش متناظر جریان درین می‌شود. این افزایش جریان با گذشتن V_{DS} از حد بحرانی، متوقف می‌شود (شکل ۱۱ـ۳ـ الف).



شکل ۱۱ـ۳ـ الف ـ منحنی مشخصه‌ی MOSFET با کانال تشکیل شونده‌ی n ،ب ـ علامت اختصاری MOSFET با کانال تشکیل شونده‌ی n ،پ ـ علامت اختصاری MOSFET با کانال تشکیل شونده‌ی p

۳ـ۳ـ MOSFET های قدرت

ساختمان و منحنی مشخصه: اخیراً MOSFET هایی با قدرت زیاد به بازار عرضه شده‌اند. این MOSFET ها قادرند جریان زیادی را از خود عبور دهند. ولتاژ ماکزیمم درین ـ سورس این ترانزیستورها چندین برابر ولتاژ ماکزیمم MOSFET های معمولی است.

این ترانزیستورها خیلی سریع‌تر از ترانزیستورهای معمولی تغییر وضعیت می‌دهند؛ به طوری که زمان روشن یا خاموش شدن آن‌ها در حدود ۴ نانوثانیه است. مقاومت حالت روشن آن‌ها خیلی کم و در حدود ۲ تا ۱۰ اهم است. این ترانزیستورها برای قطع و وصل خیلی سریع جریان‌های زیاد مناسب‌اند و در تقویت کننده‌های قدرت صوتی و رادیویی به کار می‌روند.

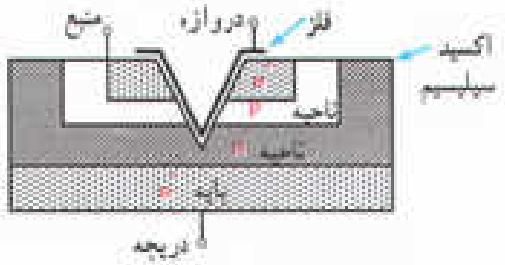
در شکل ۱۲ـ۳ ساختار نوعی از این ترانزیستور ـ که به VMOSFET[1] مشهور است ـ نشان داده شده است. همان‌گونه که در شکل می‌بینید، فرق اساسی این ترانزیستور با MOSFET های معمولی در جگونگی ایجاد گیت است که به‌صورت یک شیار به شکل حرف V در عمق کریستال پیش رفته است. تفاوت دیگر در موقعیت ترمینال درین است که در این ترانزیستور از قسمت پایینی کریستال بیرون آمده است.

گیت ترانزیستور مانند انواع دیگر FETها با یک لایه‌ی دی‌اکسید سیلیکون یا کوارتز از قسمت‌های دیگر جدا می‌شود. ترانزیستور از نوع کانال تشکیل شونده است و تا زمانی که گیت بایاس نشود، بین درین ـ سورس کانالی که جریان را هدایت کند، به وجود نمی‌آید.

۱ـ Vertical structure Metal Oxide Silicon power FET

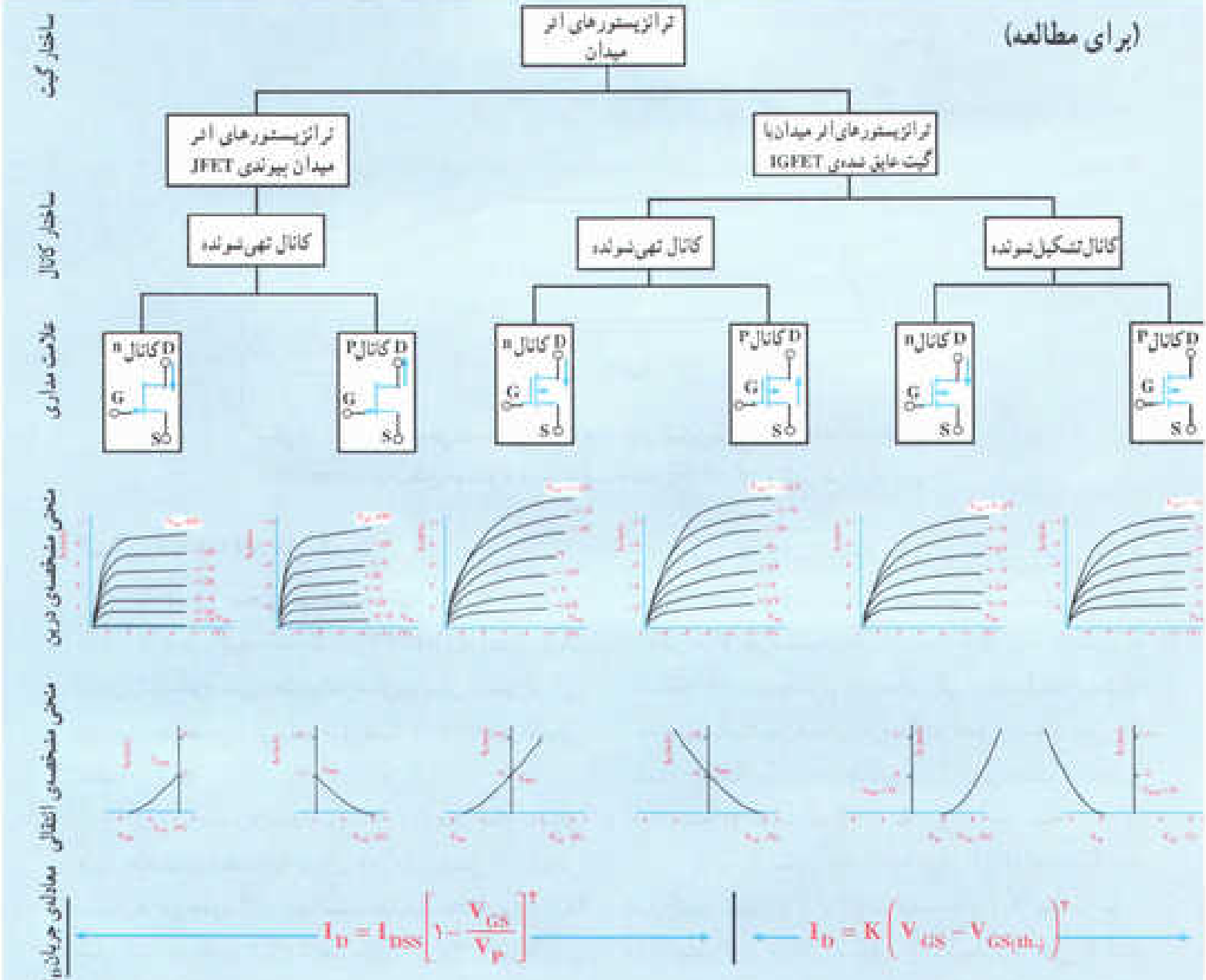
هرگاه یک ولتاژ مثبت (نسبت به سورس) به گیت اعمال کنیم، میدان ایجاد شده موجب جذب الکترون‌ها به طرف صفحه‌ی مقابل گیت و ایجاد یک کانال بین سورس و ناحیه‌ی n^- می‌شود. به این ترتیب، امکان برقراری جریان از درین به ناحیه‌ی n^- و از آن‌جا از طریق کانال تشکیل شده به سورس فراهم می‌آید. برخلاف FETهای معمولی ــ که مکانیزم جریان به صورت افقی است ــ در VMOSFET این مکانیزم به‌صورت عمودی است و نام VMOSFET نیز به دلیل همین مکانیزم روی این ترانزیستورها گذاشته شده است (ونه احیاناً به خاطر شکل V مانند گیت).

در VMOSFET کانال کوتاه‌تر از FETهای معمولی است و همین امر باعث می‌شود که مقاومت حالت داشته و ظرفیت خازنی آن از FETهای معمولی خیلی کم‌تر باشد.



شکل ۱۲ــ۳ــ ساختمان داخلی VMOSFET

(برای مطالعه)



انواع ترانزیستورهای اثر میدان، ساختار فیزیکی و مشخصات الکتریکی هر کدام

۲ــ مزایای VMOSFET: مزایای عمده‌ی این ترانزیستور عبارت‌اند از:

۱ــ جگالی جریان می‌تواند خیلی زیاد باشد.

۲ــ ظرفیت خازنی آن کم است.

۳ــ مقاومت حالت روشن آن خیلی کم‌تر از FETهای معمولی است (در حدود ۲ تا ۱۰ اهم).

۴ــ سرعت سویچینگ آن از همه‌ی ترانزیستورهای دیگر خیلی بیش‌تر است (زمان روشن و یا خاموش در حدود ۴ نانوثانیه).

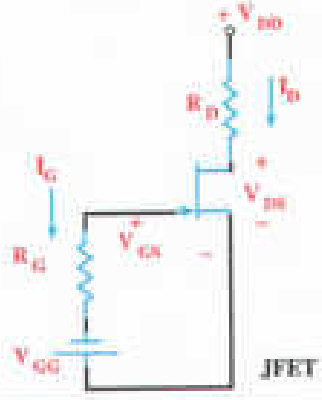
تنها عیب این ترانزیستور در ایجاد میدان الکتریکی خیلی زیاد، از شکل ۷ مانند شیار ناشی می‌شود که در نوک آن تمایل به شکستن عایق زیاد است.

برای برطرف ساختن این اشکال، انتهای شیار را قدری پهن‌تر می‌کنند یا انواع دیگر MOSFET را مورد استفاده قرار می‌دهند.

۴ــ۳ــ تغذیه‌ی FET

۱ــ مقایسه‌ی FET با BJT: برای ایجاد یک نقطه‌ی کار مناسب، باید ترانزیستور FET را نیز همانند ترانزیستور BJT بایاس کنیم. روش‌های بایاسینگ FET با روش‌های بایاسینگ BJT تفاوت اساسی ندارند؛ فقط باید توجه داشت که چون مقاومت ورودی FET خیلی زیاد است، جریان بسیار کمی ــ در حدود چند نانوآمپر یا پیکوآمپر ــ از آن عبور می‌کند که در محاسبه‌ها می‌توان از آن صرف‌نظر کرد.

۲ــ بایاسینگ مستقل FET: ساده‌ترین روش بایاس کردن FET استفاده از دو منبع ولتاژ جداگانه برای تأمین ولتاژهای تغذیه‌ی درین ــ گیت است. این روش که **بایاس ثابت**[1] نامیده می‌شود، در شکل ۱۳ــ۳ نشان داده شده است.



شکل ۱۳ــ۳ــ بایاسینگ ثابت JFET

با نوشتن قانون ولتاژ برای حلقه‌ی گیت ــ سورس نتیجه می‌شود:

$$-V_{GS}+V_{GG}-I_GR_G=0$$

که چون جریانی از گیت نمی‌گذرد ($I_G=0$) خواهیم داشت:

$$V_{GS}+V_{GG}=0\Rightarrow V_{GS}=-V_{GG} \qquad \text{معادله‌ی (۴ــ۳)}$$

ممکن است این پرسش مطرح شود که با وجود این‌که از مقاومت R_G جریانی نمی‌گذرد، ضرورت پیش‌بینی آن در حلقه‌ی ورودی مدار چیست؟ در پاسخ این پرسش یادآور می‌شویم، که وقتی یک سیگنال ac به گیت ترانزیستور اعمال می‌گردد، برای آن که بتواند ولتاژ گیت را تحت تأثیر قرار دهد، وجود این مقاومت ضروری است؛ زیرا در غیر این صورت، ولتاژ گیت همواره ثابت (و برابر $-V_{GG}$) می‌ماند.

۳ــ خط بار DC ترانزیستور: جریانی که از پایه‌ی درین ترانزیستور می‌گذرد، برابر است با

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2 \qquad \text{معادله (۵ــ۳)}$$

این جریان در دو سر مقاومت R_D افت پتانسیلی برابر I_DR_D ایجاد می‌کند و افت پتانسیل دو سر درین ــ سورس برابر می‌شود با

$$V_{DS}=V_{DD}-I_DR_D \qquad \text{معادله‌ی (۶ــ۳)}$$

این معادله بیانگر چگونگی تغییر I_D بر اثر تغییر V_{DS} است.

برای روشن شدن مطلب به تحلیل ترسیمی مدار می‌پردازیم. فرض کنیم ترانزیستوری با مشخصه‌ی خروجی شکل ۱۴ــ۳ داشته باشیم. منحنی تغییرات I_D را بر حسب تغییرات V_{DS} نیز در صفحه‌ی مختصات (I_D-V_{DS}) رسم می‌کنیم. این منحنی به‌صورت یک خط راست است و برای رسم آن، معادله را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم.

$$V_{DS}=V_{DD}-I_DR_D\Rightarrow I_DR_D=-V_{DS}+V_{DD}$$

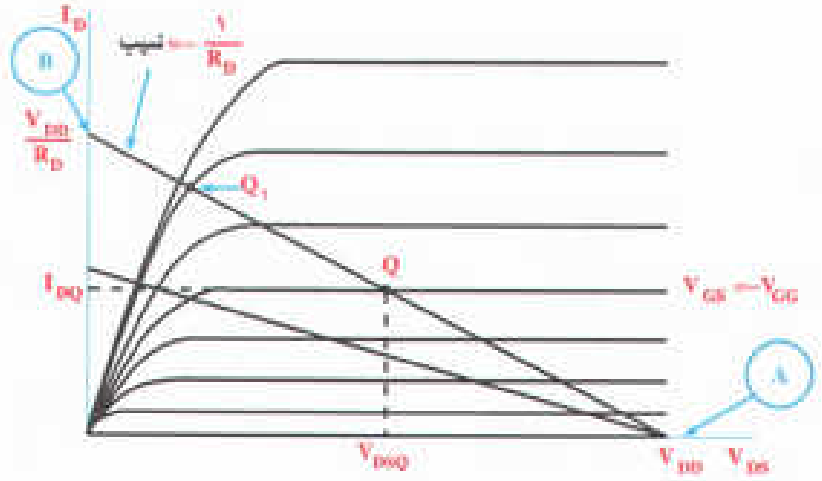
یا

$$I_D=\left(-\frac{1}{R_D}\right)V_{DS}+\frac{V_{DD}}{R_D} \qquad \text{معادله‌ی (۷ــ۳)}$$

این معادله که شبیه به معادله‌ی خط بار استاتیکی ترانزیستور

۱ــ Fixed bias

BJT است[1]، معادله‌ی خط بار FET نامیده می‌شود و برای رسم آن کافی است دو نقطه‌ی آن را در صفحه‌ی مختصات مشخص و با یک خط راست به یک‌دیگر وصل کنیم.



شکل ۱۴ـ۳ـ منحنی مشخصه‌ی JFET و خط بار استاتیکی مدار شکل ۱۳ـ۳

ـ اگر ترانزیستور در حالت قطع کامل باشد (یعنی $I_D = 0$ شود)، آن‌گاه $V_{DS} = V_{DD}$ می‌شود و نقطه‌ی کار روی محور افقی قرار می‌گیرد (نقطه‌ی A).

ـ اگر ترانزیستور در اشباع کامل باشد، (یعنی $V_{DS} = 0$ شود)، آن‌گاه $I_D = \frac{V_{DD}}{R_D}$ می‌شود و نقطه‌ی کار روی محور قائم قرار می‌گیرد (نقطه‌ی B).

اگر این دو نقطه را به یک‌دیگر وصل کنیم، مختصات نقطه‌ی تلاقی آن با منحنی نظیر $V_{GS} = -V_{GG}$ مقادیر I_D و V_{DS} را مشخص می‌کند. این نقطه که در شکل ۱۴ـ۳ با حرف Q نشان داده شده است؛ **نقطه‌ی کار ترانزیستور** نامیده می‌شود و مختصات آن را با I_{DQ} و V_{DSQ} نشان می‌دهند.

اگر V_{GS} تغییر کند، نقطه‌ی کار روی خط بار AB جابه‌جا می‌شود. فرض کنیم V_{GS} آن‌قدر افزایش یابد (گیت مثبت‌تر شود) که نقطه‌ی کار به موقعیت Q_1 منتقل شود. در این صورت، نقطه‌ی کار ترانزیستور در خارج از منطقه‌ی اشباع آن واقع شده است و فرض‌های مربوط به ناحیه‌ی اشباع را در محاسبات مدار نمی‌توان در نظر گرفت.

اگر لازم است که ترانزیستور در ناحیه‌ی اشباع کار کند، باید همواره V_{DS} بیش از $V_{DS(o)}$ باشد. چنان‌چه از FET به‌عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ استفاده می‌شود، باید V_{GS} و دیگر متغیرهای مدار طوری انتخاب شوند که ترانزیستور همواره در ناحیه‌ی خطی باقی بماند.

مثال ۱: الف ـ خط بار DC ترانزیستور شکل ۱۵ـ۳ـ الف را رسم و نقطه‌ی کار آن را مشخص کنید. ب ـ اگر مقاومت R_D به $3k\Omega$ افزایش یابد، در وضعیت کار ترانزیستور چه تغییری حاصل می‌شود؟

راه‌حل ـ الف:

$$V_{DS(o)} = V_p + V_{GS} \quad \Rightarrow V_{DS(o)} = 4 - 1 = 3V$$

اگر ترانزیستور در ناحیه‌ی اشباع باشد

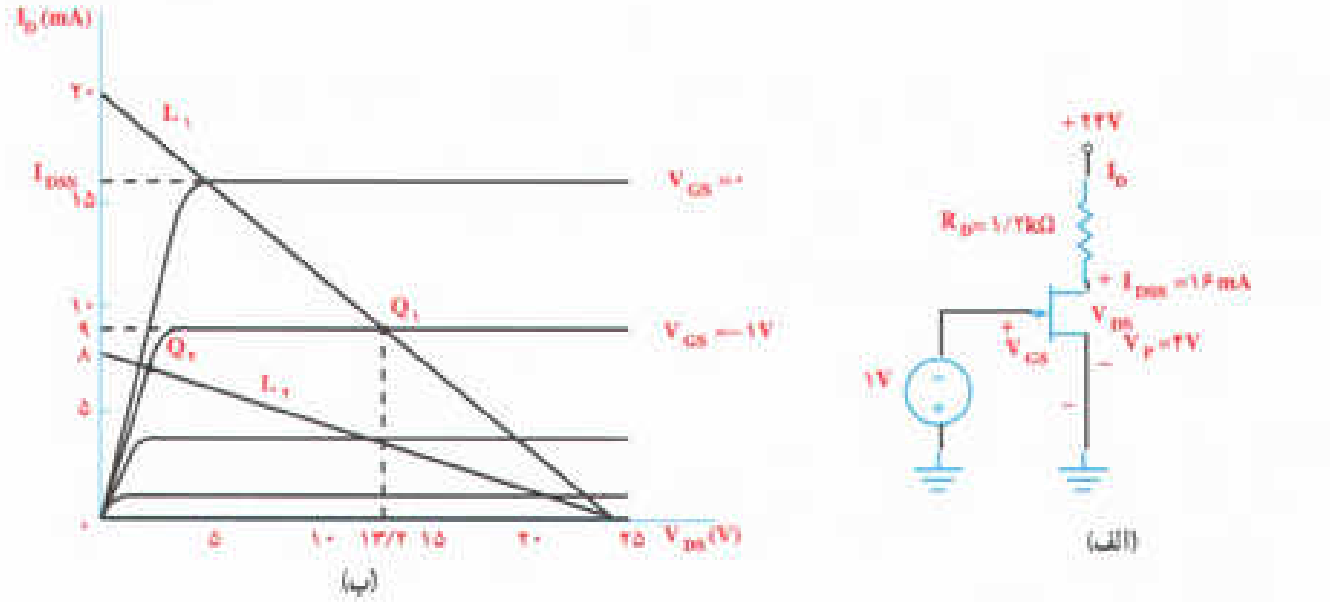
$$I_D = I_{DSS}(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}})^2 = 16(1 - \frac{1}{4})^2 = 9mA$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 24 - (9 \times 1/2) = 13/2V$$

چون $V_{DS} > V_{DS(o)}$ است، پس ترانزیستور در ناحیه‌ی اشباع است.

خط‌بار از دو نقطه‌ی $(I_D = 0, V_{DS} = 24V)$ و $(I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} = \frac{24}{1/2} = 20mA, V_{DS} = 0)$ می‌گذرد (خط L_1 در شکل ۱۵ـ۳ـ ب).

۱ـ معادله‌ی خط بار ترانزیستور BJT را می‌توان به‌صورت $I_C = \frac{-1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$ نوشت.



شکل ۱۵ـ۳ـ الف ـ مدار و ب ـ منحنی مشخصه و خط‌بار مربوط به مثال ۱

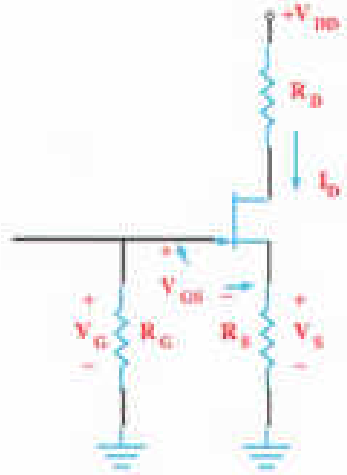
محل تقاطع این خط با منحنی $V_{GS}=-1$ نقطه‌ی کار ترانزیستور را مشخص می‌کند که با توجه به شکل ۱۵ـ۳ـ ب $I_{DQ}=9mA$ و $V_{DS}=13/2V$ است (این مقادیر با نتایج حاصل از محاسبه کاملاً تطبیق می‌کند).

ب : با افزایش مقدار مقاومت R_D به $3k\Omega$ اگر محاسبه‌های I_D و V_{DS} را با این فرض که ترانزیستور هم‌چنان در ناحیه‌ی اشباع باقی‌مانده باشد دنبال کنیم، مقدار حاصل برای I_D همان مقدار قبلی (یعنی 9mA) و مقدار V_{DS} برابر می‌شود با

$$V_{DS}=V_{DD}-I_DR_D=24-(9\times3)=-3V$$

که مقداری غیرقابل قبول است : زیرا ۶ ولت کم‌تر از $V_{DS(tr)}$ است. لذا نقطه‌ی کار ترانزیستور در ناحیه‌ی اُهمی مشخصه‌ی آن واقع شده است. در این ناحیه، معادله‌ی ۵ـ۳ اعتبار ندارد. با رسم خط بار استاتیکی ترانزیستور، مشخصات دقیق نقطه‌ی کار به دست می‌آید. خط بار ترانزیستور در این حالت روی شکل ۱۵ـ۳ـ ب با L_2 و نقطه‌ی کار با Q_2 مشخص شده است.

۴ـ بایاس سرخود یا «خود تغذیه»[1]: در مدار شکل ۱۳ـ۳ منبع V_{GG} ولتاژ تغذیه‌ی گیت ترانزیستور را تأمین می‌کند. در عمل، با اصلاح مدار به صورت شکل ۱۶ـ۳ نیاز به این منبع از میان می‌رود. به این روش، **خود تغذیه** گفته می‌شود.



شکل ۱۶ـ۳ـ در این مدار افت ولتاژ دو سر مقاومت R_S ولتاژ تغذیه‌ی گیت را تأمین می‌کند.

با نوشتن معادله‌ی ولتاژ در حلقه‌ی ورودی مدار نتیجه می‌شود :

$$+V_{GS}+V_S-V_G=0 \qquad \text{معادله‌ی (۸ـ۳)}$$

در این معادله $V_S=I_DR_S$ و $V_G=0$ است : لذا خواهیم داشت :

$$V_{GS}+I_DR_S=0$$

$$V_{GS}=-I_DR_S \qquad \text{معادله‌ی (۹ـ۳)}$$

۵ـ تغذیه‌ی FET با استفاده از مدار مقسم ولتاژ: هر چند در روش خود تغذیه مقاومت R_S با ایجاد فیدبک منفی تا حدودی موجب پایداری نقطه‌ی کار FET می‌شود امّا اگر بخواهیم

۱ـ Self bias

مدار بایداری بیش‌تری داشته باشد، از مداری مطابق شکل ۱۷ـ۳ـ الف استفاده می‌کنیم. در این مدار به طور هم‌زمان از تغذیه‌ی جداگانه (مدار مقسم R_1، R_2) و خود تغذیه (مقاومت R_S) استفاده شده است.

با توجه به این که از گیت ترانزیستور جریانی نمی‌گذرد، ولتاژ گیت برابر افت پتانسیل دو سر مقاومت R_2 است؛ یعنی:

$$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad \text{معادله‌ی (۱۰ـ۳)}$$

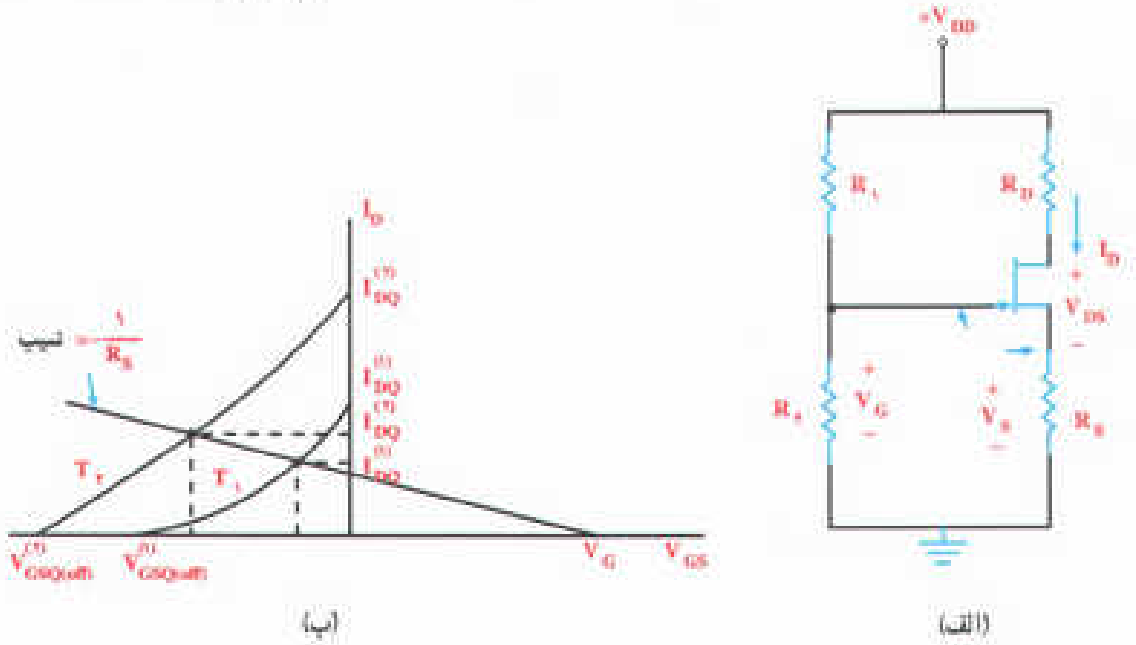
چون این ولتاژ مثبت است، برای این که V_{GS} منفی شود باید افت پتانسیل دو سر مقاومت R_S (یعنی I_DR_S) بیش از این مقدار شود تا گیت درست بایاس گردد.

برای به دست آوردن معادله‌ی خط تغذیه می‌توانیم معادله‌ی ولتاژ در حلقه‌ی گیت ـ سورس را بنویسیم. به این ترتیب، خواهیم داشت:

$$-V_G + V_{GS} + I_DR_S = 0 \quad \Rightarrow \quad I_DR_S = -V_{GS} + V_G$$

چنان‌چه از معادله‌ی ۱۰ـ۳ مقدار V_G را در این معادله جایگزین کنیم، نتیجه خواهد شد:

$$I_DR_S = -V_{GS} + V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$



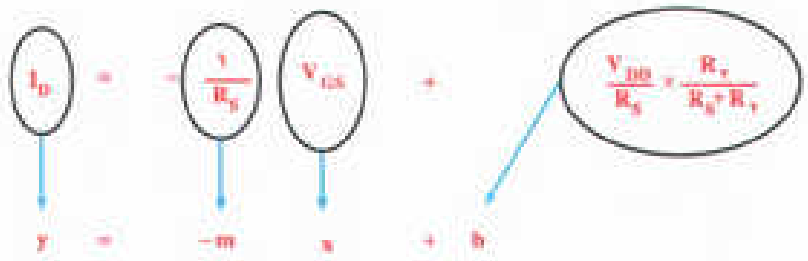
(الف) (ب)

شکل ۱۷ـ۳ ـ الف ـ ترکیب تغذیه‌ی جداگانه و خود تغذیه‌ی FET. ب ـ خط تغذیه و اثر تغذیه‌ی ترکیبی بر بایداری بیش‌تر نقطه‌ی کار

پس از تقسیم طرفین تساوی فوق بر R_S خواهیم داشت:

$$I_D = -\frac{1}{R_S}V_{GS} + \frac{V_{DD}}{R_S}\times\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad \text{(معادله‌ی ۱۱ـ۳)}$$

در این معادله I_D بر حسب V_{GS} بیان شده است. با توجه به این که بقیه‌ی مقادیر ثابت‌اند، معادله‌ی ۱۱ـ۳ را می‌توان به این صورت نوشت:

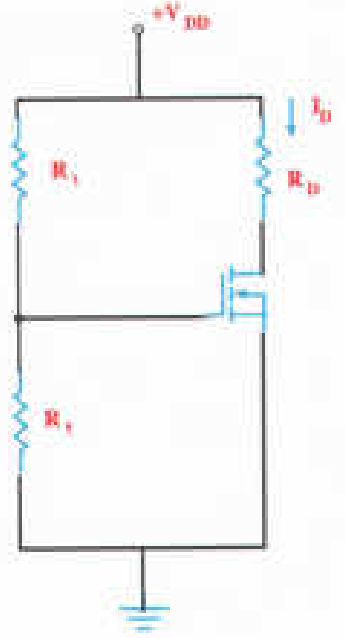


که معادله‌ی خطی با شیب (یا ضریب زاویه‌ی) منفی برابر m و عرض از مبدأ، برابر b است. در حقیقت، همین جمله‌ی عرض از مبدأ درجه‌ی پایداری مدار را بالا می‌برد. برای درک بهتر این مطلب، به شکل ۱۷ـ۳ـ ب مراجعه کنید. در این شکل، مشخصه‌ی انتقالی دو ترانزیستور نمونه رسم شده است.

به‌علت این‌که نقطه‌ی تقاطع خط بار با محور افقی (V_{GS}) در سمت راست مبدأ مختصات واقع می‌شود (نسبت به حالت قبل که خط از مبدأ مختصات می‌گذشت)، هرگونه افزایشی در مقدار R_S کاهش غیر منتظره‌ی شیب خط تغذیه را به دنبال خواهد داشت. این امر سبب می‌شود که جریان درین نسبت به روش خود تغذیه، پایداری بیش‌تری داشته باشد.

۶ـ تغذیه‌ی MOSFETهای با کانال تشکیل شونده:

روش‌های بایاسینگ MOSFETهای با کانال تشکیل شونده با روش‌های بایاسینگ MOSFETهای با کانال تهی شونده چندان تفاوتی ندارد. فقط پلاریته‌ی ولتاژ گیت تغییر می‌کند؛ یعنی، باید ولتاژ گیت ـ سورس از ولتاژ آستانه‌ی هدایت ترانزیستور بیش‌تر باشد تا به تشکیل کانال و برقراری جریان در درین منجر گردد. در شکل ۱۸ـ۳ یک MOSFET با کانال تشکیل شونده‌ی نوع n دیده می‌شود که به صورت ثابت تغذیه شده است.



شکل ۱۸ـ۳ـ تغذیه‌ی ثابت MOSFET با کانال نوع N تشکیل شونده به کمک مقاومت‌های مقسم

در این مدار از گیت ترانزیستور جریانی نمی‌گذرد؛ ولتاژ تغذیه‌ی گیت ـ سورس برابر است با

$$V_{GS} = V_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$ معادله‌ی (۱۲ـ۳)

مقدار جریان I_D را می‌توان با استفاده از معادله‌ی ۱۳ـ۳ به‌دست آورد. این جریان در دو سر مقاومت R_D افت ولتاژ $R_D I_D$ ایجاد می‌کند.

باقیمانده‌ی ولتاژ تغذیه در دو سر درین ـ سورس ظاهر می‌شود؛ یعنی:

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$$

یا

$$I_D = -\frac{1}{R_D} V_{DS} + \frac{V_{DD}}{R_D}$$ معادله‌ی (۱۳ـ۳)

معادله‌ی ۱۳ـ۳ معادله‌ی **خط بار DC ترانزیستور** نامیده می‌شود و نقطه‌ی تقاطع آن با منحنی مشخصه‌ی درین، نقطه‌ی کار ترانزیستور را مشخص می‌کند.

اگر در ترانزیستور علاوه بر تغذیه‌ی ثابت از خود تغذیه نیز استفاده شده باشد، بهتر است برای به دست آوردن نقطه‌ی کار آن معادله‌ی خط تغذیه را با منحنی مشخصه‌ی انتقالی ترانزیستور، در یک دستگاه مختصات رسم کنیم و نقطه‌ی تقاطع آن دو را به دست آوریم. در شکل ۱۹ـ۳ـ الف یک ترانزیستور با تغذیه‌ی مرکب دیده می‌شود.

ولتاژ گیت این ترانزیستور برابر است با

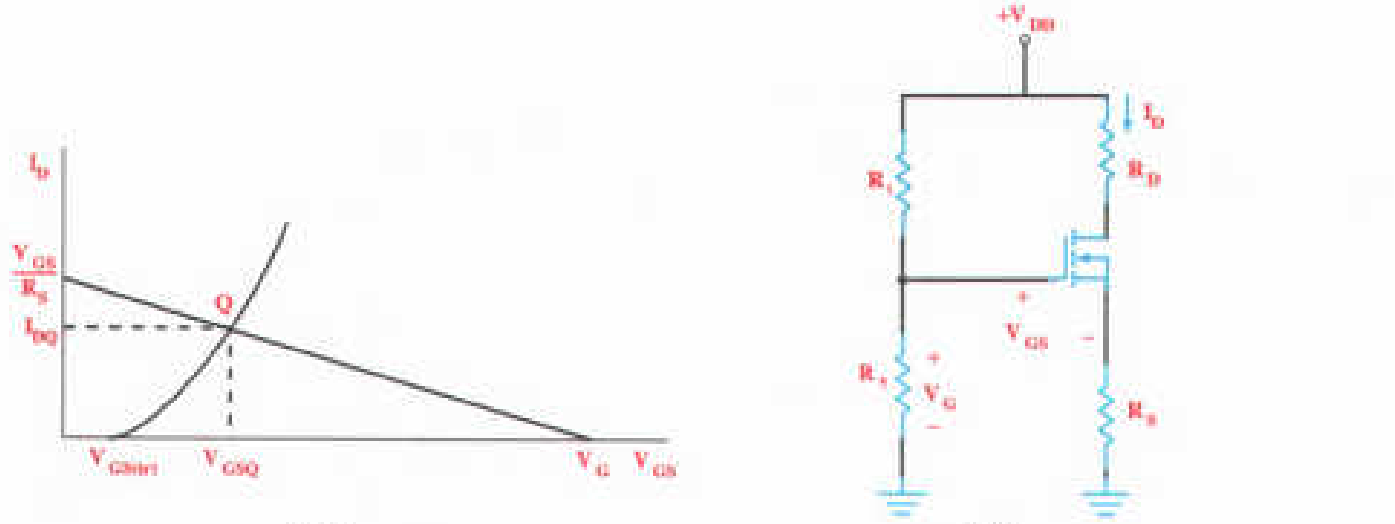
$$V_G = V_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

معادله‌ی خط تغذیه که با نوشتن معادله‌ی ولتاژ در حلقه‌ی گیت ـ سورس به دست می‌آید، به نتیجه‌ی زیر می‌انجامد.

$$I_D = -\frac{1}{R_S} V_{GS} + \frac{V_G}{R_S}$$

توجه داشته باشید که باید مقاومت R_S را طوری انتخاب کنیم که افت ولتاژ دو سر آن از V_G کم‌تر باشد تا ترانزیستور درست بایاس شود.

در شکل ۱۹ـ۳ـ ب چگونگی به دست آوردن نقطه‌ی کار ترانزیستور مشخص شده است.



شکل ۱۹ــ۳ــ الف ــ مدار تغذیه‌ی مرکب MOSFET با کانال تشکیل شونده ب ــ خط تغذیه و منحنی مشخصه‌ی انتقال ترانزیستور

۵ــ۳ــ موارد کاربرد ترانزیستورهای اثر میدان

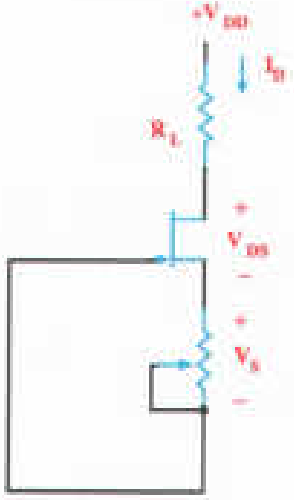
۱ــ استفاده از FET در ساختن منابع جریان خیلی دقیق:

اگر یک FET مطابق شکل ۲۰ــ۳ تغذیه شود، در صورتی که V_{DS} آن بیش از V_p باشد، جریان ثابت I_D را ایجاد می‌کند. در این مدار، افت پتانسیل دو سر مقاومت R_S اختلاف پتانسیل گیت ــ سورس را تأمین می‌کند. با تغییر R_S می‌توان مقدار I_D را به میزان دلخواه تنظیم کرد.

در این مدار V_{GS} برابر است با $V_{GS} = -I_D R_S$

و V_{DS} مساوی می‌شود با

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_S + R_L)$$



شکل ۲۰ــ۳ــ FET به عنوان منبع جریان ثابت

برای آن که $V_{DS} > V_p$ باشند، باید ولتاژ منبع تغذیه V_{DD} را نسبتاً بالا و حدود ۲۰ تا ۳۰ ولت درنظر گرفت.

از چنین منبع جریانی می‌توان برای شارژ باتری‌های کوچک نیز استفاده کرد. در این مدار، باتری به جای R_L قرار می‌گیرد. چنان‌چه ولتاژ مدار بیش از ولتاژ باتری باشد، می‌توان با سری کردن یک پتانسیومتر با باتری ولتاژ دو سر آن را دقیقاً تنظیم کرد.

در بازار دیودهایی به نام **دیود جریان ثابت** عرضه می‌شود. این دیودها در حقیقت FETهایی هستند که پایه‌ی گیت آن‌ها به وسیله‌ی یک مقاومت به پایه‌ی سورس متصل شده است و فقط پایه‌های درین و سورس جهت تغذیه در دسترس‌اند. دیودهای جریان ثابت می‌توانند جریانی از ۱۰mA تا حدود ۳۰mA را تأمین کنند.

۲ــ استفاده از FET به عنوان مقاومت متغیر:

با توجه به‌شکل ۶ــ۳ــ ب ملاحظه کردید که اگر FET را طوری تغذیه کنیم که V_{DS} آن از حدود چند دهم ولت تجاوز نکند، مانند یک مقاومت اهمی عمل می‌کند. مقدار این مقاومت را می‌توان با تغییر V_{GS} تغییر داد. مقدار مقاومت اهمی FET در این ناحیه برابر است با

معادله‌ی (۱۴ــ۳)

$$r_{DS} = \frac{V_P/2I_{DSS}}{1 - \left|\frac{V_{GS}}{V_P}\right|}$$

۱ــ اگر از رابطه‌ی $I_D = I_{DSS}(1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2$ نسبت به V_{GS} مشتق بگیریم رابطه‌ی r_{DS} به‌دست می‌آید.

اگر در این معادله V_{GS} و V_p بر حسب ولت و I_{DSS} بر حسب میلی‌آمپر بیان شود؛ r_{DS} برحسب کیلو اهم به‌دست خواهد آمد.

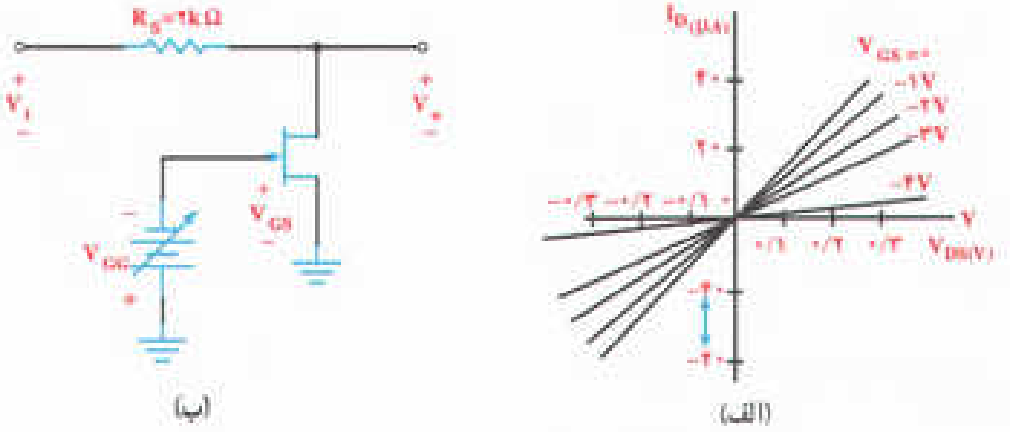
از FET در ناحیه‌ی اهمی مشخصه‌ی آن می‌توان به‌عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ استفاده کرد. در مدار شکل ۲۱ـ۳ـ ب از FET برای تضعیف دامنه‌ی سیگنال ورودی v_i استفاده شده است. در این مدار، مقاومت درین ـ سورس با مقاومت ۲ کیلو اهمی سری می‌شود و به‌صورت یک مقسم ولتاژ عمل می‌کند. ولتاژ خروجی مدار همواره برابر است با

$$v_o = v_{in} \times \frac{r_{DS}}{R_s + r_{DS}} = v_{in} \frac{1}{\frac{R_s}{r_{DS}} + 1}$$ معادله‌ی (۱۵ـ۳)

در حالتی که ترانزیستور هدایت نمی‌کند، r_{DS} خیلی زیاد است و $v_o = v_{in}$ می‌شود (تطابق ولتاژ). در بقیه‌ی موارد، ولتاژ خروجی متناسب با مقدار r_{DS} تغییر می‌کند. توجه داشته باشید که

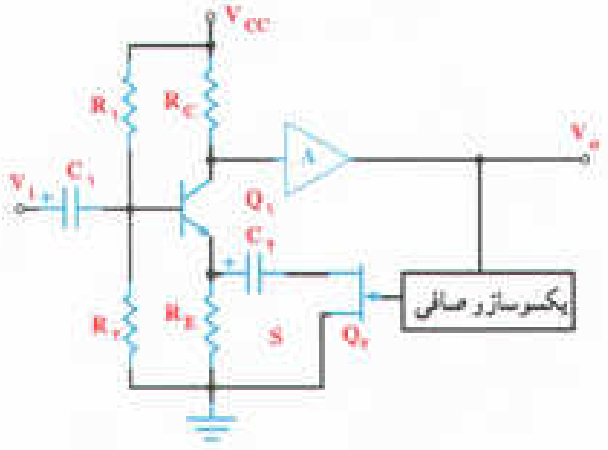
اولاً ـ تنها در محدوده‌ی خیلی کوچکی از تغییرات V_{DS} حول مبدأ مختصات منحنی مشخصه‌ی FET کاملاً خطی است. لذا کاربرد این مدار به سیگنال‌های ورودی کوچک محدود می‌شود.

ثانیاً ـ برخلاف ترانزیستورهای BJT، V_{DS} می‌تواند تغییر علامت نیز بدهد (شکل ۲۱ـ۳ـ الف). در مدارهای کنترل از راه دور، سیگنال کنترل جایگزین V_{GG} می‌شود.



شکل ۲۱ـ۳ـ الف ـ مشخصه‌ی FET در ناحیه‌ی اهمی آن و ب ـ FET به عنوان تضعیف‌کننده‌ی ولتاژ

شکل ۲۲ـ۳ مدار دیگری را نشان می‌دهد که در آن از FET برای تنظیم بهره‌ی تقویت‌کننده (AGC)[1] کمک گرفته شده است. در این مدار، قسمتی از ولتاژ خروجی تقویت‌کننده‌ی A گرفته می‌شود و پس از آن که یکسو و صاف شد، به گیت ترانزیستور Q_2 اعمال می‌گردد. این ولتاژ مقاومت درین ـ سورس FET را تغییر می‌دهد و موجب تغییر مقاومت امیتر ترانزیستور Q_1 می‌شود؛ چون $r_{DS} \| R_E$ می‌شود، مقاومت معادل آن‌ها همواره کوچک‌تر از هر یک از آن‌هاست. این تغییرات به‌نوبه‌ی خود بهره‌ی این ترانزیستور را تغییر می‌دهد. به این ترتیب که هر افزایشی در مقدار ولتاژ خروجی تقویت کننده به‌وجود آید، به‌صورت فیدبک منفی بهره‌ی ترانزیستور Q_1 را کاهش می‌دهد.

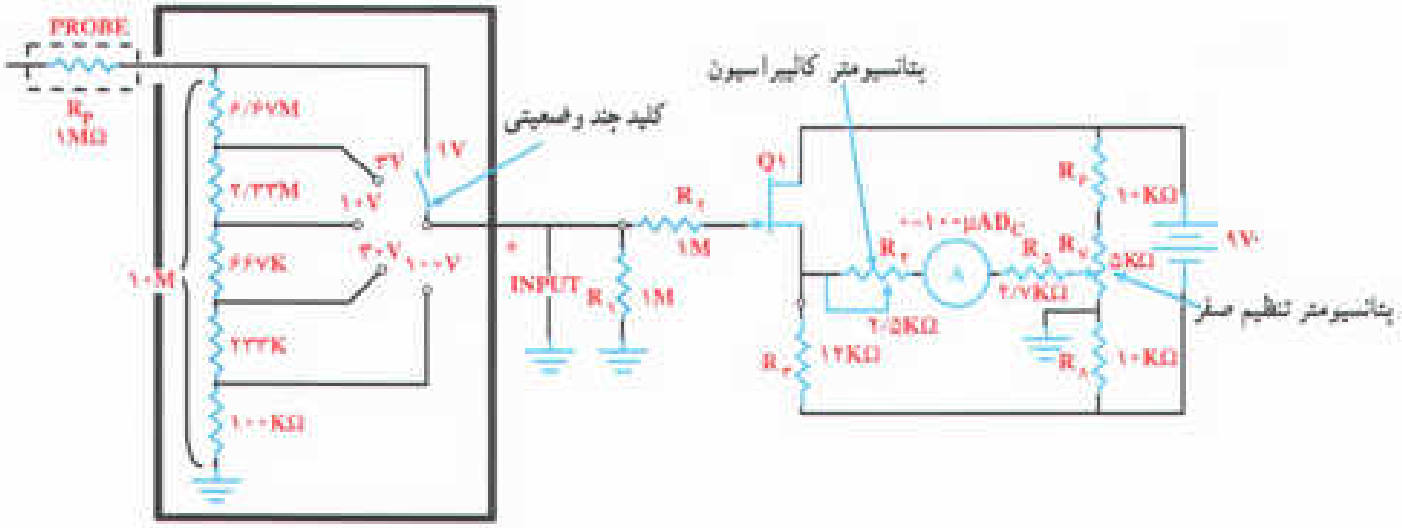


شکل ۲۲ـ۳ـ FET به‌عنوان کنترل کننده‌ی بهره‌ی مدار (AGC)

۱ـ Automatic Gain Control

۳ــ استفاده از FET به‌عنوان تقویت‌کننده‌ی اولیه با امپدانس ورودی زیاد: چون FET امپدانس ورودی زیادی دارد، به‌عنوان تقویت‌کننده‌ی اولیه برای اتصال منابعی با مقاومت خروجی زیاد ــ مانند میکروفن‌های خازنی ــ به مدار مناسب است.

۴ــ استفاده از FET در ولت‌مترهای الکترونیکی: یکی از کاربردهای FET در دستگاه‌های اندازه‌گیری (ولت‌مترها) است. ولت‌مترهای FET مانند ولت‌مترهای لامپی مقاومت ورودی بسیار زیادی دارند. در شکل ۲۳ــ۳ مدار یک ولت‌متر ساده نشان داده شده است. برای تنظیم ولت‌متر، ابتدا در حالتی که ورودی مدار به زمین وصل شده است، به کمک پتانسیومتر R_7 عقربه‌ی گالوانومتر را روی صفر تنظیم می‌کنیم. سپس، با اعمال یک ولتاژ مشخص ــ مثلاً یک ولت ــ پتانسیومتر R_9 را طوری تنظیم می‌کنیم که عقربه کاملاً منحرف شود. در این صورت، اگر صفحه‌ی مدرج ولت‌متر مثلاً به ۱۰۰ قسمت تقسیم شده باشد، هر قسمت آن نشان‌دهنده‌ی $\frac{۱}{۱۰۰}$ ولت است. شبکه‌ی مقسم V_1 محدوده‌ی اندازه‌گیری ولت‌متر را تا ۱۰۰V گسترش می‌دهد.

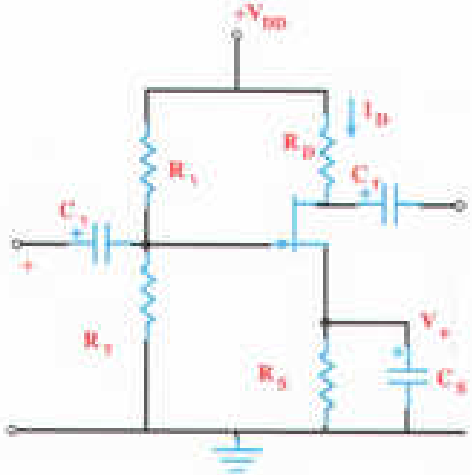


شکل ۲۳ــ۳ــ استفاده از FET در یک ولت‌متر ساده

۶ــ۳ــ تقویت‌کننده‌های سیگنال کوچک FET

یکی از کاربردهای مهمّ قطعات FET ساخت مدارهای تقویت‌کننده‌ی ولتاژ است. از یک FET ممکن است به‌صورت سورس مشترک، گیت مشترک یا درین مشترک استفاده کرد. هر یک از این سه آرایش، مشخّصات ورودی و خروجی خاصّی دارد. قبل از پرداختن به این مشخّصات، ضروری است مُدل ac یک FET را بشناسیم.

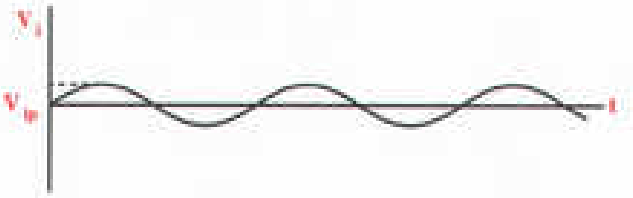
۱ــ بررسی رفتار تقویت‌کننده‌ی سورس مشترک[۱]: در شکل ۲۴ــ۳ یک تقویت‌کننده‌ی سورس مشترک دیده می‌شود. فرض می‌کنیم ترانزیستور برای نقطه‌ی کار (I_{DQ} ، V_{DSQ} و V_{GSQ}) بایاس شده باشد. در نتیجه‌ی اعمال یک سیگنال ac به ورودی مدار، ولتاژ کنترل گیت حول نقطه‌ی کار V_{GSQ} قدری نوسان پیدا می‌کند.



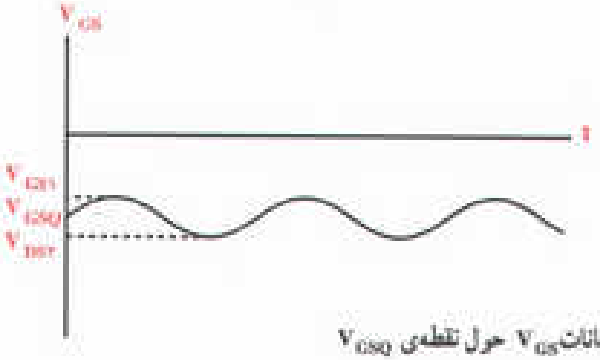
شکل ۲۴ــ۳ــ تقویت‌کننده‌ی سورس مشترک

۱ــ Common Source(CS)

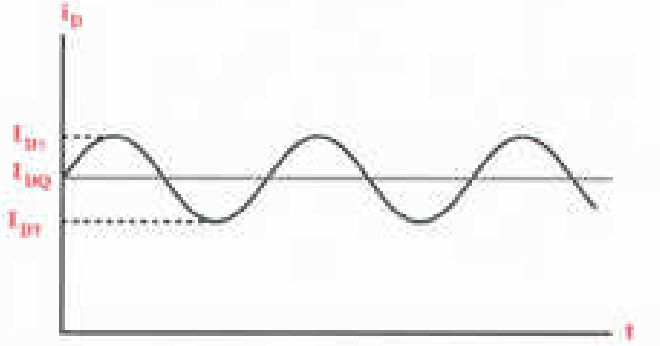
نیمه‌ی مثبت این نوسانات از ولتاژ منفی گیت می‌کاهد. این امر موجب افزایش هدایت ترانزیستور می‌شود؛ یعنی، جریان درین افزایش و ولتاژ درین ــ سورس کاهش می‌یابد. در نیم‌سیکل منفی، سیگنال ac هم‌فاز با V_{GSQ} عمل می‌کند و بر میزان ولتاژ منفی گیت افزوده می‌شود. این امر به کاهش جریان درین و افزایش ولتاژ درین سورس می‌انجامد. ملاحظه می‌کنید که FET در آرایش سورس مشترک رفتاری کاملاً شبیه رفتار BJT در آرایش امیتر مشترک دارد. در شکل ۲۵ــ۳ شکل موج‌های v_i، v_{DS}، v_{GS}، v_o و i_D نشان داده شده است.



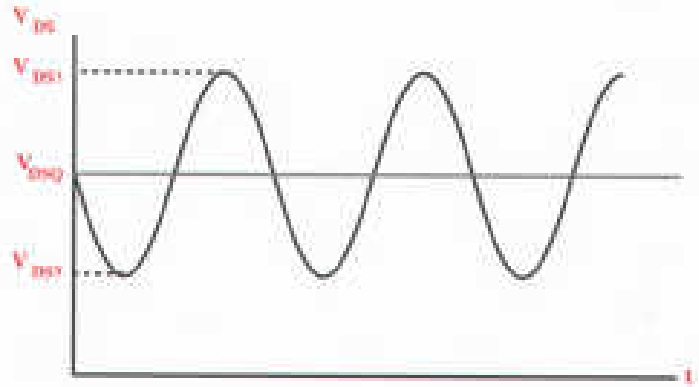
الف ــ شکل موج ولتاژ ورودی



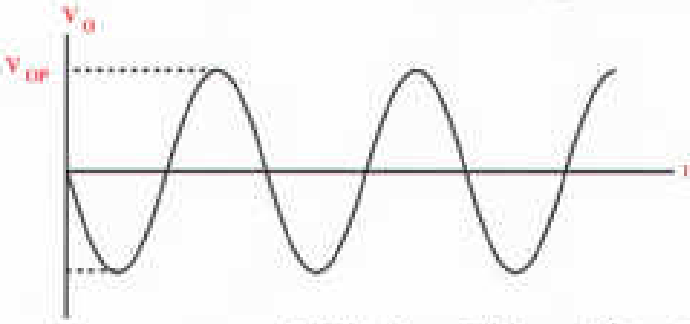
ب ــ نوسانات V_{GS} حول نقطه‌ی V_{GSQ}



ب ــ شکل موج جریان درین



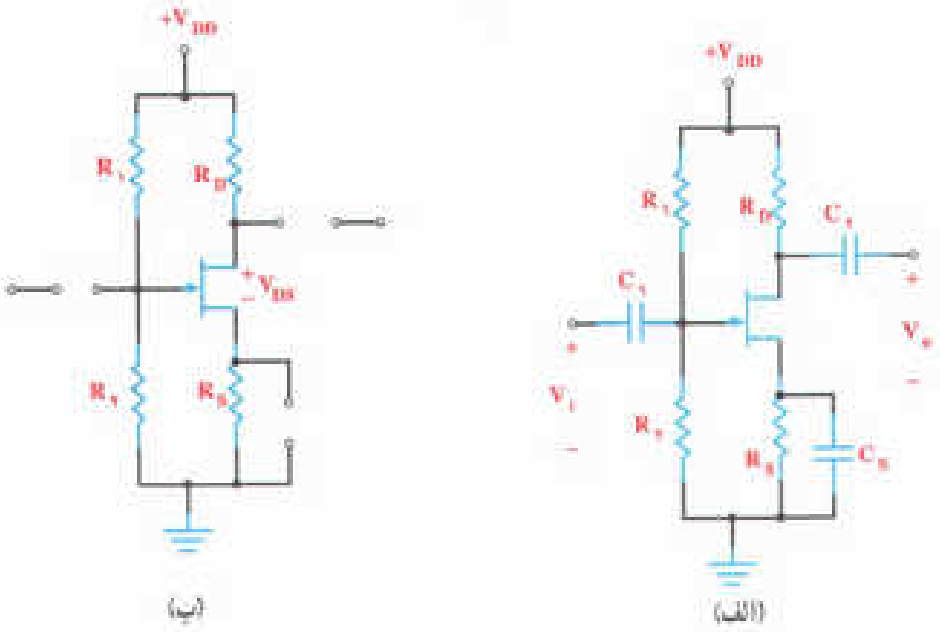
ت ــ شکل موج V_{DS}



ت ــ شکل موج ولتاژ خروجی (بعد از خازن)

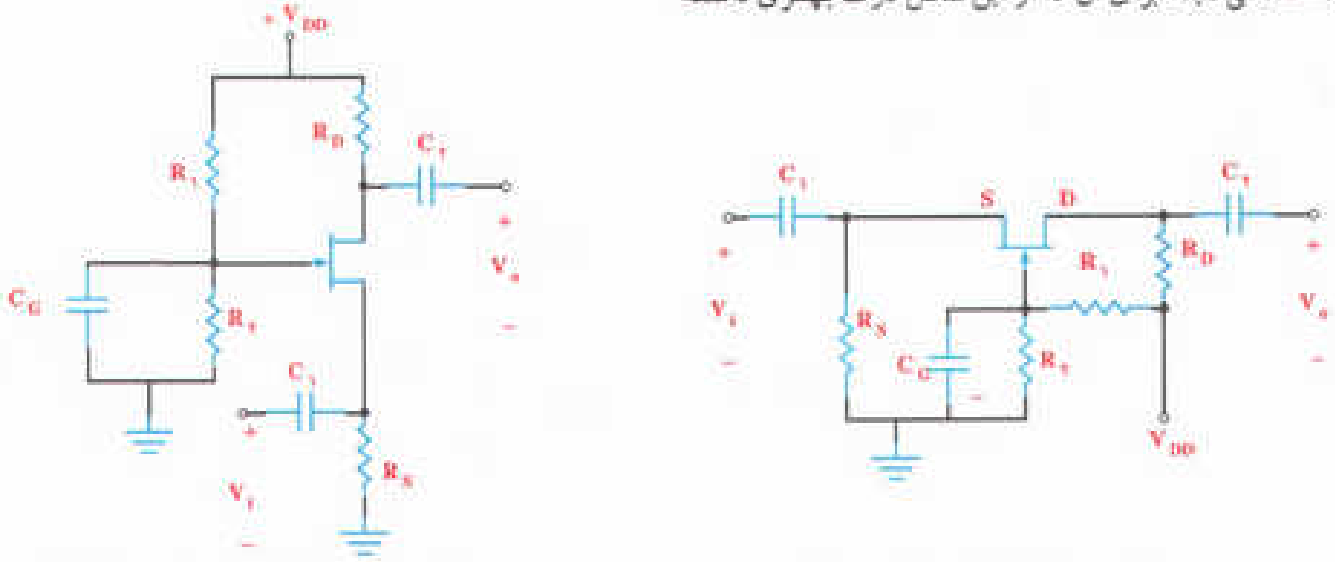
شکل ۲۵ــ۳ــ موج نقاط مختلف تقویت‌کننده‌ی شکل ۲۴ــ۳

۲ــ مدار تقویت‌کننده‌ی سورس ــ مشترک: در شکل ۲۶ــ۳ــ الف یک تقویت‌کننده‌ی سورس ــ مشترک با ترانزیستور JFET کانال n را مشاهده می‌کنید. تغذیه‌ی ترانزیستور به‌روش مرکب تأمین می‌شود. خازن‌های C_1 و C_2 تقویت‌کننده را از نظر DC از دیگر طبقات جدا می‌سازند و خازن C_3 مقاومت R_3 را در سیگنال ac بای‌پاس می‌کند. مدار DC این تقویت‌کننده در شکل ۲۶ــ۳ــ ب رسم شده است. به کمک این مدار و یا رسم خط تغذیه می‌توان نقطه‌ی کار ترانزیستور را به‌دست آورد.



شکل ۲۶ـ۳ـ الف ـ مدار یک تقویت‌کننده‌ی سورس مشترک و ب ـ مدار معادل DC تقویت‌کننده

۳ـ تقویت‌کننده‌ی گیت مشترک[1]: تقویت‌کننده‌ی گیت مشترک مشخصاتی مشابه تقویت‌کننده‌ی BJT بیس مشترک دارد. در شکل ۲۷ـ۳ـ الف مدار یک تقویت‌کننده‌ی گیت مشترک را مشاهده می‌کنید. برای آن که از این شکل درک بهتری داشته باشید، آن را به‌صورت شکل ۲۷ـ۳ ـ ب دوباره رسم کرده‌ایم. دقت کنید که جای هیچ کدام از اجزای مدار و یا جای ورودی و خروجی آن در این شکل تغییر نکرده است.



الف ـ مدار تقویت‌کننده‌ی گیت مشترک

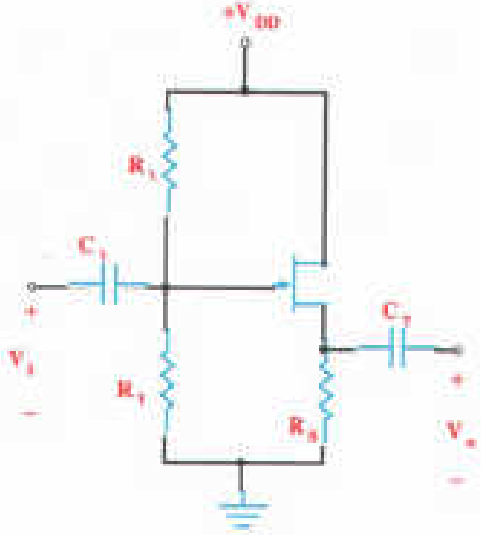
ب ـ آرایش تغییر شکل‌یافته‌ی تقویت‌کننده‌ی شکل الف

شکل ۲۷ـ۳ـ تقویت‌کننده‌ی گیت مشترک

۴ـ تقویت‌کننده‌ی درین مشترک[2] «سورس پیرو»: در شکل ۲۸ـ۳ مدار یک تقویت‌کننده‌ی درین مشترک دیده می‌شود. این مدار با مدار تقویت‌کننده‌ی BJT کلکتور مشترک مشابهت زیادی دارد. محاسبه‌های نقطه‌ی کار ترانزیستور با حالت‌های قبلی تفاوت ندارد. در این مدار، پایه‌ی درین در مقابل سیگنال ac زمین می‌شود. سیگنال ورودی به پایه‌ی گیت اعمال می‌گردد و خروجی مدار از پایه‌ی سورس گرفته می‌شود.

۱ـ Common Gate(CG)

۲ـ Common Drain(CD)



شکل ۲۸ـ۳ـ تقویت‌کننده‌ی درین مشترک

۷ـ۳ـ مقایسه‌ی تقویت‌کننده‌های BJT با تقویت‌کننده‌های FET

ترانزیستور، هر آرایشی که داشته باشد، عمل تقویت را انجام می‌دهد. هریک از آرایش‌های ترانزیستور در مدار، مشخصات ورودی و خروجی ویژه‌ای را ایجاد می‌کند. آرایش CE مناسب‌ترین ترکیب است؛ زیرا بیش‌ترین بهره‌ی ولتاژ و جریان و در نتیجه قدرت را فراهم می‌سازد.

آرایش CB به علّت داشتن مقاومت ورودی خیلی کم و مقاومت خروجی زیاد برای ایجاد تطبیق امپدانس بین یک مولّد سیگنال با مقاومت داخلی کم و یک بار بزرگ مناسب است. این آرایش به دلیل داشتن پاسخ فرکانسی وسیع، در فرکانس‌های بالا نیز کاربرد دارد. از آرایش CC به علّت دارا بودن مقاومت خروجی خیلی کم اغلب به‌عنوان یک بافر (جداگر) برای تطبیق دادن بارهای کوچک در مدار استفاده می‌شود.

طبقه‌ی نهایی تقویت‌کننده‌های صوتی را که باید بلندگوهای با امپدانس کم را تغذیه کند، به‌صورت کلکتور مشترک می‌بندند.

ترانزیستورهای اثر میدان نیز به علّت مشابهت نزدیک آرایش‌های آن با BJT، مشخّصات مشابهی را دارند. با این تفاوت که مقاومت ورودی آن‌ها بسیار بیش‌تر از مقاومت ورودی BJT است. به‌طور کلی:

آرایش CS مشخصاتی مانند آرایش CE،

آرایش CG مشخصاتی مانند آرایش CB و

آرایش CD مشخصاتی مانند آرایش CC دارد.

ترانزیستورهای BJT بهره‌ی بیش‌تری دارند و قیمت آن‌ها نیز نسبت به FET مشابه ارزان‌تر است امّا ترانزیستورهای FET نسبت به BJT فرکانس قطع بالاتری دارند. از پایداری حرارتی بیش‌تری برخوردارند، در برابر اغتشاش[1] مصونیت بیش‌تری دارند و راندمان آن‌ها نیز بیش‌تر است.

خودآزمایی

۱ـ چرا به ترانزیستورهای با اثر میدان، عناصر کنترل شده با ولتاژ گفته می‌شود؟

۲ـ اگر در مداری پایه‌های درین و سورس یک JFET را جابه‌جا وصل کنیم، چه اشکالی به‌وجود می‌آید؟

۳ـ پدیده‌ی شکست در JFET چگونه اتفاق می‌افتد؟ (در مورد افزایش بیش از حد V_{GS} و افزایش V_{DS} بحث کنید)

۴ـ اگر گیت یک JFET در گرایش مستقیم بایاس شود، چه وضعیّتی به‌وجود می‌آید؟

۵ـ حداکثر مقدار ولتاژ گذر ($V_{DS(tr.)}$) چه‌قدر است؟

۶ـ در اشکال ۹ـ۳ـ الف و ۹ـ۳ـ ب چرا عرض ناحیه‌ی تخلیه شده در سراسر کانال به یک اندازه نیست؟

۷ـ چرا ترانزیستورهای با اثر میدان کم‌تر از BJT به حرارت حسّاس‌اند؟

۸ـ در شکل ۱۶ـ۳ کدام‌یک از مقاومت‌های R_2 یا R_G تغذیه‌ی گیت را تأمین می‌کند؟

۱ـ Noise

۹ــ با استفاده از یک ترانزیستور NPN یک منبع جریان ثابت بسازید. این مدار را با مدار شکل ۲۰ــ۳ مقایسه کنید و بگویید پایداری کدام‌یک بیش‌تر است. چرا؟

۱۰ــ در مدار شکل ۲۲ــ۳ چرا از یکسوساز و صافی استفاده شده است؟

۱۱ــ در مدار ولت‌متر شکل ۲۳ــ۳، چگونه به کمک پتانسیومتر R_2 گالوانومتر کالیبره می‌شود؟

۱۲ــ در یک ترانزیستور JFET با کانال n، $V_{GS(off)} = -3V$ است. ناحیه‌ی کار ترانزیستور را در هر یک از شرایط زیر مشخص کنید.

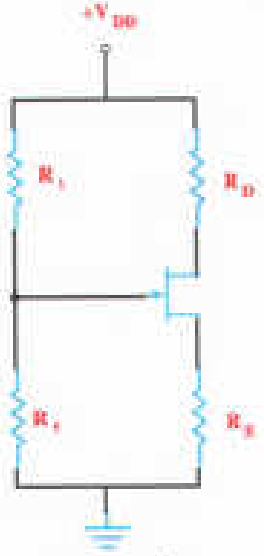
الف ــ $V_{GS} = -2V$ و $V_{DS} = 12V$

ب ــ $V_{GS} = -1V$ و $V_{DS} = 1V$

پ ــ $V_{GS} = -4V$ و $V_{DS} = 12V$

ت ــ $V_{DS} = 8V$ و $I_D = 5mA$

۱۳ــ مدار شکل ۲۹ــ۳ طوری بایاس شده که نقطه‌ی کار آن در ناحیه‌ی اشباع قرار گرفته است. بگویید که در هریک از موارد زیر V_D[1] : کاهش می‌یابد، افزایش می‌یابد یا تغییر نمی‌کند؟



شکل ۲۹ــ۳

الف ــ R_1 اتصال کوتاه شود.

ب ــ R_1 باز شود.

پ ــ R_2 اتصال کوتاه شود.

ت ــ R_2 باز شود.

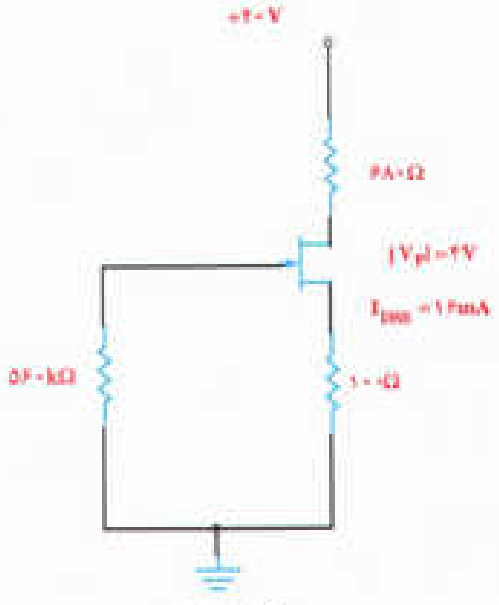
ث ــ R_D اتصال کوتاه شود.

ج ــ R_D باز شود.

چ ــ R_S اتصال کوتاه شود.

ح ــ R_S باز شود.

۱۴ــ نقطه‌ی کار ترانزیستور شکل ۳۰ــ۳ را به دست آورید.



شکل ۳۰ــ۳

۱ــ V_D اختلاف پتانسیل پایه‌ی درین نسبت به زمین است.

فصل چهارم

تقویت‌کننده‌های چندطبقه[1]

هدف کلی: در این فصل، تقویت‌کننده‌های چند طبقه باکوپلاژ خازنی ـ ترانسفورماتوری و مستقیم و مزایا و معایب هر یک مورد بررسی قرار می‌گیرد. هم‌چنین مدارهای زوج دارلینگتون و تقویت‌کننده‌ی آبشاری با استفاده از ترانزیستورهای BJT و FET تجزیه و تحلیل می‌شوند.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ علل استفاده از تقویت کننده‌های چندطبقه را بیان کند.

۲ـ علل استفاده از روش‌های مختلف کوپلاژ بین طبقات را بیان کند.

۳ـ مشخصات تقویت‌کننده‌های چندطبقه باکوپلاژ خازنی را بیان کند.

۴ـ مشخصات تقویت‌کننده‌های چندطبقه باکوپلاژ ترانسفورماتوری را بیان کند.

۵ـ مشخصات تقویت‌کننده‌های چندطبقه باکوپلاژ مستقیم را بیان کند.

۶ـ مزایا و معایب انواع کوپلاژ را بیان کند.

۷ـ زوج دارلینگتون و انواع آن را شرح دهد.

۸ـ مدار تقویت‌کننده‌ی آبشاری با ترانزیستورهای BJT و FET را شرح دهد.

پیش‌گفتار

در فصل‌های گذشته با مشخصات، مزایا و محدودیت‌های تقویت‌کننده‌های امیتر مشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک به‌صورت مجزا آشنا شدیم.

به‌دلیل محدودیت‌های موجود در بهره و امپدانس‌های ورودی و خروجی این تقویت‌کننده‌ها در بسیاری از سیستم‌های الکترونیکی نمی‌توانیم تنها به یک طبقه‌ی تقویت‌کننده اکتفا کنیم. لذا برای به‌دست آوردن مشخصات مورد نظر، باید چند طبقه‌ی تقویت‌کننده را پشت سرهم ببندیم.

۱ـ۴ـ تقویت‌کننده‌ی چندطبقه

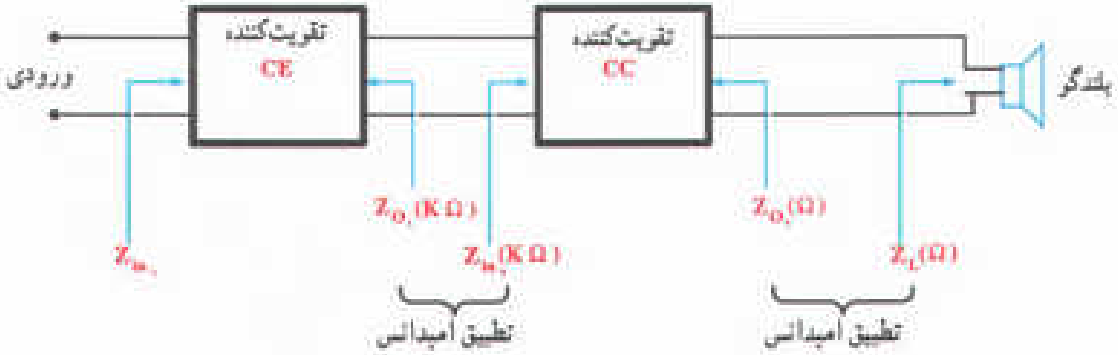
یک تقویت‌کننده‌ی چندطبقه، تقویت‌کننده‌ای است که در آن معمولاً طبقات و اتصالات بین آن‌ها یکسان یا بسیار شبیه به یک‌دیگرند.

برای پشت‌سرهم قرار دادن دو طبقه‌ی تقویت‌کننده، دو مسئله را باید در نظر بگیریم: یکی تطبیق امپدانس و دیگری طریقه‌ی ایجاد ارتباط بین دو تقویت‌کننده، که به آن **کوپلاژ تقویت‌کننده‌ها** به یک‌دیگر می‌گویند.

برای مثال، اگر بخواهیم موج تقویت شده به‌وسیله‌ی یک تقویت‌کننده‌ی CE را به یک بلندگو بدهیم، چون مقاومت بلندگو

۱ـ Multistage Amplifiers

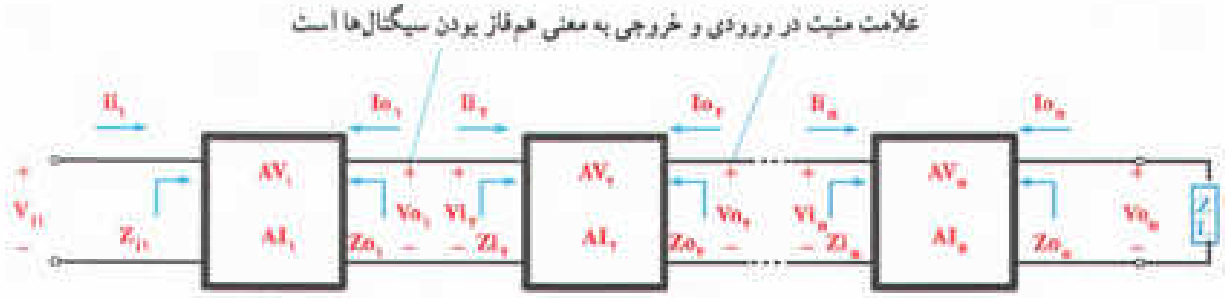
کم و امپدانس خروجی تقویت‌کننده CE زیاد است، بین بلندگو و تقویت‌کننده تطبیق امپدانس وجود ندارد و ماکزیمم توان به بلندگو نخواهد رسید. برای حل این مسئله، می‌توان موج خروجی از تقویت‌کننده‌ی CE را به‌ورودی یک تقویت‌کننده‌ی CC داد و سپس، از خروجی تقویت‌کننده CC برای اتصال به‌بلندگو استفاده کرد. در این‌صورت، یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه مشتمل بر تقویت‌کننده‌های CE و CC به‌دست می‌آید. در این‌حالت، چون امپدانس ورودی تقویت‌کننده‌ی CC زیاد است، با امپدانس خروجی تقویت‌کننده‌ی CE ــ که آن‌هم زیاد است ــ می‌تواند تطبیق امپدانس کند و در نتیجه، ماکزیمم توان وارد تقویت‌کننده‌ی CC می‌شود. سپس، موج از این تقویت‌کننده خارج می‌شود و به یک بلندگو می‌رود، چون امپدانس خروجی تقویت‌کننده‌ی CC کم‌است، می‌تواند با بلندگو ــ که آن‌هم مقاومت کمی دارد ــ تطبیق امپدانس کند و ماکزیمم توان را به بلندگو برساند. در شکل ۱ــ۴ بلوک دیاگرام یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه را مشاهده می‌کنید که در آن طبقه‌ی اول، یک تقویت‌کننده‌ی CE و طبقه‌ی دوم یک تقویت‌کننده‌ی CC است. هم‌چنین مسئله‌ی تطبیق امپدانس بین خروجی طبقه‌ی اوّل و ورودی طبقه‌ی دوّم و خروجی طبقه‌ی دوّم و بلندگو روی شکل مشخص شده است.



شکل ۱ــ۴ــ تقویت‌کننده‌ی دو طبقه

۲ــ۴ــ بهره‌ی تقویت‌کننده‌های چندطبقه

اگر n طبقه‌ی تقویت‌کننده با بهره‌های ولتاژ Av_1 و Av_2 و... Av_n و بهره‌های جریان Ai_1 و Ai_2 و... Ai_n طبق شکل ۲ــ۴ پشت سرهم قرار گیرند، یک تقویت‌کننده‌ی n طبقه به‌دست می‌آید. با توجه به اختلاف بین سیگنال‌های ورودی و خروجی تقویت‌کننده‌ها، بهره‌ی ولتاژ و بهره‌ی جریان کل از دو رابطه‌ی ۱ــ۴ و ۲ــ۴ به‌دست می‌آید.



شکل ۲ــ۴ــ تقویت‌کننده‌ی n طبقه

رابطه‌ی (۱ــ۴)

$$AV_T = \frac{Von}{Vi_1} = \pm Av_1, Av_2 \ldots Av_n$$

رابطه‌ی (۲ــ۴)

$$AI_T = \frac{Ion}{Ii_1} = \pm Ai_1, Ai_2 \ldots Ai_n$$

باید توجه داشت که بهره‌ی ولتاژ AV و بهره‌ی جریان AI در شکل ۲ـ۴ برای هر طبقه ـ در حالی که همه‌ی طبقات به‌هم وصل‌اند ـ درنظر گرفته شده است. به‌عبارت دیگر، AV و AI بیانگر تقویت هر طبقه به‌طور منفرد نیست.

بهره‌ی توان کل از حاصل‌ضرب بهره‌های ولتاژ و جریان به دست می‌آید.

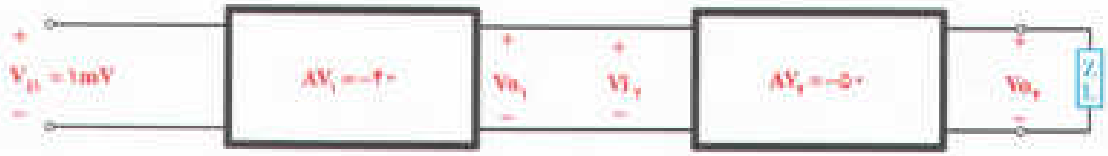
$$|AV_T| = \left|\frac{Von}{V_{i_1}}\right| = \left|\frac{-Ion\, Z_L}{I_{i_1} Z_{i_1}}\right|$$

$$|AV_T| = |AI_T| \left|\frac{Z_L}{Z_{i_1}}\right| \qquad \text{رابطه‌ی (۳ـ۴)}$$

$$|A_{VT} A_{IT}| = \left|\frac{I_{on} Z_L}{I_{i_1} Z_{i_1}}\right| \left|\frac{Ion}{I_{i_1}}\right| = \left|\frac{Ion^2 ZL}{I_{i_1}^2 Z_{i_1}}\right| = \frac{P_o}{P_i}$$

$$|A_{PT}| = |A_{VT}| |A_{IT}| \qquad \text{رابطه‌ی (۴ـ۴)}$$

مثال ۱: با توجه به شکل ۳ـ۴ مقادیر Vo_1 و Vo_2 و A_{VT} را محاسبه کنید.



شکل ۳ـ۴

راه حل:

$$Vo_1 = A_{V_1} \times V_{i_1} = -۲۰mV$$

$$Vo_1 = Vi_2 \Rightarrow Vo_2 = AV_2 \times Vi_2 = -۵۰(-۲۰)$$
$$= ۲۰۰۰mV$$

$$A_{V_T} = \frac{Vo_2}{V_{i_1}} = \frac{۲۰۰۰}{۱} = ۲۰۰۰$$

۳ـ۴ـ کوپلاژ بین تقویت‌کننده‌ها و انواع آن

طبقات مختلف یک تقویت‌کننده‌ی چندطبقه را به سه طریق می‌توان به یک‌دیگر وصل کرد. عمل اتصال بین طبقات تقویت‌کننده، **کوپلاژ** نام دارد. روش‌های مختلف کوپلاژ عبارت‌اند از:

۱ـ کوپلاژ خازنی: که در آن اتصال طبقات به یک‌دیگر به‌وسیله‌ی خازن انجام می‌گیرد. به کوپلاژ خازنی، **کوپلاژ RC** نیز گفته می‌شود. عبارت «کوپلاژ RC» نشان دهنده‌ی وجود مقاومت‌ها و خازن‌هایی است که بین طبقات وجود دارد.

۲ـ کوپلاژ ترانسفورماتوری: از این نوع اتصال اغلب در مواردی استفاده می‌شود که امپدانس خروجی یک طبقه با امپدانس ورودی طبقه‌ی بعد از آن تطابق نداشته باشد و بخواهند به کمک ترانسفورماتور بین دو طبقه، تطبیق امپدانس به‌وجود آورند.

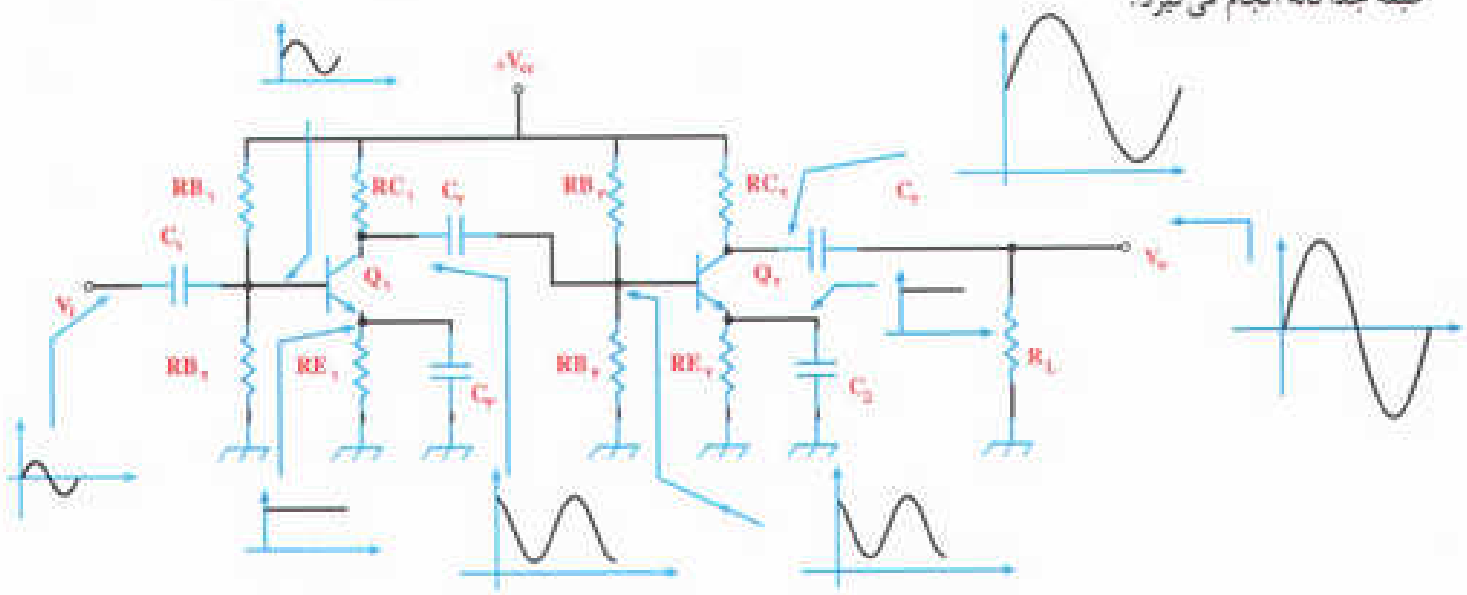
۳ـ کوپلاژ مستقیم: در این روش، خروجی یک طبقه مستقیماً به ورودی طبقه‌ی بعدی متصل می‌شود. در این نوع کوپلاژ بر خلاف دو نوع کوپلاژ خازنی و ترانسفورماتوری که مانع تأثیرگذاری بایاسینگ یک طبقه روی نقطه کار طبقه دیگر می‌شود، ولتاژ DC نیز علاوه بر ولتاژ AC از خروجی یک طبقه به ورودی طبقه‌ی بعدی اعمال می‌شود.

الف ـ تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ RC: در شکل ۴ـ۴ مدار یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ RC نشان‌داده شده است. در این مدار، دو طبقه‌ی تقویت‌کننده توسط خازن کوپلاژ C_2 به یک‌دیگر متصل شده‌اند. هر دو طبقه‌ی تقویت‌کننده از نوع امیتر مشترک‌اند و نوع بایاس ترانزیستورها سرخود یا تقسیم ولتاژ است.

در این تقویت‌کننده به علت وجود خازن C_2 ارتباط DC از خروجی طبقه‌ی اوّل به ورودی طبقه‌ی دوّم قطع است. ظرفیت خازن C_2 را طوری انتخاب می‌کنند که عکس‌العمل خازنی آن در حداقل فرکانس کار تقویت‌کننده، قابل چشم‌پوشی باشد.

به‌طوری که بتوان همواره آن را اتصال کوتاه فرض کرد. در تقویت‌کننده‌های چند طبقه باکوپلاژ RC محاسبات بایاسینگ هر طبقه جداگانه انجام می‌گیرد.

در شکل ۴ـ۴ با توجه به آرایش ترانزیستورها، شکل موج ولتاژ در نقاط مختلف نشان داده شده است.



شکل ۴ـ۴ـ تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ خازنی

ولتاژ امیتر ترانزیستورها به‌علت وجود خازن‌های بای‌پاس C_4 و C_5 فقط دارای مؤلفه‌ی DC است. سیگنال‌های بیس و کلکتور ترانزیستورها روی مؤلفه‌ی DC سوار می‌شوند.

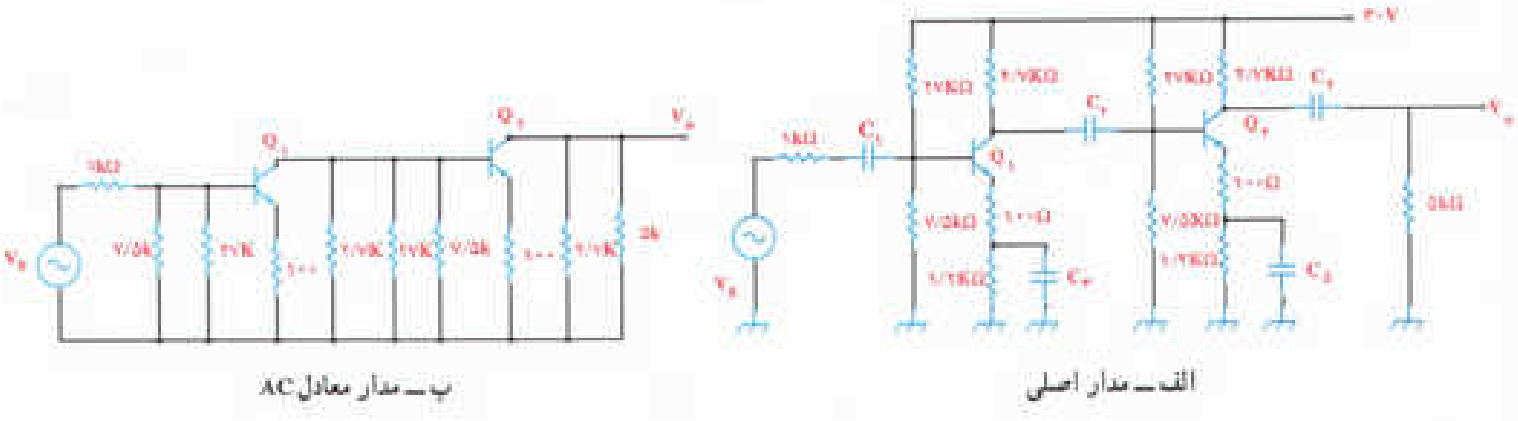
به‌علت استفاده از دو تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک، سیگنال ولتاژ دوسربار R_L با سیگنال ورودی هم‌فاز است.

اشکال عمده‌ی کوپلاژ خازنی طبقات تقویت‌کننده به یک‌دیگر آن است که تقویت‌کننده، سیگنال‌های با فرکانس پایین را به درستی تقویت نمی‌کند؛ زیرا در فرکانس‌های پایین عکس‌العمل خازن‌های کوپلاژ و خازن‌های بای‌پاس امیتر افزایش می‌یابد و همین امر موجب تضعیف سیگنال خروجی می‌شود.

هم‌چنین، در این تقویت‌کننده‌ها به‌علت استفاده از تعداد زیاد مقاومت‌ها و تلفات زیاد توان در آن‌ها، قدرت اعمال شده به بار کم است. در عمل، از کوپلاژ خازنی در تقویت‌کننده‌های با قدرت کم استفاده می‌شود.

باید توجه داشت که در تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ خازنی، هر یک از ترانزیستورها ممکن است دارای آرایش CB یا CC نیز باشند.

مثال ۲: با توجه به شکل ۵ـ۴ و با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۲۰۰$ و $V_{BE_1} = V_{BE_2} = ۰/۷\,V$ ولتاژ هر یک از پایه‌های ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 را نسبت به شاسی محاسبه کنید.



الف ـ مدار اصلی

ب ـ مدار معادل AC

شکل ۵ـ۴

راه حل: با توجه به مشابه بودن ترانزیستورها و یکسان بودن مقاومت‌های بایاس، نقطه‌ی کار دو ترانزیستور مساوی است.

$$V_{B_1} = V_{B_2} = ۳۰ \times \frac{۷/۵}{۷/۵ + ۲۷} = ۶/۵۲V$$

$$V_{E_1} = V_{E_2} = V_{B_1} - V_{BE_1} = V_{B_2} - V_{BE_2} = ۶/۵۲ - ۰/۷ = ۵/۸۲V$$

$$I_{E_1} = \frac{V_{E_1}}{R_{E_1}} = \frac{۵/۸۲}{۰/۱ + ۱/۲} = ۴/۴۸mA$$

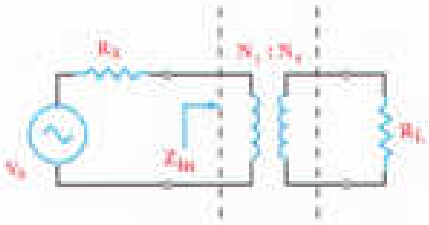
$$I_{C_1} = I_{E_1} = I_{C_2} = I_{E_2} = ۴/۴۸mA$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{CC} - I_{C_1}R_{C_1} = V_{CC} - I_{C_2}R_{C_2} = ۳۰ - ۴/۴۸ \times ۲/۷ = ۱۷/۹V$$

ب ــ تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری:

در کوپلاژ RC به‌دلیل این که در هر تقویت‌کننده بین کلکتور ترانزیستور و منبع تغذیه یک مقاومت R_C وجود دارد، افت توان در مقاومت RC به‌وجود می‌آید. در نتیجه، قدرت اعمال شده به بار کم است. برای برطرف کردن این عیب، به‌خصوص در تقویت‌کننده‌های با قدرت زیاد، از کوپلاژ ترانسفورماتوری استفاده می‌کنند. به این ترتیب که به‌جای قراردادن مقاومت R_C در کلکتور ترانزیستور، اولیه‌ی یک ترانسفورماتور را قرار می‌دهند، موج خروجی را از ثانویه‌ی آن می‌گیرند و به ورودی طبقه‌ی بعدی می‌دهند. ترانسفورماتورهای کوپلاژ ممکن است از نوع افزاینده یا کاهنده‌ی ولتاژ باشند. ترانسفورماتور نیز مانند خازن از تأثیر سطح DC طبقات به یک‌دیگر جلوگیری می‌کند.

در شکل ۶ــ۴ یک ترانسفورماتور با نسبت دورهای اولیه به ثانویه‌ی $\frac{N_1}{N_2}$ نشان داده شده است که دو سر ثانویه‌ی آن به مقاومت R اتصال دارد.



شکل ۶ــ۴

امپدانس ورودی از رابطه‌ی ۵ــ۴ به‌دست می‌آید.

$$Z_{in} = (\frac{N_1}{N_2})^2 \times R_L \qquad \text{رابطه‌ی (۵ــ۴)}$$

اصولاً بر حسب این که ترانس کاهنده یا افزاینده باشد، امپدانس را می‌توان کاهش یا افزایش داد.

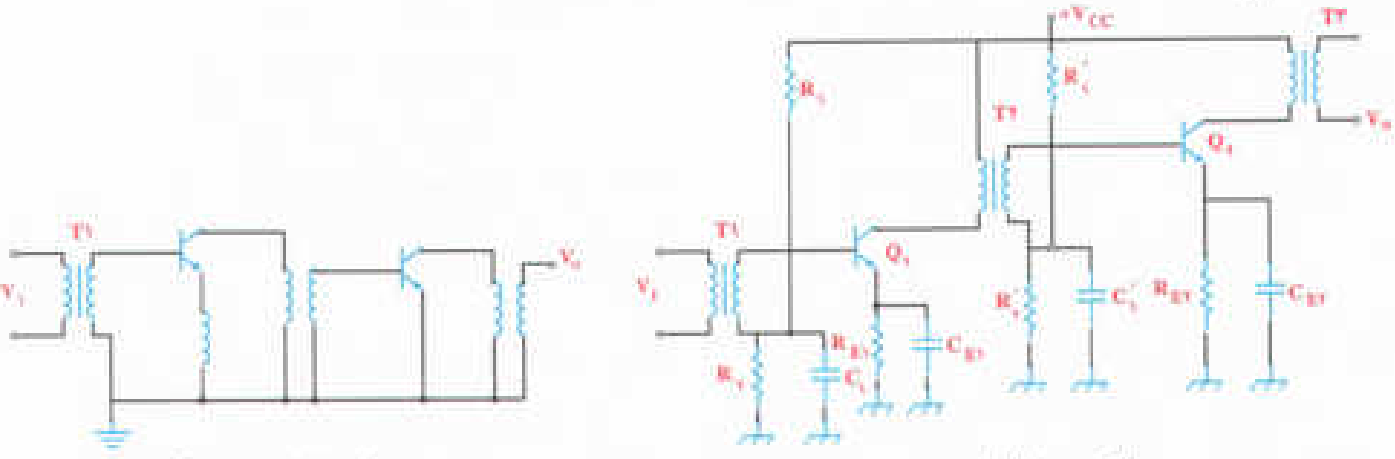
مثال ۳: در شکل ۶ــ۴ اگر $\frac{N_1}{N_2} = ۱۰$ و $R_L = ۸\Omega$ باشد، مقدار R_S چه‌قدر انتخاب شود تا حداکثر توان از منبع V_S به بار انتقال یابد؟

راه حل: برای این که حداکثر توان از منبع V_S به‌بار انتقال یابد، باید مقاومت R_S با Z_{in} برابر باشد.

$$R_S = Z_{in} = (۱۰)^2 \times ۸ = ۸۰۰\Omega$$

همان‌طور که در مثال ۳ می‌بینید، با یک ترانس کاهنده، توانستیم منبعی با مقاومت داخلی زیاد را با باری با مقاومت کم تطبیق دهیم. این اساس کار تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری است.

در شکل ۷ــ۴ مدار یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ ترانسفورماتوری نشان داده شده است.



الف ــ مدار اصلی

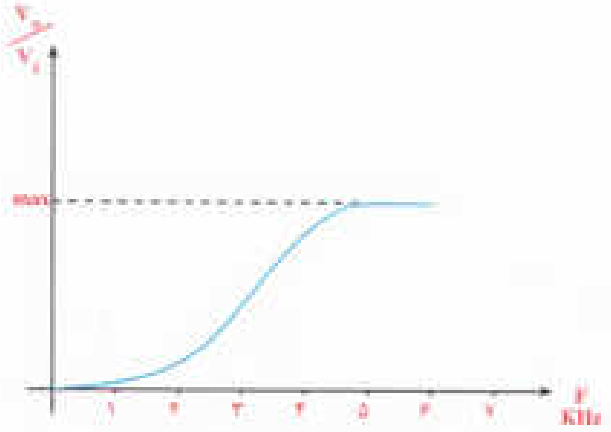
ب ــ مدار معادل AC تقویت‌کننده

شکل ۷ــ۴ــ مدار یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ ترانسفورماتوری

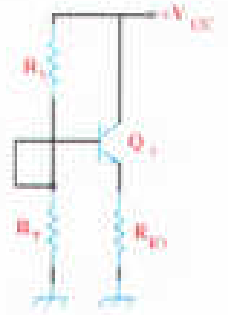
در این مدار، مقاومت‌های R_1 ، R_2 برای تأمین بایاس بیس Q_1 ، مقاومت R_{E_1} برای پایداری حرارتی Q_1 و خازن C_{E_1} بای‌پاس R_{E_1} است. خازن C_1 را که به آن **خازن بای‌پاس** می‌گویند و به موازات R_2 قرار گرفته است؛ به این جهت در مدار قرار می‌دهند که وقتی موج متناوب به‌مدار اعمال می‌شود، امپدانس آن بسیار کاهش می‌یابد و در حقیقت، مقاومت R_2 را بای‌پاس می‌کند. در این حالت، ضریب تقویت در این تقویت‌کننده زیاد خواهد شد. ترانزیستور Q_2 نیز مشابه ترانزیستور Q_1 بایاس می‌شود. لذا کار المان‌های متصل به‌آن مانند المان‌های ترانزیستور Q_1 است.

استفاده از ترانسفورماتور T_2 بین Q_1 و Q_2 ضمن این که تلفات تقویت‌کننده را کم می‌کند ــ که در نتیجه، راندمان[1] آن بالا می‌رود ــ وسیله‌ای برای ایجاد تطبیق امپدانس بین دو تقویت‌کننده نیز هست. همان‌طور که می‌دانید، تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک دارای امپدانس ورودی متوسط و امپدانس خروجی متوسط است. بنابراین، در موقع کوپلاژ دو تقویت‌کننده‌ی CE به یک‌دیگر، مسئله‌ی تطبیق امپدانس وجود دارد که باید به‌طریقی آن را حل کرد. عموماً در کوپلاژ RC این مسئله حل نمی‌شود؛ در حالی که در کوپلاژ ترانسفورماتوری مسئله‌ی تطبیق امپدانس به‌راحتی حل شدنی است.

مسئله‌ی دیگری که در مورد تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری باید در نظر گرفت، بررسی DC مدار است. از آن‌جا که سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه‌ی ترانسفورماتور مقاومت اهمی کمی دارند، ولتاژ کمی بر روی آن‌ها افت می‌کند. در نتیجه در بررسی DC، آن‌ها را اتصال کوتاه فرض می‌کنیم؛ مثلاً در شکل ۷ــ۴ ترانزیستور Q_1 از نظر DC طبق شکل ۸ــ۴ــ الف است.



ب ــ پاسخ فرکانسی بد برای فرکانس‌های پایین



الف ــ مدار معادل AC

شکل ۸ــ۴

همان‌طور که در شکل مشاهده می‌کنید، بایاس مدار از نوع سرخود است؛ با این فرض که در کلکتور مقاومتی وجود ندارد. بنابراین، از نظر محاسبه‌ی DC مانند مدار بایاس سرخود است. در این مدار، ولتاژ V_{CC} بین کلکتور ــ امیتر و مقاومت R_{E_1} تقسیم می‌شود. از آن‌جا که معمولاً ولتاژ کمی بر روی R_{E_1} وجود دارد، قسمت اعظم ولتاژ تغذیه در دو سر کلکتور ــ امیتر ترانزیستور می‌افتد.

تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری معایبی دارند، اولین عیب آن‌ها افزایش ابعاد این تقویت‌کننده‌ها به‌علت وجود ترانسفورماتور است.

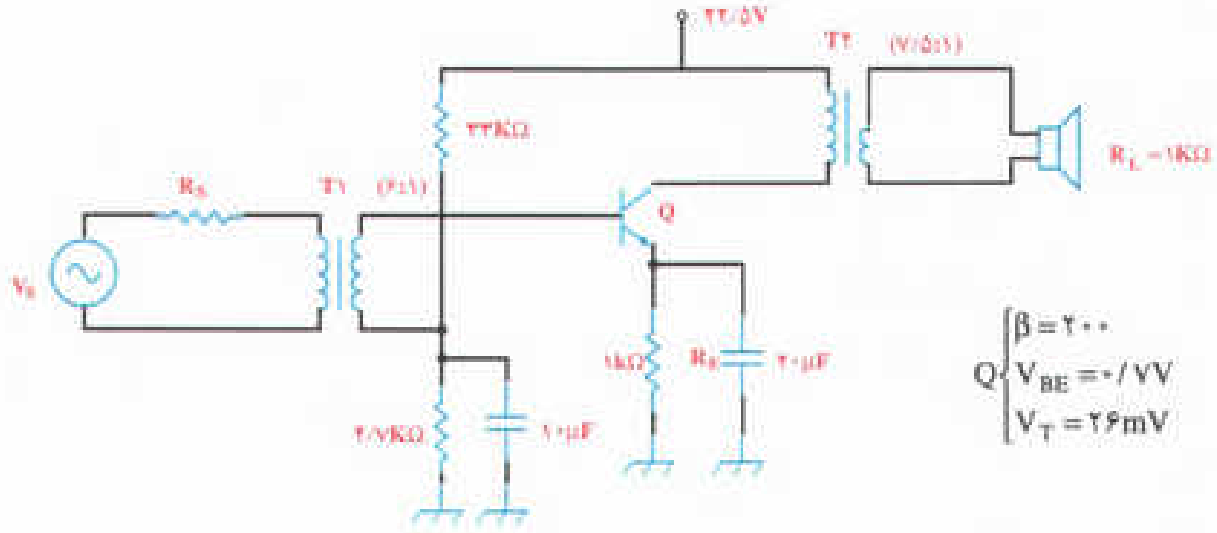
دومین عیب آن‌ها پاسخ بد فرکانسی در فرکانس‌های پایین شکل ۸ــ۴ــ ب به‌علت استفاده از بار سلفی و سومین عیب آن‌ها افزایش قیمت این تقویت‌کننده‌ها به‌علت استفاده از ترانسفورماتور است.

با وجود عیوب یاد شده، امروزه در دستگاه‌های صوتی و تصویری به‌ندرت از تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری استفاده می‌شود.

مثال ۴: در شکل ۹ــ۴ اگر ترانسفورماتورها ایده‌آل فرض شوند، اولاً جریان نقطه‌ی کار ترانزیستور را محاسبه کنید.

۱ــ راندمان، نسبت توان AC خروجی به توان DC دریافتی از خط تغذیه است.

ثانیاً برای انتقال حداکثر توان از منبع V_S به‌بار R_L امپدانس اولیه‌ی ترانسفورماتورهای T_1 و T_2 را به‌دست آورید.



شکل ۹ـ۴

راه حل:

$$V_B = ۲۲/۵ \times \frac{۴/۷}{۴/۷ + ۳۳} = ۲/۸\,V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = ۲/۸ - ۰/۷ = ۲/۱\,V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{۲/۱}{۱} = ۲/۱mA \Rightarrow I_C = I_E = ۲/۱mA$$

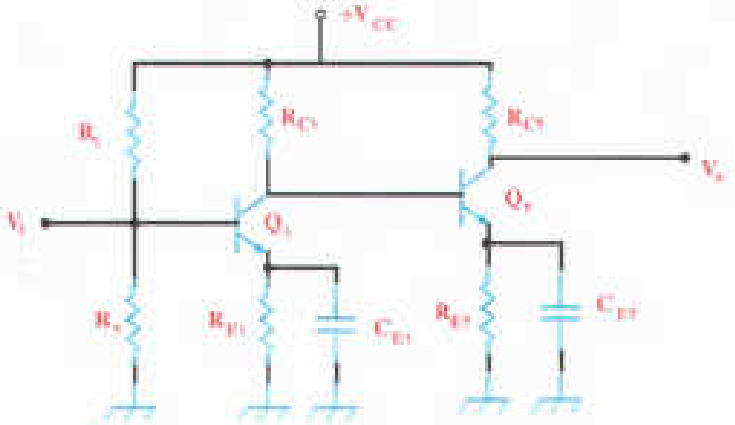
$$T_2\text{ ترانس} \begin{cases} Z_S = R_L = ۱k\Omega \\ Z_P = Z_S \times (۷/۵)^۲ = ۱ \times (۷/۵)^۲ = ۵۶/۲۵k\Omega \end{cases}$$

$$T_1\text{ ترانس} \begin{cases} Z_S = r_\pi = \dfrac{\beta}{g_m} = \beta \times \dfrac{۲۶}{I_C} = ۲۰۰ \times \dfrac{۲۶}{۲/۱} = ۲/۵k\Omega \\ Z_P = ۲/۵ \times (۶)^۲ = ۹۰k\Omega \end{cases}$$

تمرین: مدار معادل AC شکل ۹ـ۴ را رسم کنید.

ب ــ تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ مستقیم: سومین نوع کوپلاژ بین طبقات تقویت‌کننده، کوپلاژ مستقیم است. از این نوع کوپلاژ، بیش‌تر در فرکانس‌های پایین استفاده می‌شود. در اتصال مستقیم طبقات، نقطه‌ی کار هر طبقه به نقطه‌ی کار طبقه‌ی قبل از آن وابسته است. لذا باید محاسبات DC مدار برای کلیه‌ی طبقات به‌طور هم‌زمان انجام شود. همین وابستگی نقطه‌ی کار طبقات به یک‌دیگر، مدار را به‌شدت به‌حرارت حساس می‌کند. برای آن‌که از ناپایداری حرارتی مدار کاسته شود، اولاً باید نقطه‌ی کار ترانزیستور با دقت بیش‌تری محاسبه شود. ثانیاً با پیش‌بینی مدارهایی، پایداری مدار تأمین گردد.

در شکل ۱۰ـ۴ مدار یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ DC نشان داده شده است. در این مدار، مقاومت‌های R_1 و R_2 برای بایاس بیس Q_1 است و R_C ضمن تغذیه‌ی کلکتور Q_1، بیس ترانزیستور Q_2 را نیز بایاس می‌کند.



شکل ۱۰ـ۴ـ مدار یک تقویت‌کننده‌ی دو طبقه با کوپلاژ مستقیم

مثال ۵: در شکل ۱۱ـ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۲۰۰$ و $|V_{BE}| = ۰/۶V$، مقدار ولتاژ V_o چه‌قدر است؟

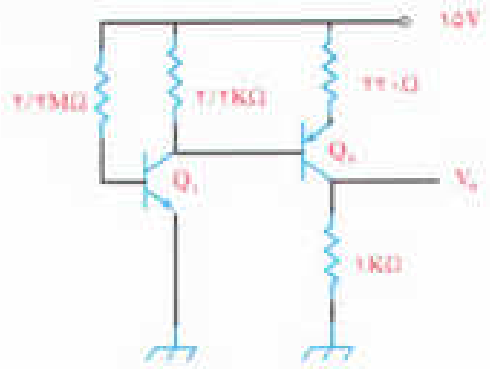
راه حل:

$$I_{B_1} = \frac{۱۵ - ۰/۶}{۲/۲} = ۶/۵۲\mu A$$

$$I_{C_1} = \beta I_{B_1} = ۶/۵۲ \times ۲۰۰ = ۱/۳mA$$

$$۲/۲ \times ۱/۳ = ۰/۶ + ۰/۲۲ I_{C_2} \Rightarrow I_{C_2} = ۱۰/۲۷mA$$

$$V_o = ۱۰/۲۷ \times ۱ = ۱۰/۲۷ \text{ ولت}$$



شکل ۱۱ـ۴

خودآزمایی

۱ـ روابط ۱ـ۴ و ۲ـ۴ را اثبات کنید.

۲ـ رابطه‌ی ۵ـ۴ را اثبات کنید.

۳ـ در شکل ۴ـ۴ با قطع خازن C_2 شکل موج پایه‌ی امیتر Q_1 چه تغییری می‌کند؟

۴ـ در شکل ۵ـ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۸۰$ و $V_{BE_1} = V_{BE_2} = ۰/۷V$، ولتاژ هر یک از پایه‌های ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 را نسبت به شاسی محاسبه کنید.

۵ـ در شکل ۹ـ۴ با قطع کدام المان‌ها نقطه‌ی کار ترانزیستور ثابت باقی می‌ماند؟

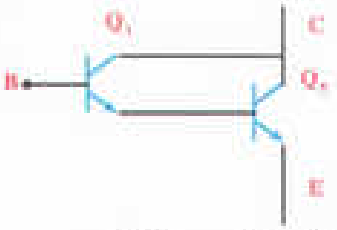
۶ـ از دو تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی و ترانسفورماتوری کدام یک راندمان بیش‌تری دارد؟ (با ذکر دلیل)

۷ـ کوپلاژ مستقیم چه مشخصه‌ی ویژه‌ای دارد؟

۸ـ برای افزایش پایداری حرارتی تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ مستقیم چه باید کرد؟

۴ـ۴ـ زوج دارلینگتون[1]

یک نمونه از تقویت‌کننده‌های دو طبقه با کوپلاژ مستقیم، زوج دارلینگتون است که در شکل ۱۲ـ۴ نشان داده شده است. از آن‌جا که ترانزیستورهای قدرت اغلب دارای βی کوچکی هستند، برای به‌دست آوردن βی بزرگ‌تر از ترانزیستورهای زوج دارلینگتون استفاده می‌شود.



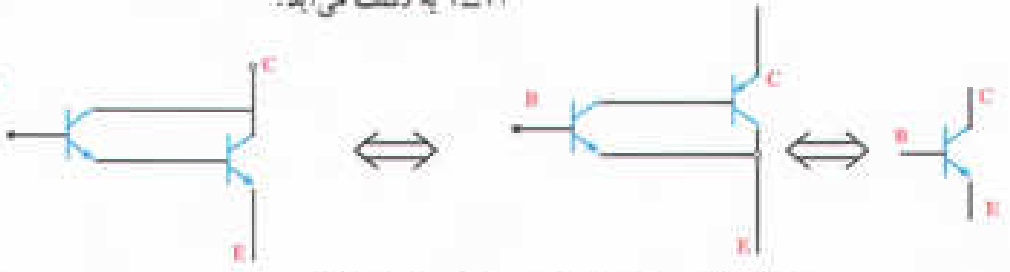
شکل ۱۲ـ۴ـ زوج دارلینگتون

اگر ضریب تقویت جریان ترانزیستور Q_1 را β_1 و ضریب تقویت جریان ترانزیستور Q_2 را β_2 فرض کنیم، می‌توان ثابت کرد که ضریب تقویت جریان زوج دارلینگتون از رابطه‌ی ۶ـ۴ به‌دست می‌آید.

$$\beta_T = \beta_1 \beta_2 \qquad \text{رابطه‌ی (۶ـ۴)}$$

در شکل ۱۲ـ۴ زوج دارلینگتون معادل یک ترانزیستور NPN است و از دو ترانزیستور NPN تشکیل شده است.

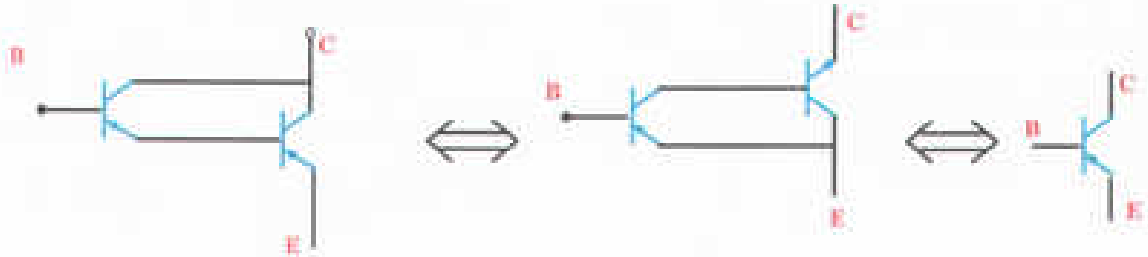
جریان پیس ترانزیستور Q_2 همان جریان امیتر ترانزیستور Q_1 است؛ لذا Q_2 نسبت به Q_1 قدرت پیش‌تری دارد و β_2 از β_1 کم‌تر است. ترانزیستور زوج دارلینگتون NPN را می‌توان به‌کمک دو ترانزیستور NPN و PNP ساخت. در این حالت، زوج دارلینگتون مکمل معادل یک ترانزیستور NPN طبق شکل ۱۳ـ۴ به دست می‌آید.



شکل ۱۳ـ۴ـ زوج دارلینگتون NPN و مدار معادل آن

۱ـ Darlington

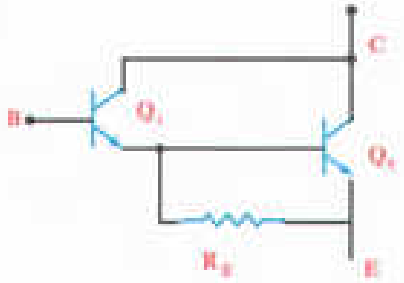
هم‌چنین، زوج دارلینگتون PNP ممکن است از دو ترانزیستور PNP یا یک ترانزیستور PNP و یک ترانزیستور NPN تشکیل شده باشد. در شکل ۱۴ــ۴ زوج دارلینگتون PNP و مدار مکمل آن نشان داده شده است.



شکل ۱۴ــ۴ــ زوج دارلینگتون PNP و مدار معادل آن

زوج دارلینگتون با بسته‌بندی مشابه ترانزیستورهای ساده، توسط کارخانه‌های سازنده‌ی قطعات نیمه‌هادی نیز به بازار عرضه می‌شود. برای نمونه، سری ترانزیستورهای ۲N۶۳۸۳، ۲N۶۳۸۴ و ۲N۶۳۸۵ ترکیب دارلینگتون از نوع NPN با β نزدیک به ۴۰۰۰ و قدرتی برابر ۱۰۰ وات هستند.

در زوج دارلینگتون، جریان نشتی I_{CO} ترانزیستور اول روی نقطه‌ی کار به‌شدت اثر می‌گذارد؛ زیرا I_{CO} ایجاد شده به وسیله‌ی این ترانزیستور توسط ترانزیستور دوم تقویت می‌شود و در خروجی، جریان ناخواسته‌ی زیادی ایجاد می‌کند. این جریان باعث گرم‌شدن بیش‌تر ترانزیستورها و باز هم افزایش بیش‌تر I_{CO} می‌شود. برای برطرف کردن این اشکال، می‌توان مدار را به‌صورت شکل ۱۵ــ۴ اصلاح کرد.

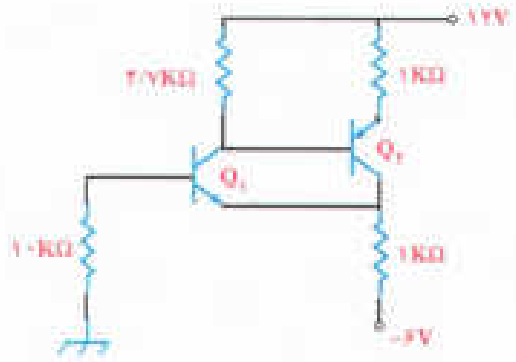


شکل ۱۵ــ۴ــ زوج دارلینگتون اصلاح شده به‌منظور ایجاد ثبات حرارتی

در این ترکیب، مقدار R_E را که جریان نشتی از مسیر آن می‌گذرد، باید طوری محاسبه کرد که اگر تمام جریان I_{CO} از آن بگذرد، ترانزیستور دوم روشن نشود؛ مثلاً، اگر ولتاژ هدایت ترانزیستور دوم $V_{BE_2} = 0/7\,V$ و جریان I_{CO} ترانزیستور Q_1 برابر یک میلی آمپر فرض شود، باید مقدار R_E را طوری انتخاب کرد که با گذشتن جریان I_{CO} از آن، افت پتانسیل دو سر آن از ۰/۶ ولت تجاوز نکند؛ یعنی، $R_E = \frac{0/6V}{1mA} = 600\,\Omega$. گرچه با افزودن R_E به ترکیب دارلینگتون، پایداری حرارتی آن در حد قابل توجهی ترمیم می‌شود اما چون این مقاومت با مقاومت ورودی ترانزیستور Q_2 موازی شده است، موجب کاهش مقاومت ورودی Q_2 و در نتیجه، کاهش مقاومت ورودی کل زوج دارلینگتون می‌شود.

مثال ۶: در شکل ۱۶ــ۴ مقدار تقریبی جریان کلکتور ترانزیستورها را محاسبه کنید:

$Q_1, Q_2: |V_{BE}| = 0/6V$



شکل ۱۶ــ۴

راه حل: اگر از جریان بیس ترانزیستورها صرف‌نظر شود، با نوشتن روابط kvl به راحتی می‌توان I_{C_1} و I_{C_2} را محاسبه کرد.

$$0/6 + 1(I_{C_1} + I_{C_2}) - 6 = 0$$

$$4/7 I_{C_2} = 0/6 + I_{C_1}$$

از حل دو معادله‌ی بالا نتیجه می‌شود:

$$I_{C_1} = 1mA$$

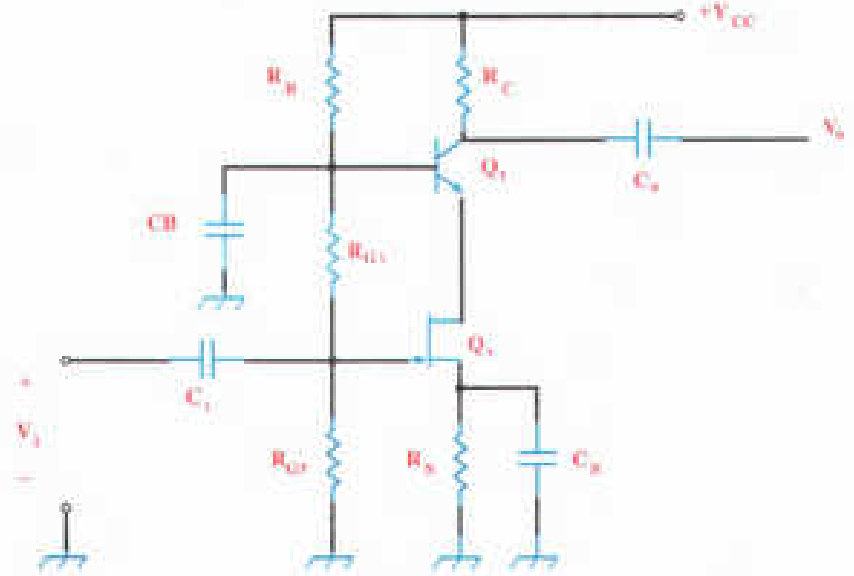
$$I_{C_2} = 4/4mA$$

۵ــ۴ــ تقویت‌کننده‌ی آبشاری

در شکل ۱۷ــ۴ ترکیب دیگری از اتصال مستقیم دو ترانزیستور را می‌بینید. از این ترکیب که **ترکیب آبشاری**[1] نامیده می‌شود بیش‌تر در فرکانس‌های بالا استفاده می‌شود.

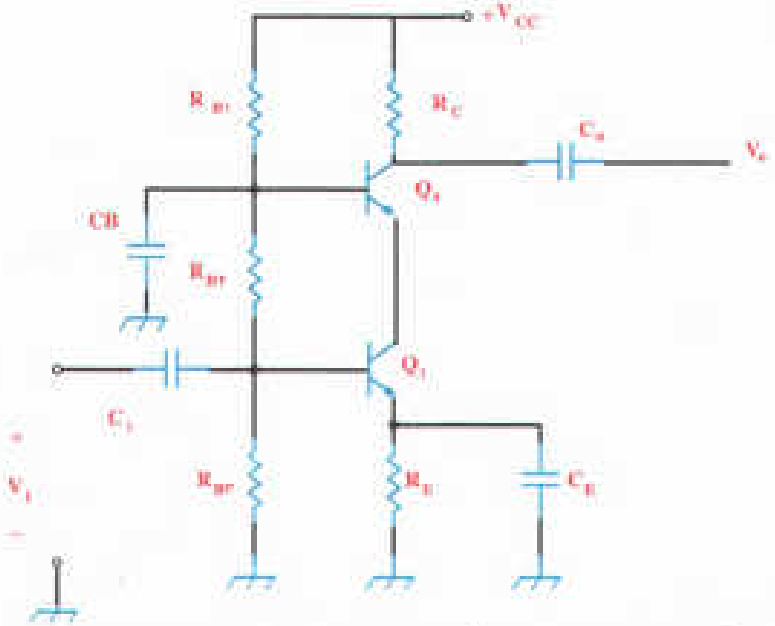
در شکل ۱۷ــ۴ ترانزیستور Q_1 یک ترانزیستور FET با آرایش CS و ترانزیستور Q_2 یک ترانزیستور BJT با آرایش CB است.

متأسفانه امپدانس ورودی کم ترکیب پیس مشترک در اغلب موارد، مشکل عدم هماهنگی امپدانس را به وجود می‌آورد. در شکل ۱۷ــ۴ ترانزیستور Q_1 که به‌صورت سورس مشترک بسته شده است، مقاومت ورودی مدار را تا حدودی ترمیم می‌کند. برای حفظ پایداری حرارتی مدار، ترانزیستور Q_2 را با بهره‌ی ولتاژ کم طرح می‌کنند.



شکل ۱۷ــ۴ــ تقویت‌کننده‌ی آبشاری

در شکل ۱۷ــ۴ ترانزیستور Q_1 می‌تواند از نوع BJT با آرایش CE باشد. در شکل ۱۸ــ۴ تقویت‌کننده‌ی آبشاری با استفاده از دو ترانزیستور BJT نشان داده شده است.



شکل ۱۸ــ۴ــ تقویت‌کننده‌ی آبشاری با استفاده از ترانزیستورهای BJT

۱ــ Cascode

مثال ۷: در شکل ۱۹ـ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۱۲۰$ و $V_{BE_1} = V_{BE_2} = ۰/۷V$ قدرت تلف شده در هر ترانزیستور را محاسبه کنید.

راه حل:

$$V_{B_1} = \frac{۵}{۵+۱۰} \times ۱۲ = ۴V \Rightarrow V_{B_2} = ۲ \times ۴ = ۸V$$

$$I_{E_1} = I_{E_2} = I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{V_{B_2} - ۰/۷}{۲} = \frac{۴-۰/۷}{۲} = ۱/۶۵mA$$

$V_{C_1} = V_{B_2} - ۰/۷ = ۸ - ۰/۷ = ۷/۳$ ولت

$V_{C_2} = ۱۲ - ۲/۲ \times ۱/۶۵ = ۸/۳۷ V$

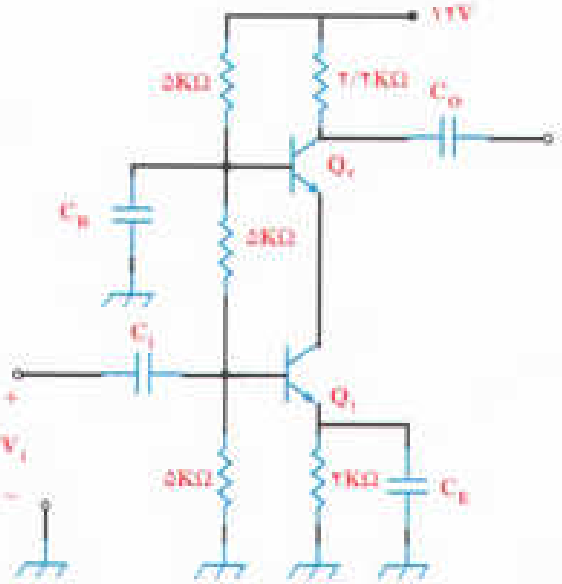
$V_{E_2} = ۴ - ۰/۷ = ۳/۳ V$

$V_{CE_1} = ۷/۳ - ۳/۳ = ۴ V$

$V_{CE_2} = ۸/۳۷ - ۷/۳ = ۱/۰۷ V$

$P_{Q_1} = V_{CE_1} \times Ic_1 = ۴ \times ۱/۶۵ = ۶/۶ mW$

$P_{Q_2} = V_{CE_2} \times Ic_2 = ۱/۰۷ \times ۱/۶۵ = ۱/۷۶۵۵ mw$



شکل ۱۹ـ۴

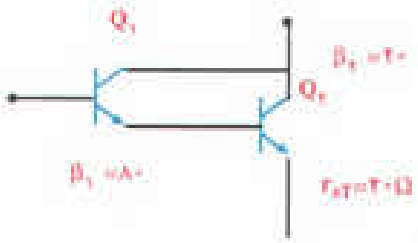
خودآزمایی

۱ـ ویژگی زوج دارلینگتون چیست؟

۲ـ اشکال زوج دارلینگتون چیست و چگونه برطرف می‌شود؟

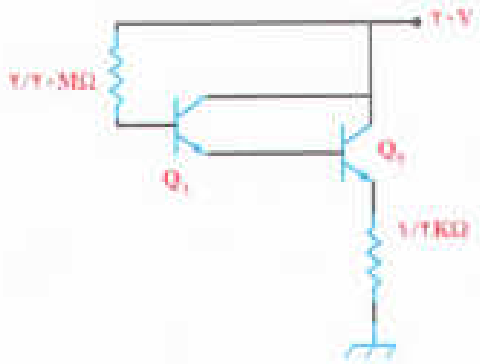
۳ـ کاربرد تقویت‌کننده‌ی آبشاری چیست؟

۴ـ با توجه به شکل ۲۰ـ۴، مقدار β و r_πی دارلینگتون را محاسبه کنید.



شکل ۲۰ـ۴

۵ـ در شکل ۲۱ـ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۵۰$ و $V_{BE_1} = V_{BE_2} = ۰/۷V$ چه‌قدر‌ی در ترانزیستور Q_2 تلف می‌شود؟



شکل ۲۱ـ۴

۶ـ رابطه‌ی ۶ـ۴ را اثبات کنید.

۷ـ در شکل‌های ۱۷ـ۴ و ۱۸ـ۴ با فرض اتصال کوتاه خازن‌ها مدل dc تقویت‌کننده را رسم کنید.

فصل پنجم

تقویت‌کننده‌های قدرت[1]

هدف کلی: در این فصل، ابتدا مدارهای ترانزیستوری تقویت‌کننده‌های قدرت در کلاس‌های A، B، AB و C بررسی می‌شوند. دو تقویت‌کننده‌ی پوش‌پول باترانزیستورهای مشابه و پوش‌پول با ترانزیستورهای مکمل از نظر تقویت سیگنال و توان‌های مصرفی و خروجی به‌طور کامل مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرند و در نهایت، چند نمونه آی‌سی صوتی معرفی می‌شود.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ کلاس‌های تقویت‌کننده‌ی قدرت را شرح دهد.
۲ـ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت را بیان کند.
۳ـ تقویت‌کننده‌ی کلاس A با بار اهمی و ترانسفورماتوری را شرح دهد.
۴ـ عدد شایستگی را تعریف کند.
۵ـ تقویت‌کننده‌ی پوش‌پول ترانسفورماتوری را شرح دهند.
۶ـ تقویت‌کننده‌ی پوش پول بدون ترانسفورماتور را شرح دهد.
۷ـ تقویت‌کننده‌ی پوش‌پول باترانزیستورهای مکمل را شرح دهد.
۸ـ تقویت‌کننده‌ی مکمل با طبقه‌ی راه‌انداز را شرح دهد.
۹ـ چگونگی پایداری حرارتی در تقویت‌کننده‌ی قدرت را شرح دهد.
۱۰ـ تبادل گرمایی ترانزیستورهای قدرت با حرارت‌گیر (رادیاتور) را شرح دهد.
۱۱ـ چند نمونه آی‌سی تقویت‌کننده‌ی صوت را معرفی کند.
۱۲ـ به سؤال‌های مربوط به تقویت‌کننده‌ی قدرت پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

همه تقویت‌کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کرده‌ایم، در اصل، تقویت‌کننده‌ی توان هستند؛ زیرا ولتاژ یا جریان یا هر دو و به عبارت دیگر، توان را تقویت می‌کنند ولی منظور از تقویت‌کننده‌ی توان یا تقویت‌کننده‌ی قدرت، تقویت‌کننده‌ای است که توان قابل ملاحظه‌ای را به بار منتقل کند.

معمولاً اگر قدرت خروجی تقویت‌کننده‌ای بیش از چند ده میلی وات باشد، تقویت‌کننده‌ی توان به‌حساب می‌آید. تقویت‌کننده‌های قدرت برای انتقال حداکثر توان ممکن، باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنه‌ی ماکزیمم باشند؛ بنابراین، تقویت‌کننده‌های قدرت جزء تقویت‌کننده‌های **سیگنال بزرگ**[2] به‌شمار می‌آیند. از آن‌جا که

---

۱ ـ Power Amplifiers

۲ ـ Large Signal سیگنال بزرگ، سیگنال‌های تقویت‌نشده‌ای هستند که به ورودی تقویت‌کننده‌ی قدرت اعمال می‌شوند.

در این حالت تغییرات جریان کلکتور نسبت به جریان نقطه‌ی کار قابل چشم‌پوشی نیست. مشخصات ترانزیستور مورد نظر ـ نظیر β و g_m ـ با جریان خروجی تغییر می‌کنند.

اعوجاج طبقات قدرت اصولاً زیاد است که با به‌کار گیری روش‌هایی این اعوجاج را به حداقل می‌رسانند.

تقویت‌کننده‌های قدرت معمولاً در طبقه‌ی نهایی یک تقویت‌کننده قرار می‌گیرند و ضریب تقویت ولتاژ آن‌ها معمولاً در حدود واحد است.

۱ـ۵ـ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت

مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت به‌صورت زیر خلاصه می‌شود.

الف ـ اعوجاج کم

ب ـ امپدانس خروجی کم

پ ـ بهره جریان زیاد

ت ـ راندمان بالا

ث ـ مشخصه‌ی فرکانسی خوب

۲ـ۵ـ عوامل مهم در تقویت‌کننده‌های قدرت

دو عامل مهم که در تقویت‌کننده‌های قدرت باید مورد توجه قرار گیرند، عبارت‌اند از :

۱ـ بازده[۱] تقویت‌کننده: که برحسب درصد چنین تعریف می‌شود :

$$\eta = \frac{\text{توان ac منتقل شده به بار}}{\text{توان dc گرفته شده از منبع تغذیه}} \times 100\%$$

۲ـ پخش گرما: چون حرارت ایجاد شده در پیوند ترانزیستورهای قدرت زیاد است، باید با نصب کردن آن‌ها روی صفحات فلزی **گرماگیر**[۲] ـ که ساختمانی رادیاتور مانند دارند ـ گرمای ایجاد شده را به خارج منتقل کرد. در تقویت‌کننده‌های پرقدرت اگر از گرماگیر مناسب استفاده نشود، ترانزیستورها به سرعت صدمه می‌بینند و می‌سوزند. حرارت ایجاد شده در پیوند، متناسب با توان تلف شده در ترانزیستور است. توان تلف شده در یک ترانزیستور امیتر مشترک تقریباً برابر است با

معادله‌ی (۱ـ۵) $P_C = V_{CE}.I_C$

در هیچ شرایطی نباید مقدار P_C از حداکثر توان مجاز ترانزیستور تجاوز کند.

حداکثر توان مجاز را با نماد P_{Cmax} نشان می‌دهند.

می‌توانیم معادله‌ی ۱ـ۵ را در تلفات ماکزیمم به این صورت بیان کنیم.

معادله‌ی(۲ـ۵) $V_{CE}.I_C = P_{Cmax}$ = یک مقدار ثابت

معادله‌ی ۲ـ۵ بیانگر این است که

اگر V_{CE} افزایش یابد، حداکثر مقدار I_C کاهش می‌یابد و بر عکس، با افزایش I_C از حداکثر مقدار مجاز V_{CE} کاسته می‌شود.

هرقدر از تلفات ترانزیستور کاسته شود، بازده آن افزایش می‌یابد. برای کاهش تلفات ترانزیستور، باید جریان حالت سکون آن ـ یعنی جریانی را که در غیاب سیگنال ورودی از آن می‌گذرد ـ کم کنیم.

با کاهش زمان روشن بودن ترانزیستور نیز تلفات آن کاهش می‌یابد.

۳ـ۵ـ کلاس‌های تقویت‌کنندگی

برحسب این که یک تقویت‌کننده در چه کسری از یک پریود کامل (T) سیگنال ac ورودی فعّال باشد، آن را در یکی از رده[۳]های A، AB، B یا C جای می‌دهند.

۱ـ تقویت‌کننده‌ی کلاس A: به‌تقویت‌کننده‌هایی که تمام موج ورودی را به‌طور کامل عبور می‌دهند، **تقویت‌کننده‌های کلاس A** گفته می‌شود. یک تقویت‌کننده‌ی کلاس A همواره در ناحیه‌ی فعّال کار می‌کند. همه‌ی تقویت‌کننده‌های صوتی از این نوع‌اند (مگر در مواردی خاص که در دنباله‌ی همین فصل بیان

---

۱ ـ Efficiency

۲ ـ Heat Sink

۳ ـ Class

خواهد شد). در شکل ۱ـ۵ یک تقویت‌کننده‌ی کلاس A نشان داده شده است. برای آن که در خروجی حداکثر دامنه‌ی ولتاژ و حداکثر دامنه‌ی جریان را داشته باشیم، باید ترانزیستور را طوری بایاس کنیم که جریان حالت سکون آن نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $I_{CQ} = \frac{1}{2} I_{Cmax}$) و نیز ولتاژ حالت سکون آن نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $V_{CEQ} = \frac{1}{2} V_{CC}$) شود.

در این صورت، مقدار متوسط توانی که تقویت‌کننده از منبع تغذیه می‌گیرد برابر است با

معادله‌ی (۳ـ۵) $P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} + V_{CC} I_{BQ}$

چون $I_{BQ} << I_{CQ}$ است، می‌توان جمله‌ی دوم سمت راست معادله‌ی ۳ـ۵ را نادیده گرفت و نوشت:

معادله‌ی (۴ـ۵)

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} = V_{CC} \left(\frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_C}\right) = \frac{1}{2} \times \frac{V^2_{CC}}{R_C}$$

توان متوسطی که به بار منتقل می‌شود برابر است با

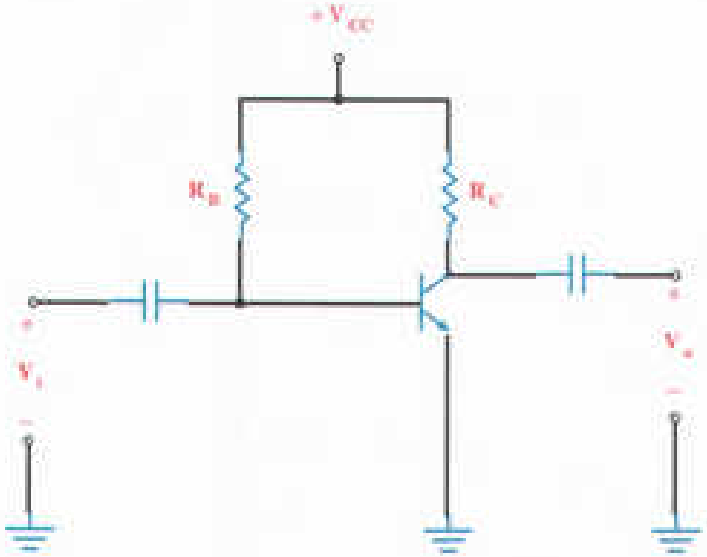
معادله‌ی (۵ـ۵) $P_L = I_{C(rms)} . V_{RC(rms)}$

چون نقطه‌ی کار ترانزیستور درست در وسط خط بار ac تنظیم شده است، (شکل ۲ـ۵) حداکثر دامنه‌ی ولتاژ ac برابر می‌شود با

$$V_m = \frac{V_{CC}}{2}$$

همچنین حداکثر دامنه‌ی جریان ac برابر می‌شود با

$$I_m = \frac{I_{cmax}}{2} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$



شکل ۱ـ۵ـ یک تقویت‌کننده‌ی کلاس A

لذا خواهیم داشت:

$$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{V_{CC}}{2}\right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

و

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{V_{CC}}{2R_C}\right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C}$$

در نتیجه، متوسط توان منتقل شده به بار برابر است با

$P_L = P_{(Lac)max}$

$$P_L = I_{rms} . V_{rms} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C} \times \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}} = \frac{1}{8} \times \frac{V^2_{CC}}{R_C}$$

و بازده تقویت‌کننده برابر می‌شود با

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100\% = \frac{\frac{1}{8} \frac{V^2_{CC}}{R_C}}{\frac{1}{2} \frac{V^2_{CC}}{R_C}} \times 100\% = 25\%$$

با توجه به این که دامنه‌ی ولتاژ و دامنه‌ی جریان عملاً کم‌تر از مقادیر آرمانی گفته شده است (چرا؟)، بازده تقویت‌کننده نیز از ۲۵ درصد کم‌تر می‌شود.

حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به‌صورت گرما برابر است با

معادله‌ی (۶ـ۵)

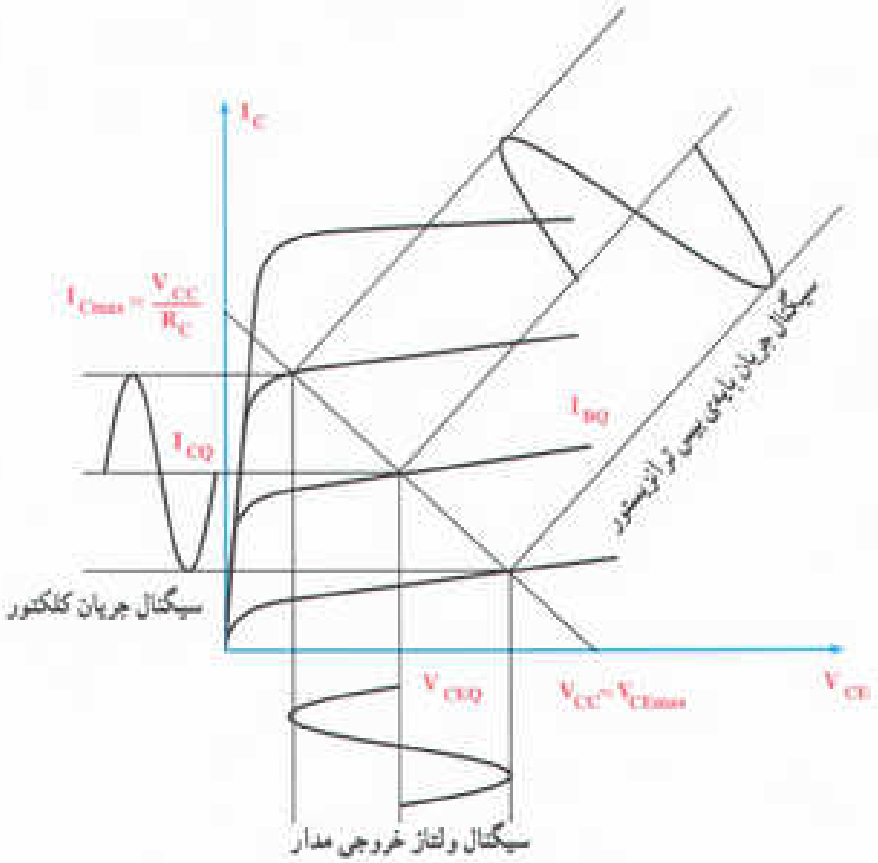
$$P_{c_{max}} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{۲} \times \frac{V_{CC}}{۲R_C} = \frac{۱}{۴} \times \frac{V^۲_{CC}}{R_C}$$

ـ **ضریب شایستگی**[۱]: برای تقویت‌کننده‌های قدرت، ضریب شایستگی به‌صورت نسبت حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به‌حداکثر توان ac انتقالی به بار تعریف می‌شود. برای تقویت‌کننده‌ی امیتر مشترک شکل ۱ـ۵ ضریب شایستگی برابر است با

$$\frac{P_{c\,max}}{(P_{Lac})_{max}} = \frac{V^۲_{CC} / ۴R_C}{V^۲_{CC} / ۸R_C} = ۲$$

عدد شایستگی نشان می‌دهد که تلفات حرارتی ترانزیستور دو برابر توان منتقل شده به بار است؛ مثلاً به ازای یک وات توان منتقل شده به بار، دو وات قدرت در ترانزیستور تلف می‌شود.

توجه داشته باشید که ترانزیستور نباید وارد منطقه‌ی اشباع یا قطع شود. به همین دلیل، باید دامنه‌ی نوسانات ولتاژ کمی کم‌تر از $\frac{V_{CC}}{۲}$ و دامنه‌ی نوسانات جریان نیز کمی کم‌تر از $\frac{I_{cmax}}{۲}$ باشند.



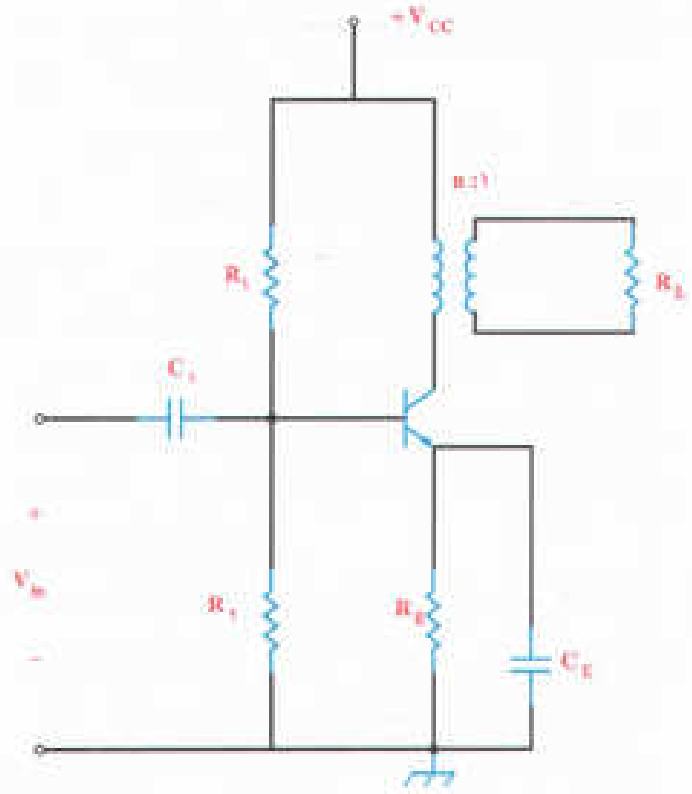
شکل ۲ـ۵ـ منحنی مشخصه‌ی خروجی ترانزیستور و تغییرات نقطه‌ی کار در کلاس A

در صورتی که محاسبات گفته شده را برای تقویت‌کننده‌های بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم، به نتایج به‌دست آمده برای حالت امیتر مشترک خواهیم رسید. می‌توان نشان داد که اگر تقویت‌کننده‌ی کلاس A در حالت کلکتور ـ مشترک به‌کار رود، نسبت به دو حالت دیگر، در خروجی دارای اعوجاج بسیار کم‌تری خواهد بود.

ـ ***تقویت‌کننده‌ی کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری:*** چون مدار شکل ۱ـ۵ بازده کمی دارد، برای افزایش راندمان می‌توانیم از مدار شکل ۳ـ۵ استفاده کنیم. در این مدار، ترانسفورماتور را ایده‌آل فرض می‌کنیم.

---

۱ ـ Figure of merit



شکل ۳ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری

توان متوسطی که از منبع تغذیه گرفته می‌شود برابر است با

معادله‌ی (۷ـ۵) $P_{dc} = V_{CC} I_{CQ}$

بخشی از این توان به بار منتقل می‌شود و بخش دیگر آن در تقویت‌کننده به‌صورت حرارت تلف می‌شود. از تلفات مقاومت‌های مقسّم R_1، R_2 و بیس ترانزیستور می‌توان صرف‌نظر کرد. در اغلب موارد به‌علّت این که مقاومت اهمی سیم‌پیچ اوّلیه ترانسفورماتور و هم‌چنین مقدار مقاومت فیدبک امیتر (R_E) خیلی کم است، می‌توان تلفات این دو جزء را نیز نادیده گرفت. بدین ترتیب، تلفات تقویت‌کننده به تلفات پیوند کلکتور آن منحصر می‌شود.

یعنی، می‌توان نوشت:

معادله‌ی (۸ـ۵) $P_{dc} = P_L + P_C$

در این معادله، P_L توان منتقل شده به بار و P_C توان تلف شده در پیوند کلکتور است. برای محاسبه‌ی توان منتقل شده به بار می‌توانیم چنین استدلال کنیم:

با اعمال سیگنال ac به ورودی مدار، جریان کلکتور بین دو مقدار حداقل ($I_{C(min)}$) و حداکثر ($I_{C(max)}$) نوسان می‌کند.

برای آن که در سیگنال اعوجاج به‌وجود نیاید، باید ترانزیستور همواره در ناحیه‌ی فعّال عمل کند. لذا در بهترین شرایط خواهیم داشت:

$$I_{C\max} = 2I_{CQ}$$

$$\Rightarrow I_{C(pp)} = I_{C(max)} - I_{C(min)} = 2I_{CQ}$$

$$I_{C\min} = 0$$

یا

$$I_{C(m)} = \frac{I_{C(pp)}}{2} = I_{CQ}$$ معادله‌ی (۹ـ۵)

به همین ترتیب، ولتاژ کلکتور ـ امیتر نیز بین دو حد مینیمم ($V_{CE(min)}$) و ماکزیمم ($V_{CE(max)}$) نوسان می‌کند. اگر نقطه‌ی کار را درست در وسط خط بار فرض کنیم، دامنه‌ی نوسان ولتاژ به حداکثر مقدارِ ممکن می‌رسد و خواهیم داشت:

$$V_{CE(max)} = 2V_{CC}$$

$$\Rightarrow V_{CE(pp)} = V_{CE(max)} - V_{CE(min)} = 2V_{CC}$$

$$V_{CE(min)} = 0$$

یا

معادله‌ی (۱۰ـ۵)

$$V_{CE(m)} = \frac{1}{2} V_{CE(pp)} = V_{CC}$$

لذا می‌توانیم بنویسیم:

$$P_L = I_{C(rms)} V_{CE(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{CQ} \cdot \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ}$$

لذا بازده تقویت‌کننده برابر می‌شود با

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100\% = \frac{\frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ}}{V_{CC} I_{CQ}} \times 100\% = 50\%$$

بازده تقویت‌کننده در عمل از حدود ۴۰ درصد تجاوز نمی‌کند. (چرا؟)

معمولاً مقدار R_E خیلی کوچک است؛ به‌طوری که روی آن بیش از یک ولت افت ولتاژ به‌وجود نمی‌آید.

مقاومتی که از دو سر اوّلیه‌ی ترانسفورماتور دیده می‌شود، برابر است با

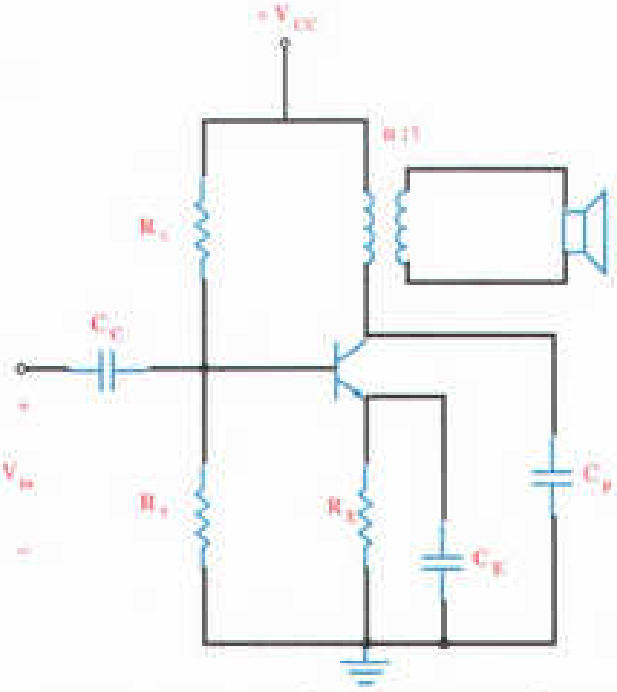
معادله‌ی (۱۱ـ۵) $R_P = \frac{\Delta V_{CQ}}{\Delta I_C} = \frac{۲V_{CQ}}{۲I_{CQ}} = \frac{V_{CQ}}{I_{CQ}}$

و نسبت دور ترانسفورماتور برابر می‌شود با

معادله‌ی (۱۲ـ۵) $n = \sqrt{\frac{R_P}{R_S}} = \sqrt{\frac{R_P}{R_L}}$

در این معادله، R_S مقاومت ثانویه‌ی ترانسفورماتور و R_L مقاومت بار است. در تقویت‌کننده‌های صوتی، باری که به خروجی مدار وصل می‌شود عموماً یک بلندگوست. بلندگو در فرکانس‌های بالا از خود خاصیت سلفی زیادی نشان می‌دهد. این امر موجب افزایش مقدار R_L می‌شود. لذا تطبیق امپدانس تقویت‌کننده به‌هم می‌خورد و ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند.

برای پیش‌گیری از آسیب دیدن ترانزیستور، می‌توان کلکتور آن را با یک خازن جبران کننده به‌ظرفیت چند نانوفاراد ــ مطابق شکل ۴ـ۵ــ به زمین وصل کرد.



شکل ۴ـ۵ــ اگر بار تقویت‌کننده یک بلندگو باشد، برای خنثی سازی افزایش مقاومت آن در فرکانس‌های بالا خازن C_P را با ظرفیت چند نانوفاراد در مدار قرار می‌دهیم.

۲ــ تقویت‌کننده‌ی کلاس B: دیدیم که بازده تقویت‌کننده‌های کلاس A به‌علّت اتلاف زیاد، کم است و از ۵۰ درصد تجاوز نمی‌کند. اتلاف زیاد این تقویت‌کننده‌ها ناشی از برقراری دائمی جریان کلکتور است؛ زیرا همواره، توانی که از منبع تغذیه گشیده می‌شود، ثابت و مستقل از بار است (این توان برابر است با $P_{dc} = V_{cc}I_{CQ}$).

اگر ترانزیستور را طوری بایاس کنیم که در غیاب سیگنال ac ورودی از کلکتور آن جریان نگذرد ($I_{CQ} = ۰$)، توان تلف شده در حالت بی‌کاری برابر صفر می‌شود. به این ترتیب، می‌توانیم بازده تقویت کننده را تا ۷۸/۵ درصد افزایش دهیم. در این حالت، ترانزیستور فقط برای نیمی از یک سیکل سیگنال ورودی هدایت می‌کند. لذا برای داشتن یک شکل موج کامل در خروجی تقویت‌کننده باید از دو ترانزیستور استفاده کرد؛ چنین مداری **پوش ــ پول**[1] نامیده می‌شود.

ــ تقویت‌کننده‌ی «پوش ــ پول» ترانسفورماتوری:

در شکل ۵ـ۵ الف یک تقویت‌کننده‌ی پوش ــ پول اساسی را مشاهده می‌کنید. در این مدار، ترانزیستورها در حالتی که سیگنال ورودی صفر است، خاموش‌اند ($I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = ۰$)؛ بنابراین، هیچ جریانی از منبع تغذیه کشیده نمی‌شود.

اگر یک سیگنال ورودی مانند شکل ۵ـ۵ــ ب به مدار اعمال شود، در نیم سیکل مثبت ترانزیستور Q_1 و در نیم سیکل منفی ترانزیستور Q_2 را هدایت می‌کند. برای آن که دامنه‌ی سیگنال خروجی در هر دو نیم‌پریود برابر باشد، باید هر دو ترانزیستور مشخّصات کاملاً یکسانی داشته باشند.

جریانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، برابر مجموع جریان‌های i_{c_1} و i_{c_2} است. این جریان یک سیگنال یک‌طرفه ــ مطابق شکل ۵ـ۵ــ ح ــ با مقدار متوسّط $\frac{۲I_m}{\pi}$ است. لذا توان داده شده توسط منبع تغذیه به مدار برابر می‌شود با

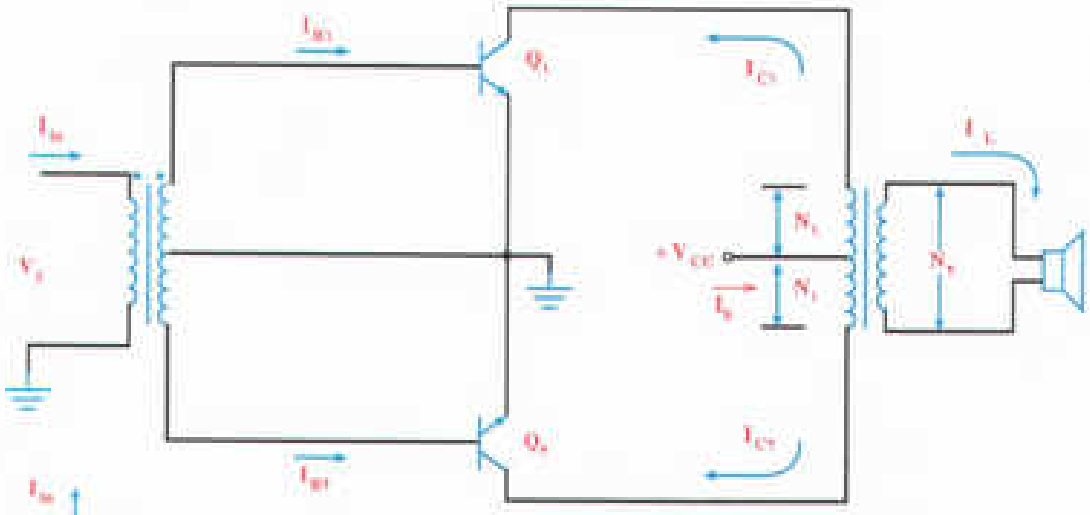
معادله‌ی (۱۳ـ۵) $P_{dc} = V_{cc} \times \frac{۲I_m}{\pi}$

چون هر یک از دو ترانزیستور به تناوب هدایت می‌کنند، جریانی که از بار می‌گذرد به صورت یک سیگنال دوطرفه‌ی کامل و مطابق شکل ۵ـ۵ــ ج است. لذا توانی که به بار منتقل می‌شود برابر است با

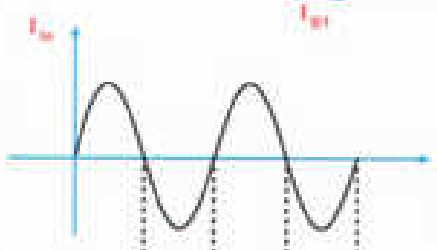
معادله‌ی (۱۴ـ۵)

$$P_L = I_{L(rms)} \cdot V_{L(rms)} = \frac{I_m}{\sqrt{۲}} \times \frac{V_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{۲} I_m V_m$$

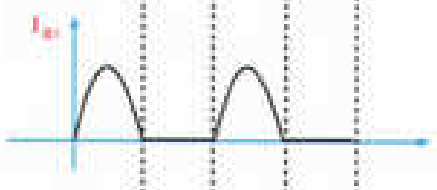
۱ ــ Push Pull



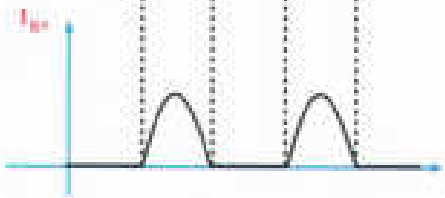
الف ــ مدار تقویت‌کننده



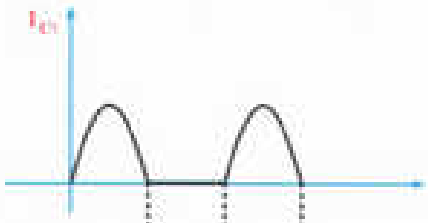
ب ــ شکل موج سیگنال جریان ورودی



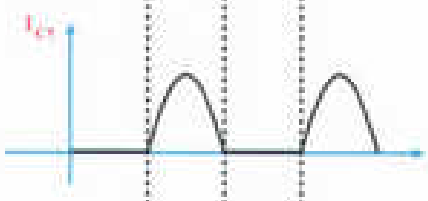
ب ــ شکل موج سیگنال جریان بیس ترانزیستور Q_1



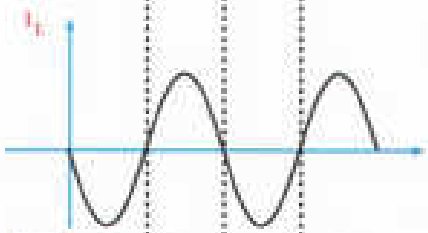
ت ــ سیگنال جریان بیس ترانزیستور Q_2



ت ــ سیگنال جریان کلکتور ترانزیستور Q_1



ج ــ سیگنال جریان کلکتور ترانزیستور Q_2



ج ــ سیگنال جریان خروجی

ح ــ سیگنال جریانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود

شکل ۵ــ۵ــ مدار یک تقویت‌کننده‌ی «پوش ــ پول» با ترانزیستورهای مشابه

در معادله‌ی ۱۴ـ۵، I_m و V_m به‌ترتیب دامنه‌ی ماکزیمم جریان و ولتاژ طرف اولیه‌ی ترانسفورماتور تطبیق است. این ترانسفورماتور را بدون اتلاف فرض کرده‌ایم. به این ترتیب، بازده تقویت‌کننده برابر می‌شود با

معادله‌ی (۱۵ـ۵)

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{\frac{1}{2} V_m I_m}{\frac{2}{\pi} V_{cc} I_m} \times 100\% = \frac{\pi}{4} \times \frac{V_m}{V_{cc}} \times 100\%$$

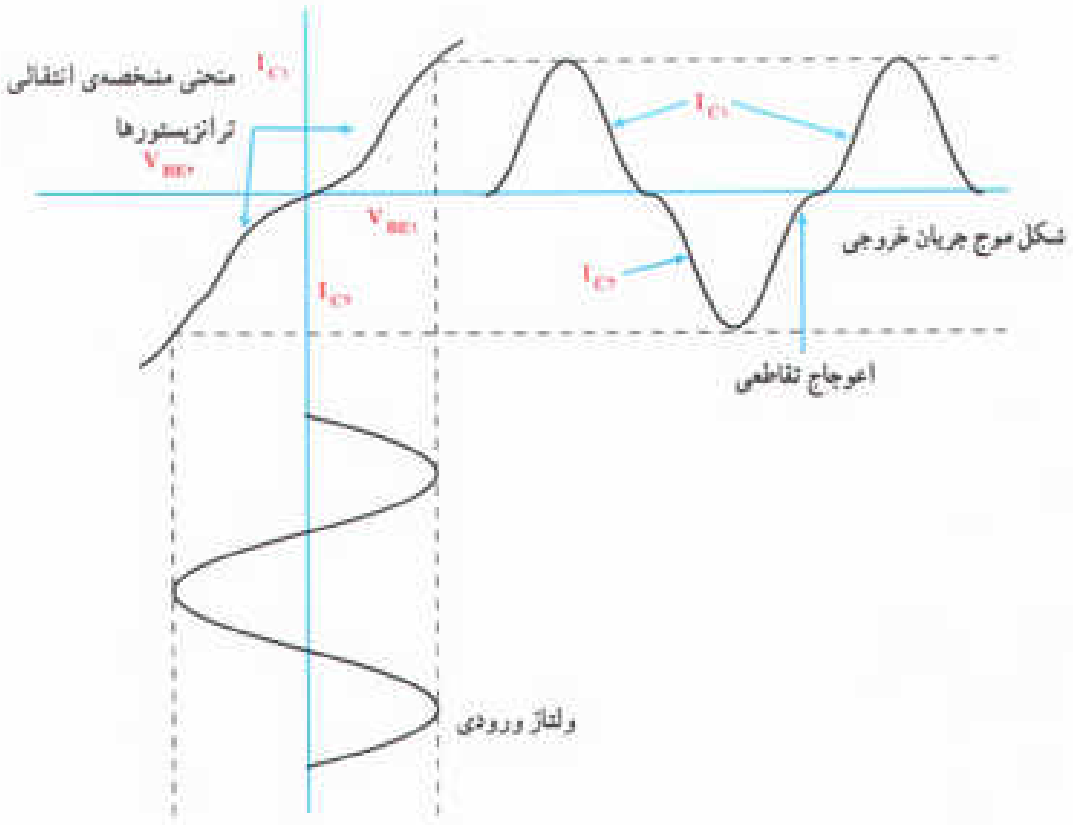
که حداکثر مقدار آن به ازای $V_m = V_{CC}$ حاصل می‌شود و برابر است با

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78/5\%$$

در تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول حداکثر توان تلف شده در هر ترانزیستور برابر است با

معادله‌ی (۱۶ـ۵) $P_{C(max)} = 0/2 P_L$

می‌بینیم که بازده تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول بیش‌تر از بازده‌ی تقویت‌کننده‌ی کلاس A است. در عین حال، برای انتقال یک قدرت مشخص به بار، ترانزیستورهای کم‌قدرت‌تری مورد نیاز است؛ مثلاً اگر بخواهیم ۱۰ وات قدرت به باری برسانیم، به ترانزیستورهایی با قدرت $P_{C(max)} = 2W$ نیاز داریم. درحالی که در تقویت‌کننده‌ی شکل ۱ـ۵ برای انتقال چنین توانی، به ترانزیستوری با قدرت ۲۰ W نیاز داریم. با وجود این، مونتاژ شکل ۵ـ۵ چند اشکال دارد؛ نخست آن که چون هردو ترانزیستور در حوالی صفر قطع هستند ـ مطابق شکل ۶ـ۵ ـ در سیگنال خروجی اعوجاج به‌وجود می‌آید. این اعوجاج را **اعوجاج تقاطعی**[1] می‌نامند.



شکل ۶ـ۵ـ چگونگی به وجود آمدن اعوجاج تقاطعی

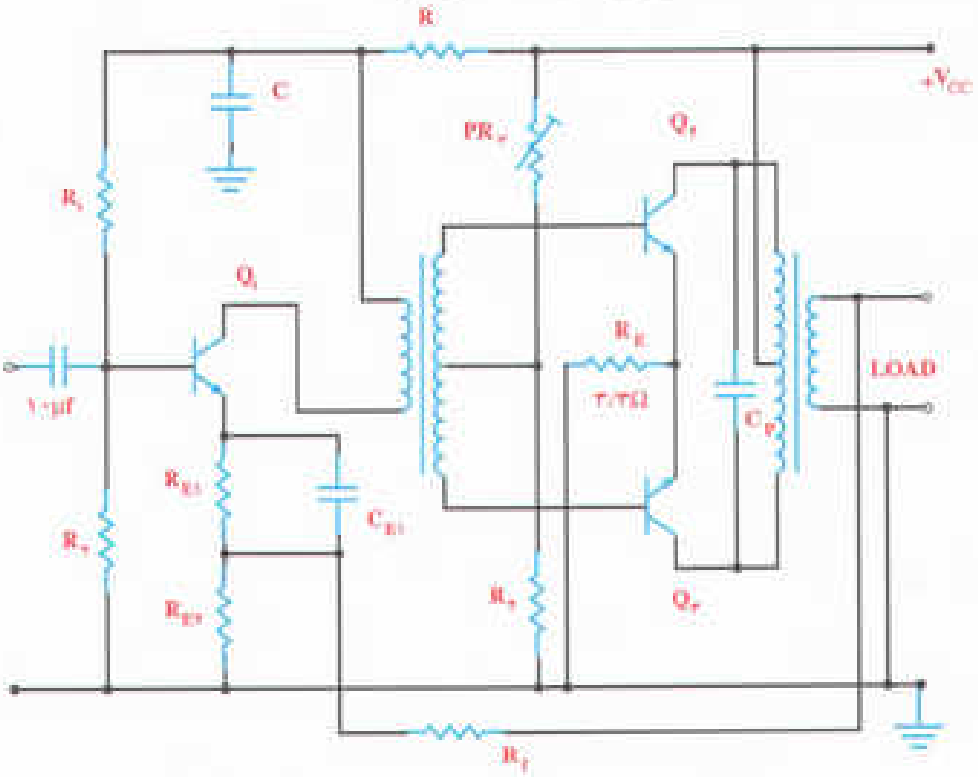
اشکال دیگر مدار این است که در موقع کار کردن ترانزیستورها، جریان زیادی از منبع تغذیه می‌کشند؛ بنابراین، در ولتاژ تغذیه افتی متناسب با دامنه‌ی سیگنال خروجی به‌وجود می‌آید. این افت ولتاژ موجب به نوسان افتادن مدار می‌شود.

---

۱ ـ Crossover distortion

ـ تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول اصلاح شده (کلاس AB): برای ازبین بردن اعوجاج تقاطعی، باید ترانزیستورها را طوری بایاس کنیم که هر یک بتواند درست ۱۸۰° از سیگنال ورودی را تقویت کند. بدین‌منظور، آن‌ها را در آستانه‌ی هدایت قرار می‌دهیم تا به محض آن که سیگنال ورودی، بیس ترانزیستور را کمی مثبت‌تر کند، هدایت آن شروع شود. در شکل ۷ـ۵ مدار یک تقویت‌کننده‌ی اصلاح شده را می‌بینید.

چون تقویت‌کننده، نه کاملاً در کلاس A است و نه در کلاس B و وضعیّتی بین این‌ها دارد، به آن کلاس AB گفته می‌شود.



شکل ۷ـ۵ـ تقویت کننده‌ی پوش ـ پول اصلاح شده

در این مدار به کمک پتانسیومتر $PR_۲$، نقطه‌ی کار ترانزیستورها را طوری تنظیم می‌کنیم که جریانی حدود چند میلی‌آمپر (یک تا پنج درصد جریان ماکزیمم) از مدار بگذرد. درمدارهای عملی ممکن است یک **مقاومت با ضریب حرارتی منفی**[۱] موازی با $R_۲$ قرار دهند تا اثرات گرمایی محیط را بر تقویت‌کننده از بین ببرد. مقاومت R_E در مدار برای پایداری حرارتی ترانزیستورهای پوش ـ پول پیش‌بینی شده است. در بعضی موارد، به‌جای این مقاومت یک مقاومت جداگانه در مدار امیتر هر ترانزیستور قرار می‌دهند.

مقاومت R و خازن C یک صافی پایین‌گذر تشکیل می‌دهد که از افت ولتاژ منبع تغذیه و به توسان افتادن مدار جلوگیری می‌کند.

خازن C_P اثر افزایش امپدانس بلندگو را در فرکانس‌های بالا خنثیٰ می‌کند. ترانزیستور $Q_۱$ طبقه‌ی راه‌انداز[۲] تقویت‌کننده است. برای بهبود کیفیت تقویت‌کننده‌ی یادشده، یک حلقه فیدبک منفی نیز پیش‌بینی شده است. این حلقه را مقاومت‌های $R_۴$ و $R_{E۲}$ تشکیل می‌دهد. بخشی از ولتاژ خروجی از این مسیر به ورودی تقویت‌کننده‌ی اولیه برمی‌گردد و بهره‌ی آن را تغییر می‌دهد.

امروزه استفاده از مدار یادشده تقریباً منسوخ شده است؛ زیرا ترانسفورماتورها جاگیر و سنگین‌اند. به‌علاوه، تقویت‌کننده، پاسخ فرکانس کاملاً یک‌نواختی ندارد. در تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری در حال کار، اگر بلندگو از مدار قطع شود، ولتاژ القایی خیلی زیادی روی کلکتور ترانزیستورها می‌افتد و ترانزیستورهای خروجی بلافاصله خواهند سوخت. برای

---

۱ ـ Negative Termal Coefficient Resistor (NTC)

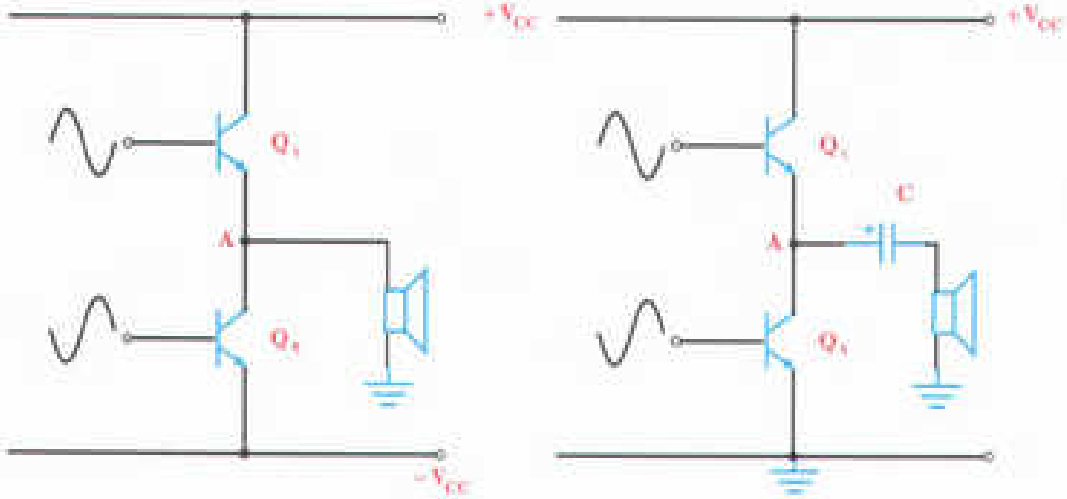
۲ ـ Driver

جلوگیری از سوختن ترانزیستورها، باید قبل از قطع شدن بلندگو ولوم صدا را تا آخر بپیچیم یا به‌جای بلندگو یک مقاومت اهمی برابر با امپدانس بلندگو و پروات قرار دهیم.

ـ تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول بدون ترانسفورماتور:

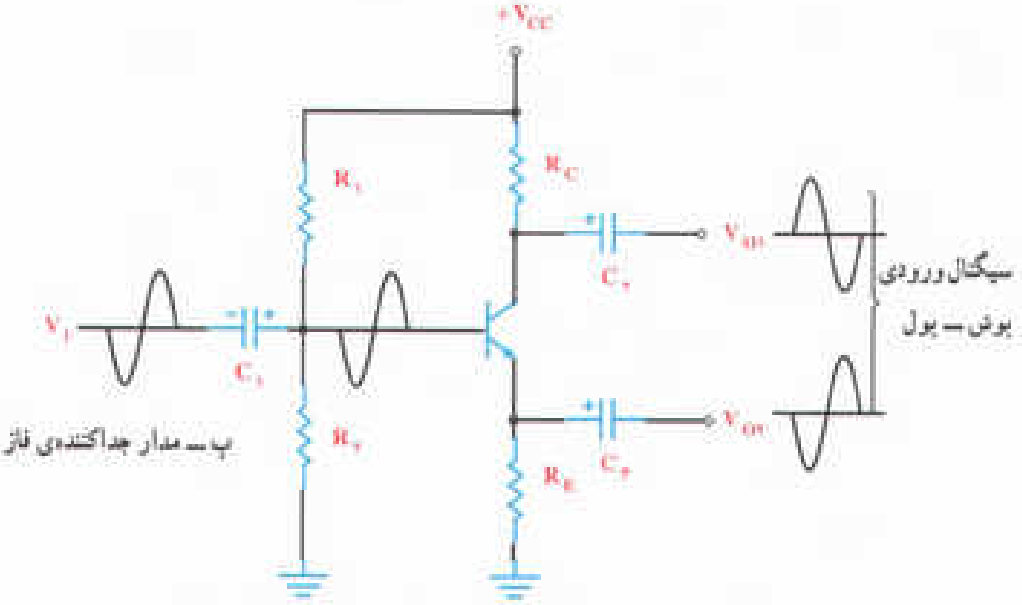
به دلایلی که بیان شد، در تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول تا حدامکان از ترانسفورماتور استفاده نمی‌شود. در شکل ۸ـ۵ـ الف یک تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول نشان داده شده است. در این تقویت‌کننده، خازن C جایگزین چوک بلندگو شده است. طرز کار مدار به این ترتیب است که در لحظه‌ی روشن شدن دستگاه صوتی، خازن C توسط ترانزیستور Q_1 به اندازه‌ی $\frac{V_{CC}}{2}$ شارژ می‌شود (یعنی $V_A = \frac{V_{CC}}{2}$).

در نیم‌سیکل اول سیگنال ورودی، ترانزیستور Q_1 فعال می‌شود؛ جریان از Q_1 عبور می‌کند و ولتاژ شارژ خازن را افزایش می‌دهد. سیگنال متناوب جریان از سیم‌پیچ بلندگو نیز می‌گذرد و در دو سر آن افت پتانسیلی متناسب با دامنه‌ی ولتاژ ورودی به‌وجود می‌آورد.



الف ـ تقویت‌کننده با منبع تغذیه‌ی ساده

ب ـ تقویت‌کننده با منبع تغذیه‌ی متقارن



پ ـ مدار جداکننده‌ی فاز

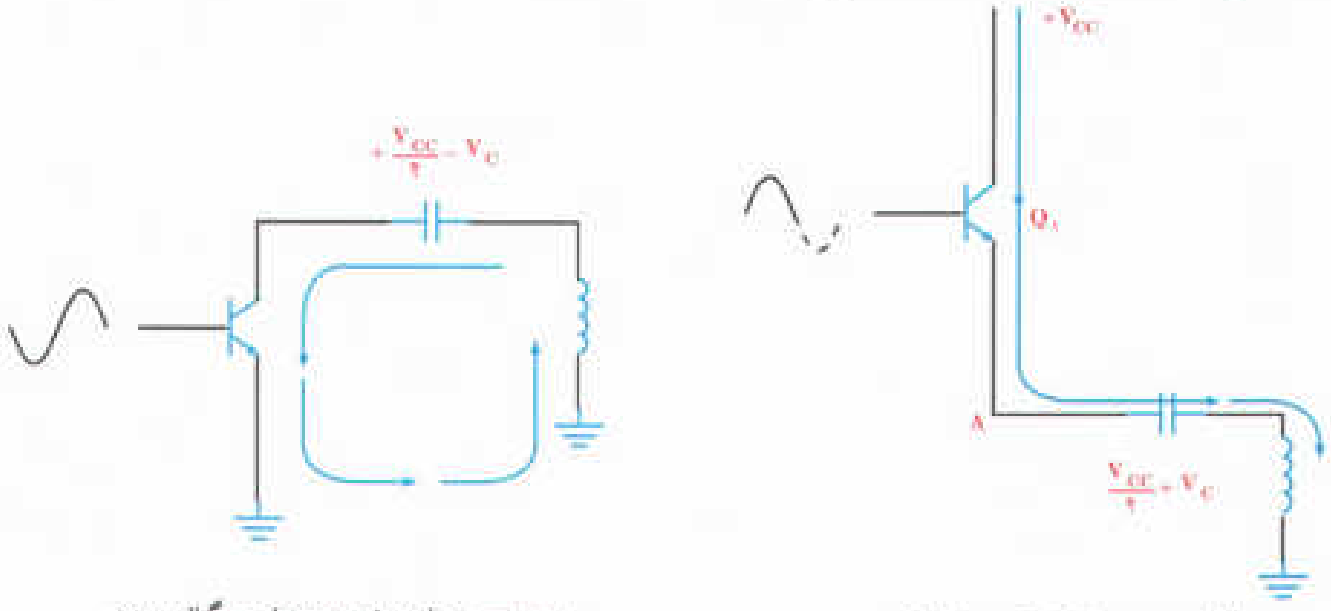
شکل ۸ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول بدون ترانسفورماتور

چون ظرفیت خازن کوپلاژ بلندگو زیاد است، در نیم‌پریود هدایت ترانزیستور Q_1 شارژ آن افزایش چندانی نمی‌یابد.

در نیم‌پریود دوم سیگنال ورودی، ترانزیستور Q_1 خاموش و ترانزیستور Q_2 روشن می‌شود. در این حالت، چون منبع تغذیه

از مدار کلکتور Q_1 قطع می‌شود، تغذیه‌ی این ترانزیستور توسط دشارژ خازن C انجام می‌گیرد؛ یعنی، مسیر جریان ازسر مثبت خازن به‌طرف کلکتور Q_1 است و از امیتر این ترانزیستور وارد سرپایین سیم‌پیچ بلندگو می‌شود. لذا در دوسر سیم‌پیچ بلندگو ولتاژی متناسب با ولتاژ ورودی افت می‌کند.

در شکل ۹ـ۵ چگونگی هدایت ترانزیستورها و مسیر جریان در هر حالت نشان داده شده است.



الف ــ مسیر جریان در نیم‌پریود مثبت

ب ــ مسیر جریان در نیم‌پریود منفی سیگنال ورودی

شکل ۹ــ ۵ــ مسیر جریان در هریک از نیم‌پریودهای مثبت و منفی سیگنال ورودی

وظیفه‌ی ترانسفورماتور سه سر ورودی در شکل ۵ــ۵ ایجاد دو سیگنال هم‌دامنه با اختلاف فاز ۱۸۰° برای بیس ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 است. این ترانسفورماتور را نیز می‌توانیم برداریم و مدار شکل ۸ــ۵ــ ب را جایگزین آن کنیم. برای داشتن دو سیگنال هم‌دامنه در خروجی کلکتور و خروجی امیتر این ترانزیستور، باید مقاومت‌های R_C و R_E را مناسب انتخاب کنیم. اگر به جای منبع تغذیه‌ی دوسر، از یک منبع تغذیه با سر وسط (مطابق شکل ۸ــ۵ــ ب) استفاده کنیم، چنان‌چه نقطه‌ی کار ترانزیستورها طوری تنظیم گردد که ولتاژ نقطه‌ی A مساوی صفر شود، دیگر به‌خازن کوپلاژ نیازی نخواهیم داشت.

یکی از اشکالات تقویت‌کننده‌ی پوش ــ پول بدون ترانسفورماتور، عدم تقارن دو نیم تناوب سیگنال خروجی است؛ زیرا امپدانسی که توسط ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 دیده می شود، متفاوت است.

ــ تقویت‌کننده‌ی پوش ــ پول با ترانزیستورهای مکمّل[1]: همان‌طور که گفتیم، در طبقه‌ی پوش ــ پول هر ترانزیستور در نیم‌تناوب هدایت می‌کند. در این تقویت‌کننده، ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 در دو آرایش مختلف با مشخصات کاملاً متفاوت عمل می‌کنند. برای آن که سیگنال خروجی کاملاً متقارن باشد، به تنظیم دقیق احتیاج دارد. در ابتدای ساخت، ترانزیستورها فقط ازنوع pnp بودند؛ به همین دلیل، همه‌ی طراحی‌ها براین اساس صورت می‌گرفت. ساخت ترانزیستورهای npn این امکان را به‌وجود آورد که مدار با استفاده از دو ترانزیستور pnp و npn ــ که مشخصات کاملاً یکسانی داشته باشند ــ طرح شود. در تقویت‌کننده با ترانزیستورهای مکمّل، چون هر دو ترانزیستور به‌صورت کلکتور مشترک عمل می‌کنند، مشخصات یکسانی دارند. لذا سیگنال خروجی کاملاً متقارن است. در این مدار به طبقه‌ی جداکننده‌ی فاز هم نیازی نیست.

در شکل ۱۰ــ۵ــ الف یک تقویت‌کننده‌ی مکمّل با منبع تغذیه‌ی متقارن و در شکل ۱۰ــ۵ــ ب همین مدار با منبع تغذیه‌ی

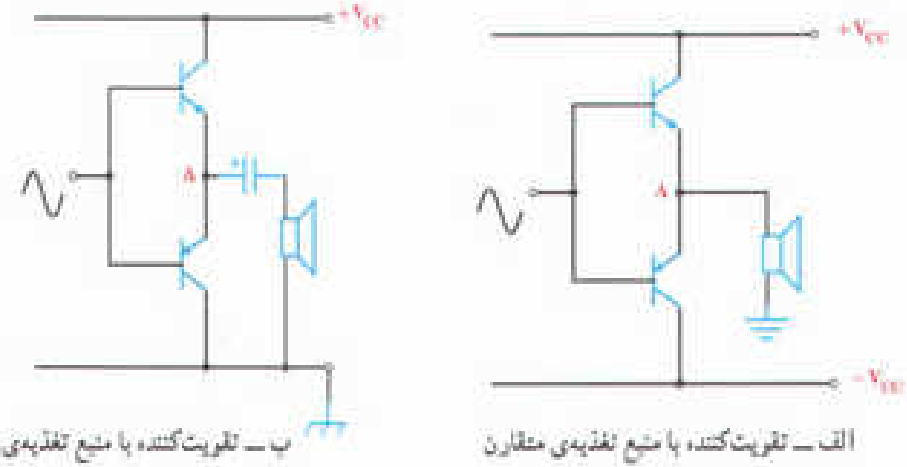
۱ــ Complementary زوج مکمل

معمولی نشان داده شده است.

در صورتی که از منبع تغذیه با سر وسط استفاده شود، به خازن کوپلاژ بلندگو نیازی نیست. در این مدار، هر دو ترانزیستور به‌صورت کلکتور مشترک قرار گرفته‌اند و بنابراین، امپدانس خروجی کمی دارند. لذا می‌توان بلندگو را مستقیماً به خروجی ترانزیستورها وصل کرد.

این مدار نیز مانند مدار شکل ۵ـ۵ در کلاس B کار می‌کند. چون در حالت عادی ولتاژ روی پایه‌ی بیس ترانزیستورها برابر صفر است، با ظاهر شدن سیگنال ورودی، هدایت ترانزیستور بلافاصله شروع نمی‌شود. لذا سیگنال خروجی دارای اعوجاج تقاطعی است. برای برطرف کردن این عیب باید ترانزیستورها را در کلاس AB بایاس کنیم. این کار را به روش‌های مختلف می‌توان انجام داد.

یک روش ساده برای قرار دادن ترانزیستورها در آستانه‌ی هدایت، در شکل ۱۱ـ۵ـ الف نشان داده شده است.



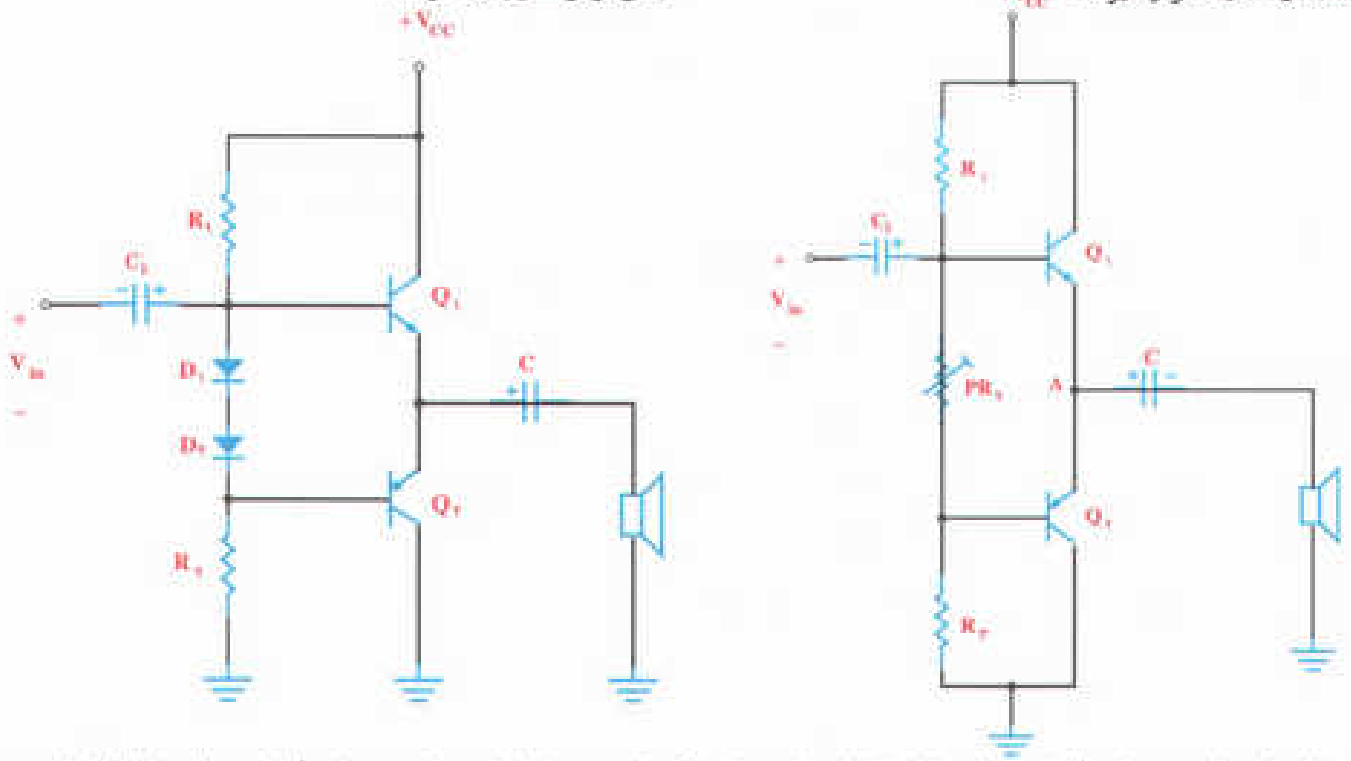
الف ـ تقویت‌کننده با منبع تغذیه‌ی متقارن

ب ـ تقویت‌کننده با منبع تغذیه‌ی ساده

شکل ۱۰ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی پوش ـ پول با ترانزیستورهای مکمل

در این مدار، پتانسیومتر PR_2 را طوری تنظیم می‌کنند که افت پتانسیل دوسر آن درحدود ۱/۲ ولت شود تا ترانزیستورها در آستانه‌ی هدایت قرار گیرند.

عیب این مدار آن است که قدری از سیگنال ورودی نیز در دو سر PR_2 افت می‌کند و باعث می‌شود سیگنال کم‌تری به بیس ترانزیستور Q_3 برسد.

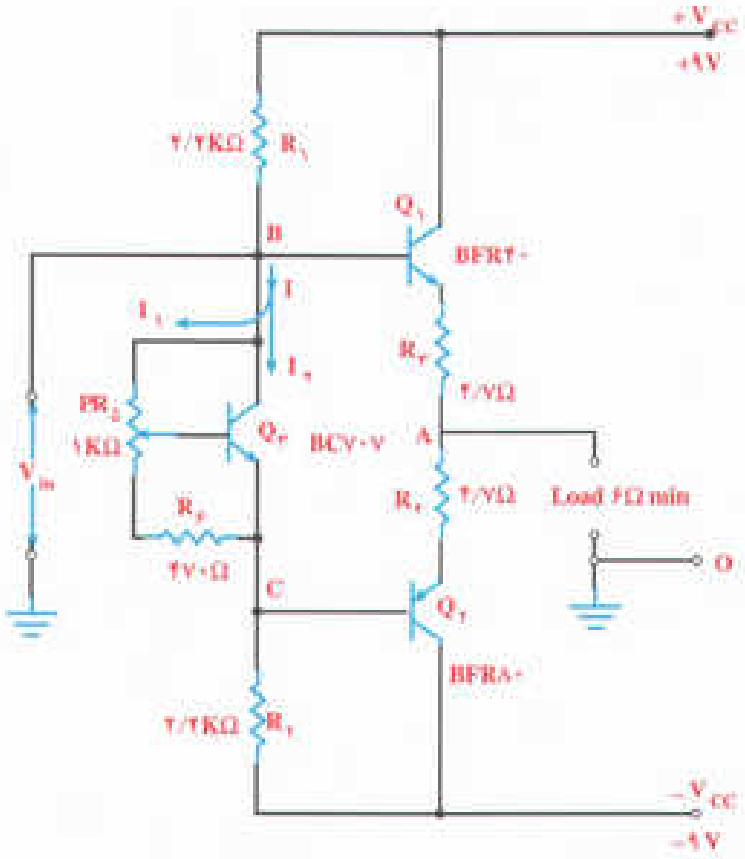


الف ـ قرار دادن ترانزیستورها در آستانه‌ی هدایت با استفاده از مقاومت‌های مقسم ولتاژ ب ـ قرار دادن ترانزیستورها در آستانه‌ی هدایت با استفاده از دیود

شکل ۱۱ـ۵ـ دو مدار نمونه از چگونگی قرار دادن تقویت‌کننده در کلاس AB

روش دیگر اصلاح مدار شکل ۱۰ـ۵ به کاربردن دو دیود سری بین بیس‌های دو ترانزیستور، مطابق شکل ۱۱ـ۵ ـ ب است. در این روش، عیب مدار مقسّم مقاومتی برطرف می‌شود اما ممکن است افت ولتاژ دوسر دیودها به‌قدری زیاد شود که هر دو ترانزیستور روشن شوند. در این صورت، بازده مدار به شدّت افت می‌کند.

مناسب‌ترین روش تأمین ولتاژ بین بیس ترانزیستورها استفاده از یک ترانزیستور دیگر به عنوان رگولاتور ولتاژ است. در شکل ۱۲ـ۵ نمونه‌ی چنین مداری را مشاهده کنید. در این مدار، ترانزیستور Q_2 به‌صورت یک رگولاتور ولتاژ موازی عمل می‌کند که همواره اختلاف پتانسیل بین دونقطه‌ی B و C را مساوی ۱/۲ ولت ثابت نگه می‌دارد.



شکل ۱۲ـ۵ـ استفاده از یک رگولاتور ولتاژ موازی برای قرار دادن ترانزیستورهای مکمل در کلاس AB

مدار رگولاتور به این ترتیب عمل می‌کند که اگر ابتدا به کمک پتانسیومتر PR_1 ترانزیستور Q_2 را طوری بایاس کنیم که ولتاژ کلکتور ـ امیتر آن برابر ۱/۲ ولت شود، پس از آن جریان I_1 همواره ثابت می‌ماند؛ زیرا به فرض آن که افزایش جریان I موجب افزایش مقدار I_1 گردد، چون جریان I_1 از مقاومت R_2 و قسمت پایینی پتانسیومتر R_1 می‌گذرد، افت ولتاژ دوسر این مقاومت‌ها افزایش می‌یابد. لذا V_{BE} ترانزیستور Q_2 زیادتر و ترانزیستور، هادی‌تر می‌شود؛ یعنی، مقاومت کلکتور ـ امیتر آن کاهش می‌یابد و موجب افزایش I_1 (که جریان کلکتور Q_2 است) می‌شود.

افزایش I_1 کاهش مقدار I_1 را به دنبال خواهد داشت. زیرا

معادله‌ی (۵ـ۱۷) $I_1 = I - I_2$

↓ ↓ ↓

افزایش ثابت کاهش

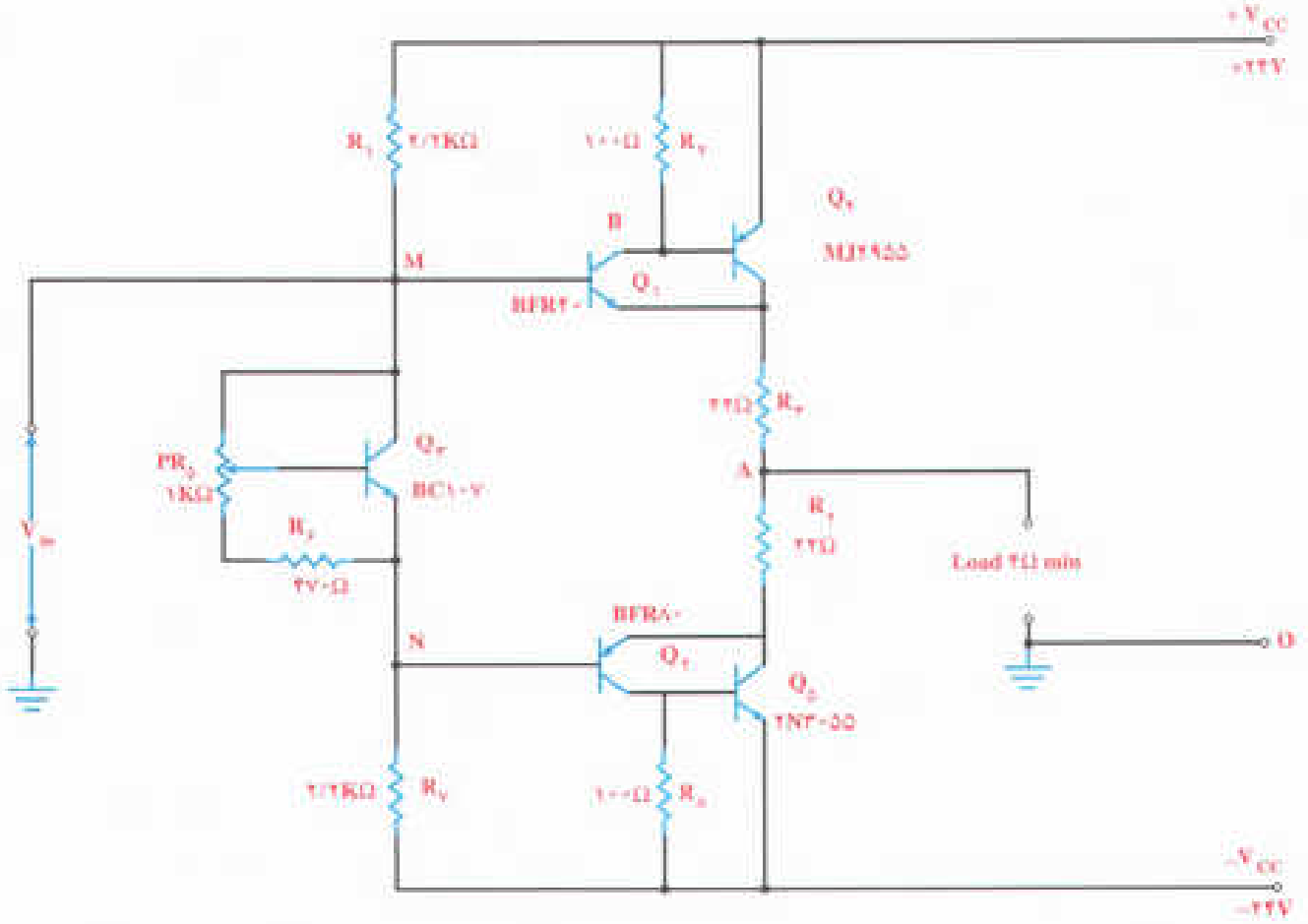
با کاهش I_1، نقطه‌ی کار ترانزیستور به حالت اول خود برمی‌گردد.

ـ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت خروجی: در صورتی که تقویت‌کننده‌ای با قدرت زیاد لازم باشد، می‌توانیم به جای هر یک از ترانزیستورهای مکمّل از یک زوج

دارلینگتون استفاده کنیم.

درشکل ۱۳ـ۵ یک تقویت‌کننده با زوج دارلینگتون نشان داده شده است.

در این شکل، ترانزیستورهای هر زوج دارلینگتون متفاوت انتخاب شده‌اند.

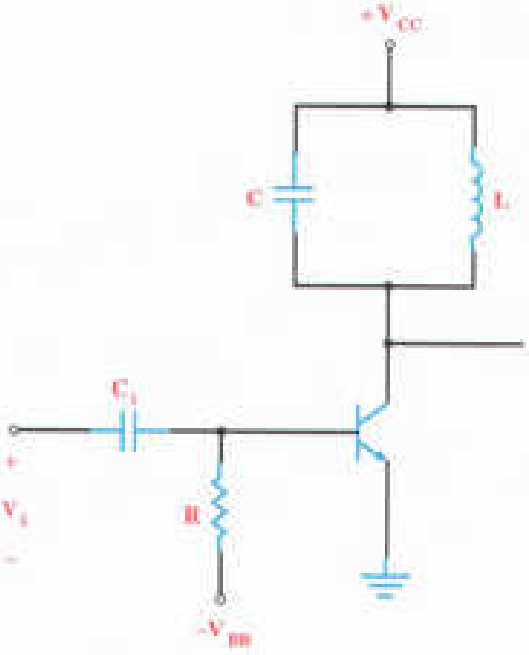


شکل ۱۳ـ۵ـ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت تقویت کننده

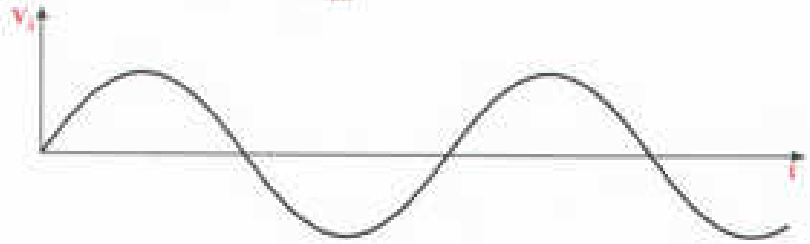
برتری این انتخاب بر زوج دارلینگتون با ترانزیستورهای مشابه در این است که برای قرار گرفتن تقویت‌کننده در کلاس AB باید اختلاف پتانسیل بین دو نقطه‌ی B و C مساوی $2V_{BE}$ـ یعنی حدود ۱/۲ ولت ـ باشد؛ در حالی که اگر ترانزیستورها را مشابه انتخاب می‌کردیم، این ولتاژ برابر $4V_{BE}$ ـ یعنی در حدود ۲/۴ ولت ـ می‌شد. افزایش V_{BC} از پایداری رگولاتور ولتاژ Q_3 می‌کاهد.

۳ـ تقویت‌کننده‌ی کلاس C : در یک تقویت‌کننده‌ی کلاس C ترانزیستور در کم‌تر از نیم تناوب هدایت می‌کند. لذا تلفات ترانزیستور از کلاس B نیز کمتر و بازده مدار از هردو کلاس A و B بیش‌تر است. از تقویت کننده‌های کلاس C در مدارهای گیرنده و فرستنده‌ی رادیویی استفاده می شود. چون تقویت‌کننده در کم‌تر از نیم‌تناوب هدایت می‌کند، برای بازسازی سیگنال ورودی از مدارهای رزنانس LC با ضریب کیفیّت زیاد استفاده می‌کنند.

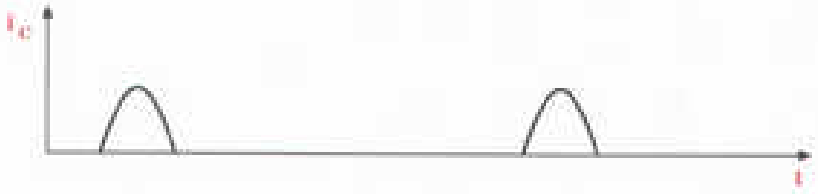
در شکل ۱۴ـ۵ مدار یک تقویت کننده‌ی نمونه در کلاس C و شکل موج نقاط مختلف آن دیده می‌شود.



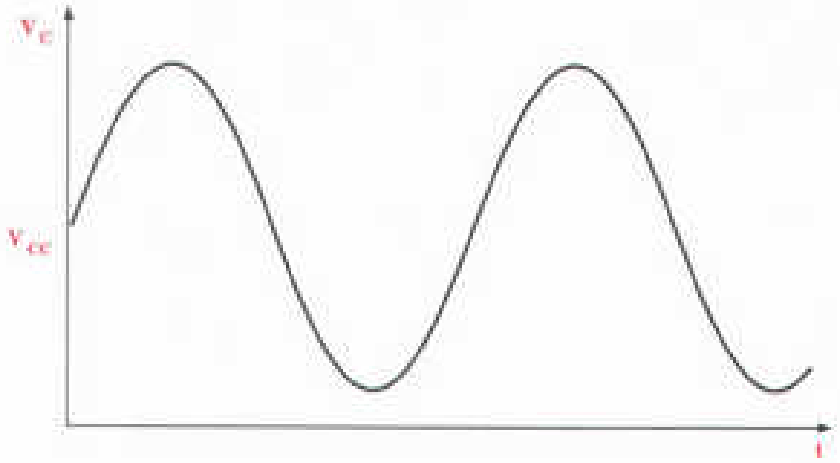
الف ــ تقویت‌کننده‌ی کلاس C



ب ــ شکل موج ولتاژ ورودی



ب ــ شکل موج جریان کلکتور

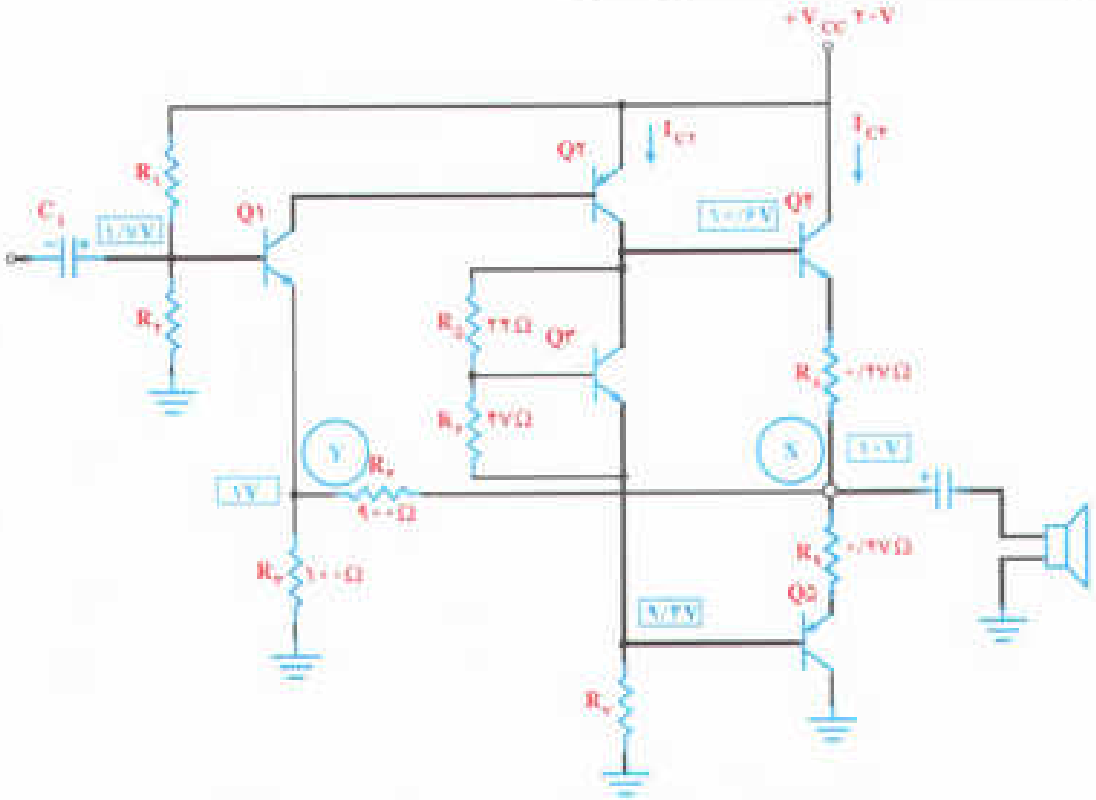


ت ــ شکل موج ولتاژ خروجی

شکل ۱۲ــ۵ــ مدار تقویت‌کننده‌ی نمونه در کلاس C و شکل موج نقاط مختلف آن

۴ــ۵ــ تقویت‌کننده‌ی پوش ــ پول با طبقه‌ی راه‌انداز

در شکل ۱۵ــ۵ مدار یک تقویت‌کننده‌ی کامیلی متناری با طبقه راه‌انداز و فیدبک نشان داده شده است.



شکل ۱۵ــ۵ــ مدار یک تقویت‌کننده‌ی پوش ــ پول با دراپور و فیدبک

در این مدار، دو ترانزیستور $Q_۴$ و $Q_۵$ عمل تقویت توان خروجی را انجام می‌دهند. ترانزیستور $Q_۳$ به‌عنوان رگولاتور، دو ترانزیستور $Q_۴$ و $Q_۵$ را در آستانه‌ی هدایت بایاس می‌کند. ترانزیستور $Q_۱$ ترانزیستور راه‌انداز است که موج ac را به طبقه‌ی قدرت می‌دهد. $Q_۱$ راه‌انداز اولیه یا تقویت‌کننده‌ی ولتاژ است. مسیر موج ac توسط خط‌پُر روی شکل نشان داده شده است. مقدار جریانی که باید از $Q_۴$ بگذرد، به‌وسیله‌ی قدرت خروجی و مقاومت بار تعیین می‌شود، یعنی، $Q_۴$ باید جریان مورد نیاز برای بیس $Q_۴$ و $Q_۵$ را که مساوی $\frac{I_{C_۵}}{\beta_۴}$ است، تأمین کند. جریان بیس $Q_۴$ نیز به‌طور مشابه از کلکتور $Q_۱$ تأمین می‌شود.

در شکل ۱۵ــ۵ ولتاژ تغذیه ۲۰ ولت درنظر گرفته شده است. فرض کنید ولتاژ DC خروجی در نقطه‌ی (X) مساوی ۱۰ ولت باشد. مقاومت‌های $R_۹$ و $R_۱۰$ طوری درنظر گرفته شده‌اند که ولتاژ دوسر $R_۱۰$ (ولتاژ امیتر ترانزیستور $Q_۱$) مساوی ۱ ولت شود. چون تمام ترانزیستور از جنس سیلیکان درنظر گرفته شده است، ولتاژ بین ترانزیستور $Q_۱$ به اندازه‌ی ۰/۷ ولت از امیتر آن پیش‌تر و مساوی ۱/۷ ولت است.

مقاومت‌های $R_۱$ و $R_۲$ در دوسر منبع تغذیه مقسم ولتاژ را تشکیل می‌دهند. بنابراین، ولتاژ بیس $Q_۱$ در حدود ۱/۷ ولت با استفاده از $R_۱$، $R_۲$ و خط تغذیه تأمین می‌شود.

این ولتاژ مثبت در بیس $Q_۱$ باعث تغذیه‌ی آن می‌شود. به مجرد این که $Q_۱$ وصل می‌گردد، جریان به داخل بیس $Q_۴$ می‌رود و آن را فعال می‌کند. با هادی شدن بیش‌تر $Q_۴$ افت پتانسیل آن کاهش می‌یابد و بیس $Q_۵$ مثبت‌تر می‌شود. این عمل هدایت بیش‌تر $Q_۵$ را به دنبال دارد و در نتیجه، ولتاژ امیتر آن به تبع آن ولتاژ نقطه‌ی X، افزایش می‌یابد. وقتی که ولتاژ نقطه‌ی X به ۱۰ ولت (نصف ولتاژ منبع تغذیه) برسد، ولتاژ امیتر $Q_۱$ (نقطه‌ی ۷) به حدود یک ولت می‌رسد. این باعث می‌شود که در ترانزیستور $Q_۱$ بین بیس و امیتر ۰/۷ ولت افت پتانسیل، به‌وجود آید. اگر پتانسیل نقطه‌ی X به بیش از ده ولت افزایش یابد، امیتر $Q_۱$ مثبت‌تر می‌شود؛ بنابراین، بایاس مستقیم $Q_۱$

کاهش می‌یابد و از هدایت آن کاسته می شود. یعنی، ولتاژ نقطه‌ی X هیچ‌گاه از ده ولت ($\frac{1}{2}V_{CC}$) بیش‌تر نمی‌شود که همان مقدار دلخواه است.

۵ــ۵ــ پایداری حرارتی

در شکل ۱۵ــ۵ به آسانی درمی‌یابیم که این مدار به‌علت استفاده از دو مقاومت R_2 و R_1 (به عنوان فیدبک) در مقابل تغییرات درجه حرارت پایدار است. به رغم جریان‌های تنشی یا مقادیر مختلف β برای ترانزیستورهای مختلف، جریان‌های کار پایدار می‌گردند. بنابراین، ولتاژ نقطه‌ی X در ده ولت ثابت باقی می‌ماند.

خنک‌کننده یا رادیاتور حرارت برای ترانزیستورهای قدرت: همان‌طور که پیش از این گفته شد، برای کار با ترانزیستورهایی که بیش از یک وات تلفات دارند، باید از گرماگیر استفاده کرد. در دماهای خیلی زیاد حتی اگر ترانزیستور خراب هم نشود، عمر آن به علّت تغییرات گرمایی کاهش خواهد یافت.

هدف از کاربرد رادیاتور، انتقال گرما از ترانزیستور به سطح بزرگ‌تری است که بتواند گرما را به محیط اطراف دفع کند. برای قدرت‌های زیاد ــ چنان‌چه از نظر فضا محدودیتی باشد ــ در صورت نیاز از گوران هوا یا مایع استفاده می‌شود. گرچه در اکثر موارد از جابه‌جایی معمولی هوا استفاده می‌شود، حداکثر توانی که ترانزیستور تحمل می‌کند به دمای پیوند ترانزیستور مربوط است؛ زیرا توان تلف شده در ترانزیستور سبب افزایش دما در پیوندهای آن می‌شود. مسلماً یک ترانزیستور ۱۰۰ وات نسبت به یک ترانزیستور ۱۰ وات توان بیش‌تری دارد. هرگاه یک ترانزیستور به‌طور صحیح خنک شود، از نظر توان، تحمل بیش‌تری دارد و اجازه می‌دهد تا در ناحیه حداکثر توان کار کند.

باید توجه داشت که از دونوع ترانزیستورهای دوقطبی ــ یعنی ژرمانیم و سیلیکان ــ ترانزیستورهای سیلیکان در مقابل دماهای بالا تحمل بیش‌تری دارند؛ مثلاً حداکثر دمای پیوند این دسته از ترانزیستورها در نوع قدرت برابر است با

برای سیلیکان ۱۵۰°C تا ۲۰۰°C

برای ژرمانیم ۱۰۰°C تا ۱۱۰°C

در بسیاری از کاربردها توان متوسط تلف شده می‌تواند با رابطه‌ی زیر بیان شود.

$$P_D = V_{CE}I_C$$ معادله‌ی (۱۸ــ۵)

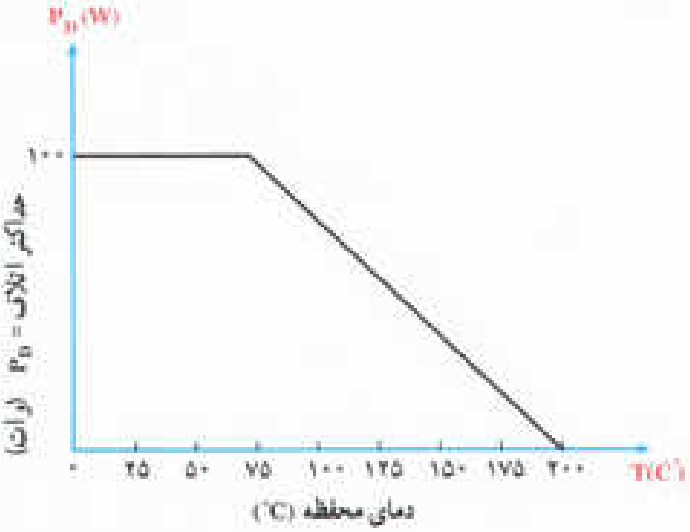
این توان تا وقتی که دما به حداکثر نرسیده مجاز است. هرگاه دما به حداکثر رسید، باید حداکثر توان کاهش یابد. به‌طوری که وقتی دمای محفظه‌ی ترانزیستور به حداکثر دمای مجاز می‌رسد، توان تلف شده در ترانزیستور به‌صفر کاهش می‌یابد.

هرچه توانی که ترانزیستور باید تحمل کند بیش‌تر باشد، دمای بدنه‌ی آن می تواند افزایش یابد. در واقع، عاملی که مصرف توان را در ترانزیستور محدود می‌سازد، دمای پیوند کلکتور در ترانزیستور است. ترانزیستورهای قدرت معمولاً در داخل بدنه‌های فلزی بزرگ کار گذاشته می‌شوند تا بدین‌وسیله سطح بزرگ، گرمای تولید شده را به خارج هدایت کند. علاوه بر این، به‌کار بردن یک ترانزیستور در هوا حداکثر توان قطعه را بسیار محدود می‌سازد. در عوض، اگر قطعه روی نوعی خنک کننده نصب شود، ظرفیت آن بالا می‌رود و به مقدار حداکثر آن که به‌وسیله‌ی تولیدکننده مشخص شده است، نزدیک‌تر می‌شود.

هرگاه خنک‌کننده برای خنک کردن ترانزیستور به‌کار رود، به علت وجود سطح تماس بیش تر با هوا، گرما به خارج هدایت می‌شود و دمای محفظه‌ی ترانزیستور در سطح پایین‌تری نسبت به حالت بدون خنک‌کننده خواهد ماند. حتی به هنگام بکار بردن خنک‌کننده‌ای با ابعاد بی‌نهایت (که البته از نظر فیزیکی وجود ندارد)، محفظه هم‌دما با محیط خواهد ماند و دمای پیوند، بالاتر از محفظه خواهد بود. از این‌رو، همواره باید حداکثر توان مورد توجه باشد.

حتی یک خنک کننده‌ی خوب هم نمی‌تواند ترانزیستور را با محیط هم‌دما کند. لذا لازم است حداکثر توان مجاز برای یک ترانزیستور را به خصوص با افزایش دمای آن ــ کاهش دهیم.

شکل ۱۶ــ۵ نمونه‌ای از منحنی توان ــ دما را برای ترانزیستور سیلیکان نشان می‌دهد. این منحنی نشان می‌دهد که تولیدکننده همواره دمای بالایی را پس از نزول منحنی مشخص می‌کند. برای سیلیکان، این دما ۲۰۰ درجه است که در آن توان به صفر وات تنزل کرده است.



شکل ۱۶ـ۵ـ منحنی اتلاف توان برای ترانزیستورهای سیلیکان

۶ـ۵ ـ مشخصه‌ی گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطه‌ی آن با توان تلف شده

انتخاب یک خنک‌کننده‌ی مناسب برای ترانزیستور قدرت به بحث مفصل تری نیاز دارد که برای مطالب مقدماتی این کتاب ـ در رابطه با ترانزیستور قدرت ـ مناسب نیست. با وجود این، تشریح بیش‌تر مشخصه‌ی گرمایی ترانزیستور و رابطه‌ی آن با توان تلف شده، ممکن است مفهوم واضح تری را برای توان که به‌وسیله‌ی دما محدود شده است ـ به دست دهد. بحث زیر زمینه را برای تحقق این هدف تا حدودی فراهم می‌آورد.

حرارت ایجاد شده در محل اتصال کلکتور و بیس برای انتقال به محیط اطراف ابتدا باید به بدنه‌ی ترانزیستور منتقل شود. انتقال این گرما معمولاً به کندی صورت می‌گیرد. عاملی که باعث این کندی می‌شود، **مقاومت حرارتی نیمه هادی** نام دارد. مقاومت حرارتی اتصال کلکتور بیس به بدنه با θ_{JC} مشخص می‌شود. واحد آن برحسب درجه‌ی سانتی‌گراد بر وات (°C/W) است که کارخانه‌ی سازنده‌ی ترانزیستور آن را مشخص می‌کند. مقدار متعارف برای یک ترانزیستور قدرت سیلیکونی با محفظه‌ی ۳ـ TO برابر با ۱/۵°C/W است. مقادیر معمولاً بین ۱ تا ۵۰°C/W است.

در صورت استفاده از رادیاتور، ترانزیستور گاهی توسط یک واشر و یک ماده‌ی سیلیکونی از فلز رادیاتور عایق می‌شود. معمولاً واشر هم دارای مقاومت حرارتی است که با θ_{CS} مشخص می‌شود. این نماد معرف مقاومت حرارتی از محفظه[1] به رادیاتور است و چنان‌چه مقدار آن مشخص نشده باشد، می‌توان آن را با تقریب برابر ۰/۵°C/W انتخاب کرد.

در نهایت، مقاومت حرارتی دیگری از بدنه به هوای اطراف وجود دارد که با θ_{SA} مشخص می‌شود و توسط عواملی مانند اندازه و شکل رادیاتور تعیین می‌گردد. کارخانه‌های سازنده‌ی رادیاتور، مقاومت حرارتی محصولات خود را مشخص می‌کنند.

قبل از انتخاب رادیاتور باید مقدار مقاومت حرارتی مورد نیاز را محاسبه کرد یا تخمین زد. معمولاً رادیاتورهای سطح بزرگ‌تر مقاومت حرارتی کم‌تری دارند و در نتیجه، درجه‌ی حرارت نیمه‌هادی برای یک توان مشخص، مقدار کم‌تری افزایش می‌یابد.

معادله‌ی زیر وابستگی توان تلف شده را با دمای محل اتصال نیمه‌هادی‌ها، درجه‌ی حرارت محیط و مقاومت حرارتی مشخص می‌کند.

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}} \qquad \text{معادله‌ی (۱۹ـ۵)}$$

در حالی که

P_D توان تلف شده برحسب وات است.

T_J حداکثر دمای مجاز محل اتصال برحسب درجه‌ی سانتی‌گراد می‌باشد؛

T_A حداکثر درجه‌ی حرارت محیط برحسب درجه‌ی سانتی‌گراد است؛

θ_{JC} مقاومت حرارتی محل اتصال به محفظه است؛

θ_{CS} مقاومت حرارتی محفظه به رادیاتور را مشخص می‌کند؛

و θ_{SA} مقاومت حرارتی رادیاتور به هوا را تعیین می‌کند.

مثال ۱: از ترانزیستوری با مقاومت گرمایی θ_{JC} برابر ۱/۵°C/W استفاده کنید و حداکثر دمای مجاز محل اتصال را ۱۲۵°C درنظر بگیرید. مقدار θ_{CS} را معادل ۰/۵°C/W فرض کنید. حداکثر دمای محیط ۵۰°C و توان تلف شده در ترانزیستور ۱۵ وات است. مقدار مناسب مقاومت حرارتی θ_{SA} رادیاتور چه‌قدر است؟

---

۱ ـ Case

راه حل:

با استفاده از معادله‌ی ۱۹ـ۵ داریم :

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

$$= \frac{۱۲۵ - ۵۰}{۱۵} - ۱/۵ - ۰/۵ = ۵ - ۱/۵ - ۰/۵ = ۳^{\circ}C/W$$

از هر رادیاتوری با مقاومت گرمایی $۳^{\circ}C/W$ یا کم‌تر می‌توان استفاده کرد. انتخاب نهایی به قیمت و حجم بستگی دارد. سازندگان معمولاً به‌جای مشخص کردن درجه‌ی حرارت مجاز اتصال، درجه‌ی حرارت مجاز بدنه را معرفی می‌کنند. در این حالت، به دانستن مقاومت حرارتی اتصال به محفظه نیازی نیست ؛ بنابراین، مقاومت حرارتی رادیاتور به‌وسیله‌ی معادله‌ی زیر مشخص می‌شود.

$$\theta_{SA} = \frac{T_C - T_A}{P_D} - \theta_{CS} \qquad \text{معادله‌ی (۲۰ـ۵)}$$

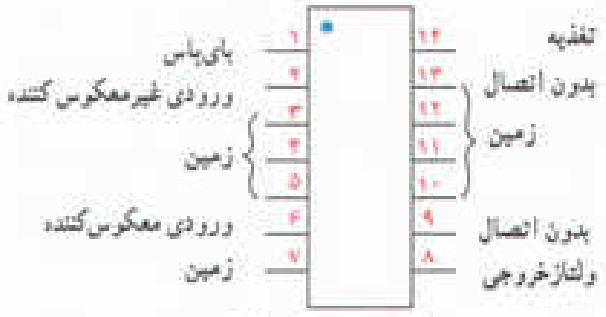
T_C درجه‌ی حرارت مجاز محفظه (بدنه) است و سایر مقادیر مطابق قبل می‌باشند.

البته چنان چه ترانزیستور بدون هیچ عایقی مستقیماً بر روی فلز رادیاتور نصب شده باشد، می‌توان θ_{CS} را حذف کرد. برای کسب اطمینان بیش‌تر می‌توان از کولر هوا برای رادیاتور استفاده نمود. برای این منظور، معمولاً رادیاتور را در قسمت خارجی جعبه قرار می‌دهند ؛ به‌طوری که همیشه در معرض هوای محیط باشد.

۷ـ۵ـ تقویت‌کننده‌های قدرت یک تراشه (مدار مجتمع)

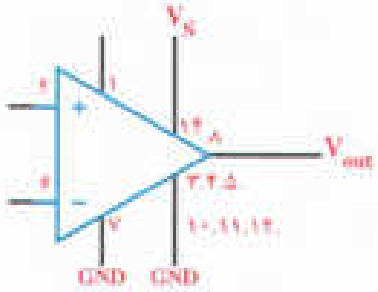
تقویت‌کننده‌های قدرت برای توانایی قدرت خروجی بیش‌تر معمولاً به‌صورت عناصر مجزا ساخته می‌شوند ؛ مانند تقویت‌کننده‌ی مکمل متقارن که قبلاً درباره‌آن توضیح دادیم. با وجود این، در سال‌های اخیر تعداد متنوعی از تقویت‌کننده‌های قدرت که توانایی تحویل تا چند وات را به مقاومت‌های بار کوچک (مانند بلندگو) دارند، ساخته شده‌اند.

یکی از این ترانه‌ها LM ۳۸۰ است که شکل ظاهری و نمودار آن را با اتصالات در شکل ۱۷ـ۵ مشاهده می‌کنید. LM ۳۸۰ در بسته‌بندی‌های ۱۴ و ۸ پایه وجود دارد. در نوع ۱۴ پایه، شماره‌های ۳، ۴، ۵، ۱۰، ۱۱ و ۱۲ به زمین وصل شده‌اند که نقش رادیاتور را دارند.

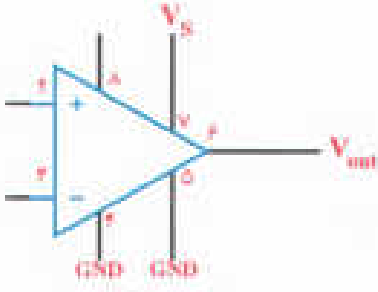


الف ـ بسته بندی ۱۴ پایه

ب ـ بسته‌بندی ۸ پایه



پ ـ نمودار ۱۴ پایه



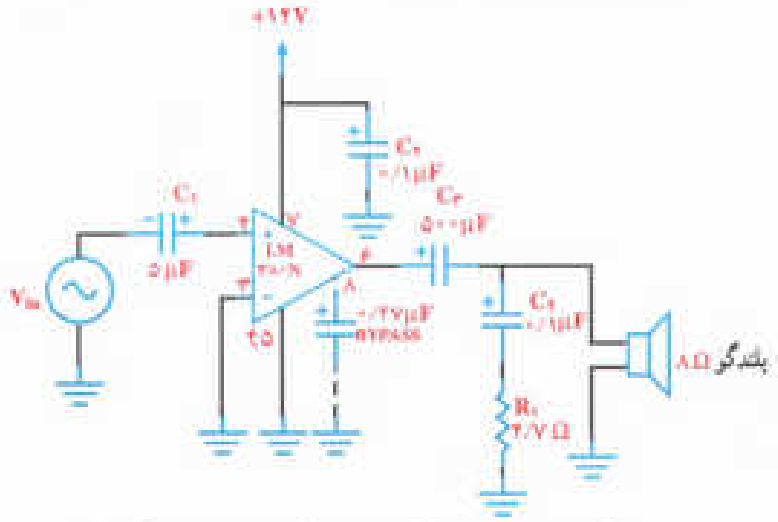
ت ـ نمودار ۸ پایه

شکل ۱۷ـ۵ـ نمودار و بسته‌بندی تقویت‌کننده‌ی قدرت LM ۳۸۰

بهره‌ی ولتاژ این تقویت‌کننده در برگه‌ی اطلاعات آن مساوی ۵۰ ثبت شده است. LM ۳۸۰ می‌تواند با منابع تغذیه از ۸ تا ۲۲ ولت کار کند. البته مانند مدارهای با عناصر مجزا، مقادیر توان خروجی بیش‌تر با استفاده ازمنابع تغذیه‌ی بزرگ‌تر میسر می‌گردد. همانند تقویت‌کننده‌ی متقارن مکمل، ولتاژ DC نقطه‌ی کار برابر $\frac{1}{2}V_{cc}$ است.

ـ به‌دلیل مقاومت ۱۵۰KΩ بین پایه‌های ورودی، می‌توان سیگنال ورودی را با تزویج ac یا dc به ورودی اعمال کرد. در هر صورت، باید ورودی غیرقابل استفاده (معکوس کننده یا غیرمعکوس کننده) را به زمین متصل کرد.

یک نوع سیم‌کشی متعارف در شکل ۱۸ـ۵ نشان داده شده است. سیگنال ورودی توسط یک خازن C_1 به ورودی غیرمعکوس‌کننده اعمال شده است. خازن C_2 منبع تغذیه را به زمین تزویج کرده است.

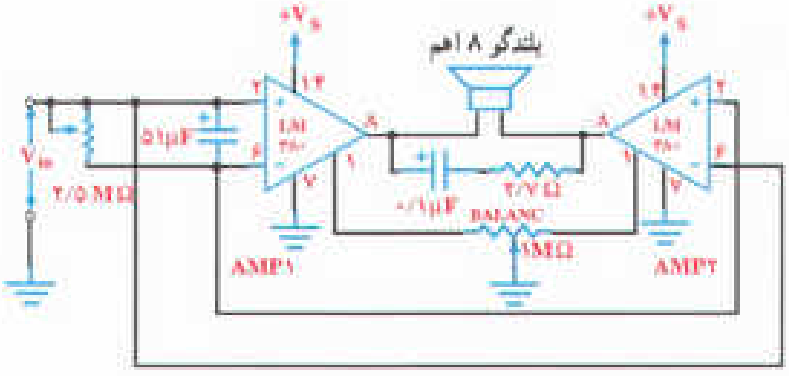


شکل ۱۸ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی قدرت کامل صوتی با یک ترانه

خازن C_2 باید تا حدامکان به بدنه‌ی آی‌سی نزدیک باشد. خازن C_3 و مقاومت R_1 که به بلندگو متصل شده‌اند، تمایل به نوسان مدار را به حداقل می‌رسانند. در صورت بروز ناپایداری مناسب است که با یک خازن ۰/۲۷μF پایه‌ی ۸ را به زمین اتصال کوتاه کرد.

یک نوع دیگر LM۳۸۰N ، با شماره‌ی LM۳۸۴N است که می‌تواند توان ۵ W به خروجی تحویل دهد. اتصال پایه‌ها و نمودار مدار مانند LM۳۸۰N است اما LM۳۸۴N می‌تواند با ولتاژ منبع تغذیه تا ۲۶ ولت کار کند.

نوعی تقویت‌کننده‌ی قدرت یک ترانه‌ای، تقویت‌کننده‌ی پل است که در شکل ۱۹ـ۵ مدار آن را می‌بینید. در این تقویت‌کننده، دو عدد LM۳۸۰ به‌صورت پل به یک‌دیگر متصل شده‌اند. سیگنال ورودی که به پایه‌ی غیرمعکوس تقویت‌کننده‌ی شماره‌ی ۱ متصل شده، به صورت معکوس ـ یعنی به ورودی



شکل ۱۹ـ۵ـ تقویت‌کننده‌ی پل

معکوس‌کننده‌ی تقویت‌کننده‌ی شماره‌ی ۲ ــ اعمال شده است. بنابراین، خروجی دو تقویت‌کننده با یک دیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند. بدین‌جهت، چنان چه خروجی تقویت‌کننده‌ی ۱ به سمت ولتاژ مثبت میل کند، خروجی تقویت‌کننده‌ی ۲ به سمت ولتاژ منفی میل خواهد کرد و به عکس. این امر باعث می‌شود که ولتاژ ماکزیمم دوسر بلندگو دوبرابر حالتی باشد که از یک تقویت‌کننده استفاده می‌شود؛ در نتیجه، توان تحویل داده شده به بلندگو افزایش می‌یابد.

هنگام استفاده از تقویت‌کننده‌ی پل باید دقت کرد که ولتاژ نقطه‌ی کار خروجی دو تقویت‌کننده یک مقدار را داشته باشند. با توجه به مشخصات تقویت کننده‌ی ولتاژ، نقطه‌ی کار خروجی نباید بیشتر از $\pm 1V$ یا $\frac{V_{CC}}{2}$ اختلاف داشته باشد.

بنابراین، ولتاژ DC دو سر سیم‌پیچ بلندگو در غیاب سیگنال ورودی می‌تواند تا ۲V افزایش یابد. این ولتاژ مطلوب نیست؛ بدین جهت پایه‌های شماره‌ی ۱ دو تقویت‌کننده را با یک مقاومت تعادل ۱ مگااهمی به یک‌دیگر وصل کرده‌اند. تعادل یا صفرشدن ولتاژ DC دو سر بلندگو حاصل می‌شود.

نوعی تقویت‌کننده‌ی صوتی دیگر که تا چند صدمیلی وات توان را به خروجی تحویل می‌دهد، LM۳۸۶ است که می‌تواند با ولتاژهای کم تا ۴V کار کند. در زیر خلاصه‌ای از مشخصات LM۳۸۶ داده شده است.

توان خروجی mW ۷۰۰ ــ ۳۲۵

بهره‌ی ولتاژ ۲۰۰ــ۲۰

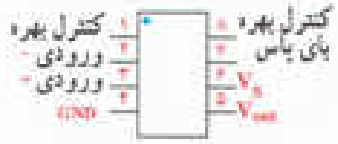
ولتاژ تغذیه V ۱۲ــ۴

مقاومت ورودی kΩ ۵۰

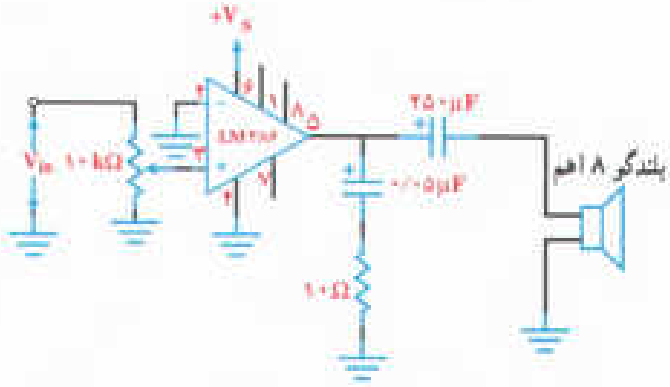
عرض باند kHz ۳۰۰

نمودار یک مدار خیلی ساده در شکل ۲۰ــ۵ نمایش داده شده است. آن چه شما باید انجام دهید، اضافه کردن یک کنترل‌کننده‌ی صوت در ورودی و یک بلندگو در خروجی است؛ (مانند LM۳۸۰) . برای جلوگیری از نوسان، ممکن است لازم باشد یک مدار RC کوچک به ورودی بلندگو اضافه کنید.

با اضافه کردن یک مدار RC بین پایه‌های شماره‌ی ۱ و ۸



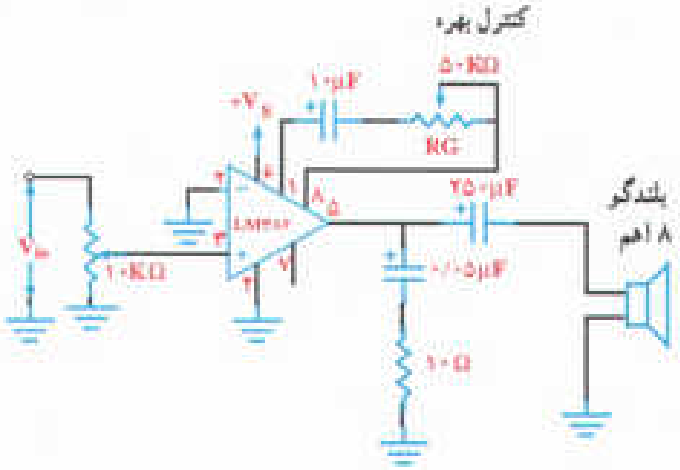
الف ــ بسته‌بندی



ب ــ یک مدار بسیار ساده (بهره = ۲۰)

شکل ۲۰ــ۵ــ تقویت‌کننده‌ی صوتی با LM۳۸۶

می‌توان بهره را افزایش داد. شکل ۲۱ــ۵ چگونگی تنظیم بهره را با استفاده از پتانسیومتر R_G نشان می‌دهد. بهره‌ی ماکزیمم به ۲۰۰ می‌رسد.



شکل ۲۱ــ۵ــ تقویت‌کننده‌ی قدرت با بهره‌ی قابل تغییر

تقویت کننده‌های تک ترانه‌ای مانند LM۳۸۰N یا LM۳۸۶ طراحی یک تقویت‌کننده‌ی توان تا چند وات را خیلی ساده می‌کنند. از این‌گونه تقویت‌کننده‌ها در رادیو، ضبط و تقویت‌کننده‌های صوتی می‌توان استفاده کرد.

خودآزمایی

۱ـ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت را نام ببرید.

۲ـ حداکثر بازده یک تقویت‌کننده‌ی قدرت با بار ترانسفورماتوری که در کلاس A کار می‌کند، چه‌قدر است؟

۳ـ در تقویت کننده‌های قدرت منظور از اعوجاج تقاطعی چیست و چگونه آن را برطرف می‌کنند؟

۴ـ در شکل ۵ـ۷ آیا می‌توان جای دو مقاومت PR_2 و R_4 را با یک‌دیگر عوض کرد؟

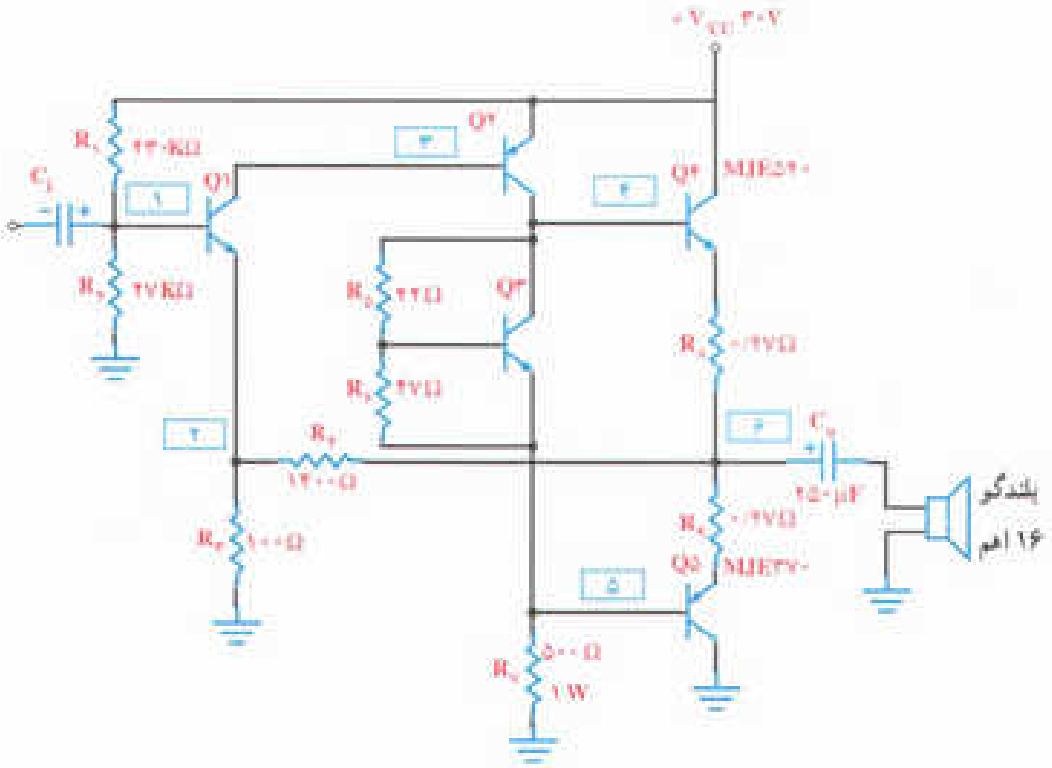
۵ـ در شکل ۵ـ۱۲ ترانزیستور Q_3 چه عملی انجام می‌دهد؟ شرح دهید.

۶ـ در شکل ۵ـ۱۵ اگر درحالت DC هدایت ترانزیستور Q_4 نسبت به Q_5 افزایش یابد، چگونه از افزایش آن جلوگیری می‌کند؟ شرح دهید.

۷ـ چگونه می‌توان بازده یک تقویت کننده را افزایش داد؟

۸ـ هنگام استفاده از ترانسه‌ی LM۳۸۶ ، به کدام مشخصات آن باید توجه کرد؟

۹ـ در شکل ۵ـ۲۲ اگر تمام ترانزیستورها از جنس سیلیکان با $|V_{BE}| = ۰/۶V$ باشند، ولتاژ DC نقاط ۱ تا ۶ را در داخل مستطیل‌های نشان داده شده بنویسید.



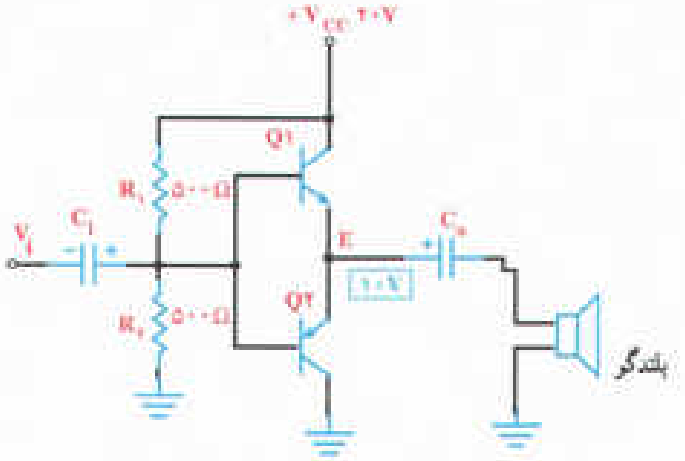
شکل ۵ـ۲۲

۱۰ـ یک ترانزیستور قدرت سیلیکان به خنک‌کننده‌ای با مقاومت گرمایی ($\theta_{SA} = ۱/۵^\circ C/W$) متصل شده است. توان ترانزیستور در ۲۵ درجه برابر ۱۵۰ W و $\theta_{JC} = ۰/۵^\circ C/W$ و $\theta_{CS} = ۰/۶^\circ C/W$ است. حداکثر توانی که این ترانزیستور می‌تواند تلف کند، چه‌قدر است؟ اگر دمای محیط ۴۰°C و حداکثر دما $T_{J\,max} = ۲۰۰^\circ C$ باشد.

۱۱ــ در شکل ۲۲ــ۵ حداکثر چه قدرتی به بلندگو اعمال می‌شود؟

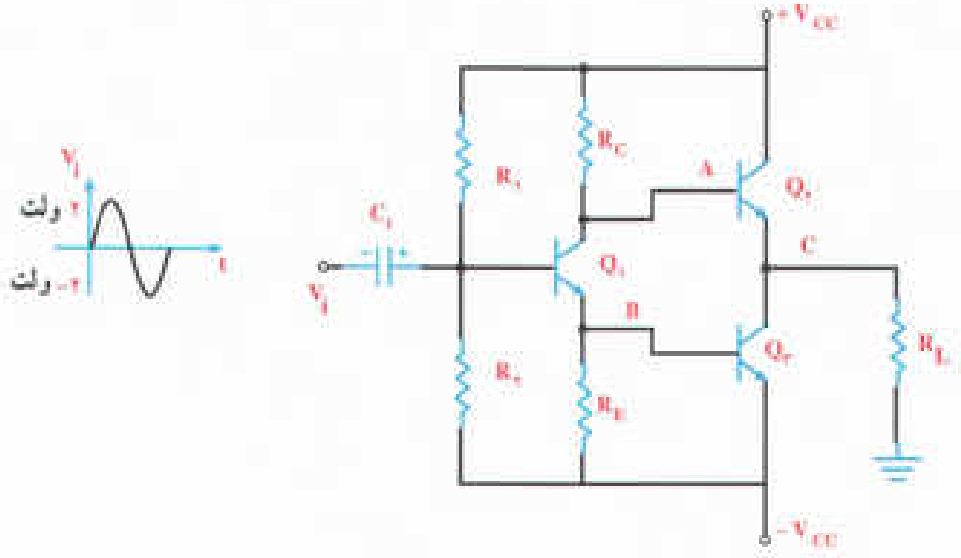
۱۲ــ عدد شایستگی را تعریف کنید.

۱۳ــ در شکل ۲۳ــ۵ اگر ورودی یک سیگنال، سینوسی با دامنه‌ی ۲ ولت باشد، سیگنال خروجی را رسم کنید و دامنه‌ی آن را تعیین کنید. $|V_{BE}| = ۰/۶۷$



شکل ۲۳ــ۵

۱۴ــ در شکل ۲۴ــ۵ با توجه به سیگنال ورودی، شکل موج ولتاژ نقاط A ، B و C را با حفظ رابطه‌ی زمانی رسم کنید و مقدار تقریبی دامنه‌ی هریک را مشخص کنید. $R_C = R_E$



شکل ۲۴ــ۵

فصل ششم

تقویت‌کننده‌های تفاضلی[1] و عملیاتی

هدف کلی: در این فصل، پس از آشنایی با اساس کار یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی و چگونگی استفاده از آن به عنوان تقویت‌کننده، با تقویت‌کننده‌ی عملیاتی آشنا خواهید شد. تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در ساخت تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نقش اساسی دارد. در ادامه، مدار معادل و ساختمان داخلی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی به صورت بلوک دیاگرام بررسی می‌شود. سپس چند مدار کاربردی از آن تشریح خواهد شد.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود :

۱ـ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی را از نظر DC بررسی کند.

۲ـ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی را از نظر AC بررسی کند.

۳ـ ولتاژ offset را شرح دهد.

۴ـ به سؤال‌های مربوط به تقویت‌کننده‌ی تفاضلی پاسخ دهد.

۵ـ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده‌ی عملیاتی را رسم کند.

۶ـ مشخصات تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ایده‌آل را نام ببرد.

۷ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی معکوس‌کننده را شرح دهد.

۸ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی غیرمعکوس‌کننده را شرح دهد.

۹ـ مدار مقایسه‌کننده با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۰ـ مدار جمع‌کننده با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۱ـ مدار محدودکننده با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۲ـ مدارهای بافر مثبت و بافر منفی را شرح دهد.

۱۳ـ مدار تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۴ـ مدار مشتق‌گیر با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۵ـ مدار انتگرال‌گیر با استفاده از op-Amp را شرح دهد.

۱۶ـ یکسوساز نیم موج ایده‌آل را شرح دهد.

۱۷ـ به سؤال‌های مربوط به تقویت‌کننده‌ی عملیاتی پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

در تقویت‌کننده‌های معمولی ـ مانند امیتر مشترک ـ برای به‌دست آوردن پایداری حرارتی مناسب، مقاومت R_E باید نسبتاً بزرگ باشد که این خود باعث کاهش ضریب تقویت می‌شود. در صورتی که بخواهیم سیگنال‌های

---

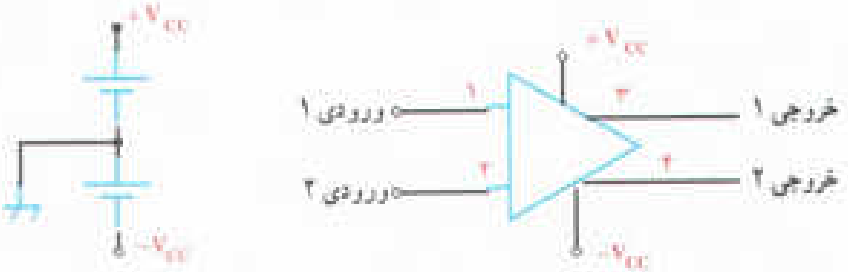
۱ ـ Differential and operational Amplifiers

AC را تقویت کنیم، می‌توانیم مقاومت R_E را به اندازه‌ی کافی بزرگ انتخاب کنیم تا پایداری حرارتی مطلوب به‌دست آید. برای داشتن ضریب تقویت کافی، می‌توان با یک خازن بای‌پاس مقاومت R_E را برای سیگنال‌های AC اتصال کوتاه کرد ولی اگر فرکانس سیگنال کم یا DC باشد، وجود خازن تأثیری ندارد و ضریب تقویت کاهش می‌یابد. برای تقویت سیگنال‌های با فرکانس پایین یا DC از تقویت‌کننده‌ی دیفرانسیل استفاده می‌کنیم. یکی دیگر از مشکلات تقویت‌کننده‌هایی که تا این‌جا آن‌ها را بررسی کردیم، این است که قابلیت تمیز سیگنال از نویز را ندارند و هردو را به یک اندازه تقویت می‌کنند. ولی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی دارای قابلیت تفکیک سیگنال از نویز است و می‌تواند هرکدام را با ضریب تقویت متفاوتی به خروجی مدار منتقل کند. از ترکیب چند تقویت‌کننده‌ی تفاضلی و تقویت‌کننده‌های ولتاژ و جریان، تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ساخته می‌شود.

تقویت‌کننده‌های عملیاتی که به اختصار op-Amp[1] نامیده می‌شوند تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ مستقیم هستند که ضریب تقویت ولتاژ بسیار بزرگی دارند. op-Amp دارای ضریب تقویت ولتاژ بالاست؛ بنابراین، اگر به ورودی‌های آن اختلاف پتانسیل بسیار کوچکی اعمال شود، باید در خروجی آن ولتاژ بسیار بزرگی به‌وجود آید ولی در عمل، تقویت‌کننده وارد ناحیه‌ی اشباع می‌شود و به‌صورت غیرخطی عمل می‌کند. در صورتی که op-Amp به عنوان یک تقویت‌کننده‌ی خطی مورد استفاده قرار گیرد، ضریب تقویت کل تقویت‌کننده‌ی موردنظر به روش‌های مختلف قابل کنترل خواهد بود. تقویت‌کننده‌های عملیاتی مجتمع با مشخصات پیش‌بینی شده، در سیستم‌های الکترونیکی کاربردهای متنوعی دارند. از نظر اقتصادی نیز ارزان قیمت‌اند و از مزایایی چون ابعاد کوچک، قابلیت اطمینان بالا و پایداری حرارتی خوب برخوردارند.

۱ــ۶ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

شمای فنی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در شکل ۱ــ۶ ــ الف نشان داده شده است. همان‌طور که می‌بینید، در این شکل دوترمینال ورودی و دو ترمینال خروجی وجود دارد ما ابتدا باید ارتباط این ترمینال‌ها را بدانیم تا بتوانیم تقویت‌کننده را به‌کار گیریم. دقت کنید که درشکل ۱ــ۶ ــ الف دو ترمینال برای اتصال خط تغذیه وجود دارد. نحوه‌ی اتصال دو خط تغذیه در شکل ۱ــ۶ــ ب نشان داده شده است. ترمینال‌های ورودی و خروجی ممکن است با اتصال زمین متفاوت باشند. ولتاژهای ورودی را می‌توان به یک یا هردو ترمینال ورودی اعمال کرد. ولتاژ خروجی نیز در هر دو ترمینال خروجی ظاهر می‌شود. البته بین ترمینال‌های ورودی و خروجی پلاریته‌ی متفاوتی وجود دارد.



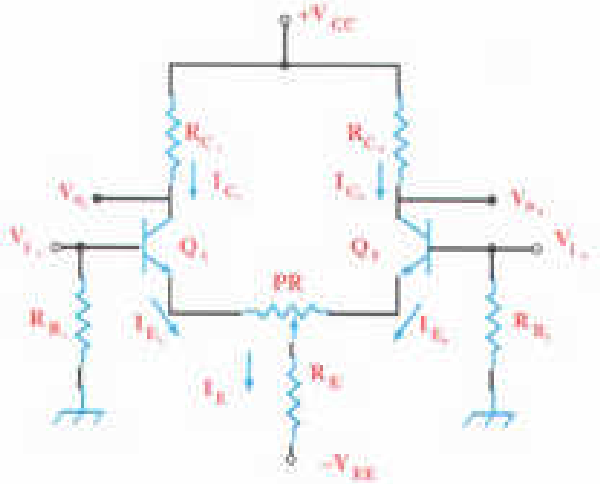
الف ــ شمای فنی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

ب ــ اتصال دو خط تغذیه

شکل ۱ــ۶

۱ ــ Operational Amplifier

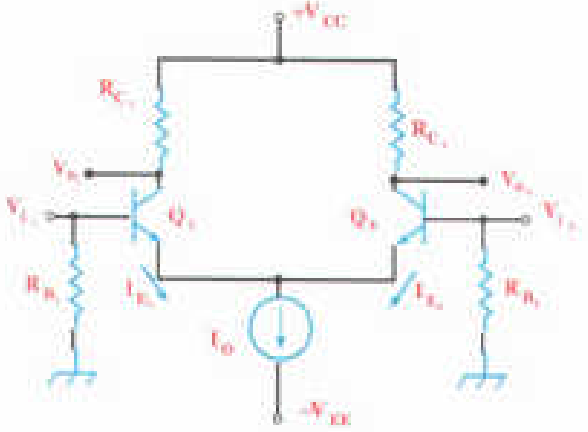
در شکل ۲ــ۶ مدار یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با ورودی‌های V_{i_1} و V_{i_2} و خروجی‌های V_{o_1} و V_{o_2} نشان داده شده است. ورودی‌ها به بیس دو ترانزیستور مجزا اعمال می‌شوند. با وجود این، همان‌طور که مشاهده می‌کنید، امیترها به مقاومت مشترکی اتصال دارند. از این‌رو دو خروجی V_{o_1} و V_{o_2} به‌وسیله‌ی یک یا هر دو سیگنال ورودی تحت تأثیر قرار می‌گیرند. خروجی‌ها از کلکتور هر ترانزیستور دریافت می‌شوند. هم‌چنین، دو منبع تغذیه برای مدار وجود دارد که برای هیچ یک از آن‌ها ترمینال زمین نشان داده نشده است ولی در حقیقت، قطب‌های مخالف هردو منبع مثبت و منفی به زمین متصل‌اند.



شکل ۲ــ۶ــ مدار تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

۲ــ۶ــ بررسی رفتار DC تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

شکل ۲ــ۶ اساس مدار تقویت‌کننده‌ی تفاضلی را نشان می‌دهد که اجزا و قطعات هر دو نیمه از نظر تعداد و مقدار باهم مساوی‌اند؛ یعنی، $R_{C_1} = R_{C_2}$ ، $R_{B_1} = R_{B_2}$ ، $Q_1 = Q_2$ و مقاومت امیتر R_E نیز در Q_1 و Q_2 مشترک است. هم‌چنین از یک پتانسیومتر PR که می‌تواند مدار را به حالت تعادل درآورد و به دو نیمه، جریان‌های مساوی بدهد، استفاده شده است. به‌طوری که تحت شرایط عادی و درجه‌ی حرارت داده شده، ولتاژهای دو کلکتور مساوی باشند. اگر β ترانزیستورها خیلی زیاد باشد، می‌توان از جریان بایاس بیس ترانزیستورها صرف‌نظر کرد. در این‌صورت، $I_{C_1} = I_{E_1}$ و $I_{C_2} = I_{E_2}$ است. جریان I_E که برابر است با مجموع دو جریان I_{E_1} و I_{E_2}، مقدار ثابتی است. در بعضی از مدارها به‌جای مقاومت R_E از یک منبع جریان ــ طبق شکل ۳ــ۶ ــ استفاده می‌شود.



شکل ۳ــ۶ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با منبع جریان

در این حالت، $I_E = I_{E_1} + I_{E_2}$ مقدار ثابتی است؛ به‌طوری که با افزایش I_{E_1} جریان I_{E_2} کاهش و با کاهش I_{E_1} جریان I_{E_2} افزایش می‌یابد.

۱ــ ولتاژ انحراف از میزان یا افست[1]: ولتاژ انحراف از میزان، اختلاف ولتاژ DC است که برای دست‌یابی به خروجی صفر باید به ترمینال‌های ورودی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی اعمال شود.

۲ــ جریان انحراف از میزان: به اختلاف جریان‌های DC ورودی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی، **جریان انحراف از میزان** می‌گویند.

۳ــ۶ــ مدار منبع جریان

منبع جریان مداری است که در آن جریان خروجی به مقاومت بار بستگی ندارد. در شکل ۴ــ۶ مدار یک منبع جریان ساده‌ی ترانزیستوری نشان داده شده است. ولتاژ دوسر مقاومت R_E را می‌توان از رابطه‌ی $V_{R_E} = R_E \times I_E = V_z - V_{EB}$ محاسبه کرد. چون مقادیر R_E ، V_z و V_{EB} ثابت‌اند، I_E نیز ثابت است. هم‌چنین، جریان کلکتور ترانزیستور تقریباً با جریان I_E برابر است. لذا I_C نیز ثابت می‌باشد.

۱ــ Offset

۴ــ۶ــ بررسی رفتار AC تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی ممکن است در چهار حالت مورد استفاده قرار گیرد :

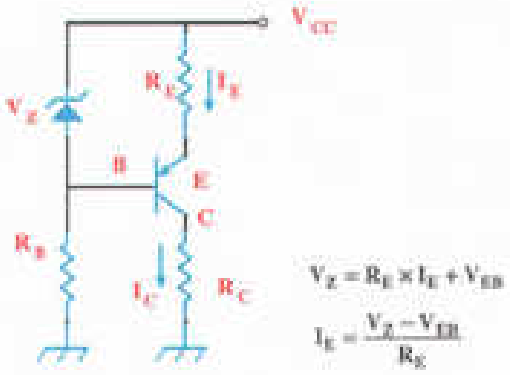
الف ــ یک ورودی، دوخروجی ؛

ب ــ دو ورودی، دو خروجی ؛

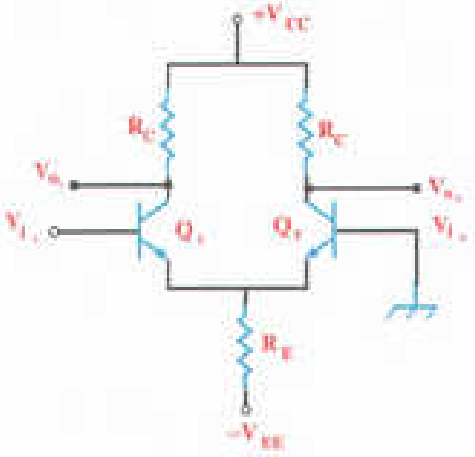
پ ــ یک ورودی، یک خروجی ؛

ت ــ دو ورودی، یک خروجی.

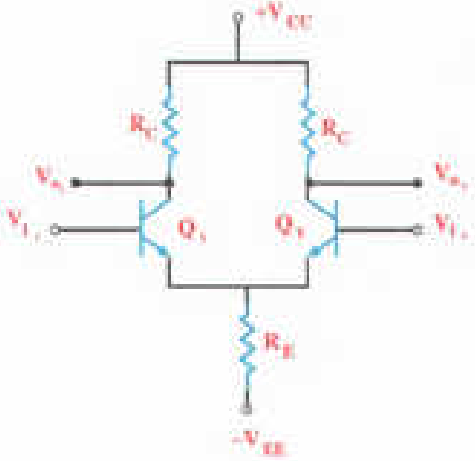
در شکل ۵ــ۶ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در چهار حالت نشان داده شده است.



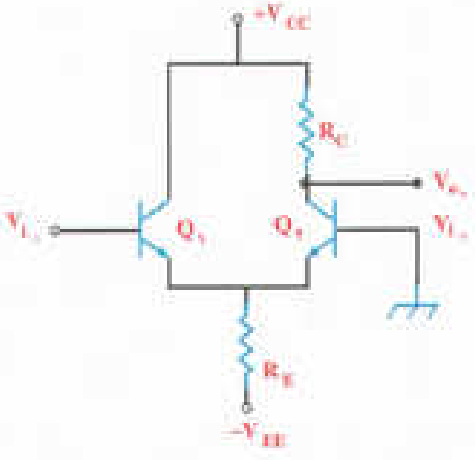
شکل ۴ــ۶ــ مدار یک منبع جریان ساده‌ی ترانزیستوری



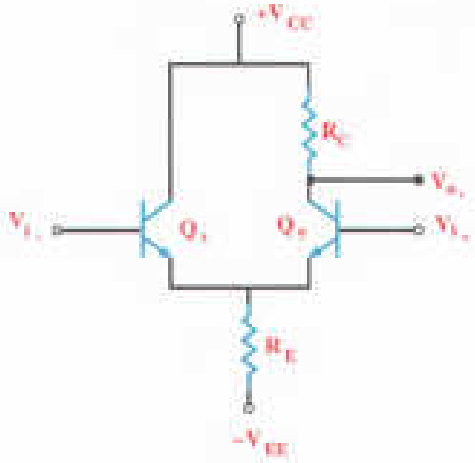
الف



ب



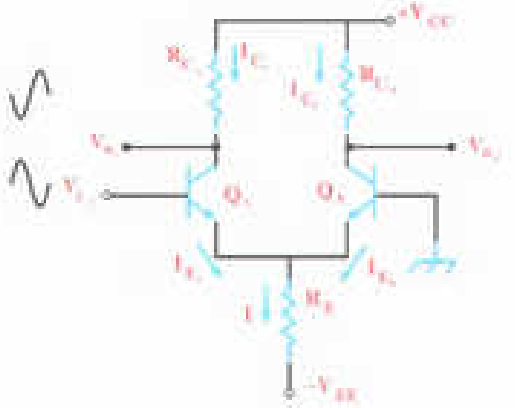
پ



ت

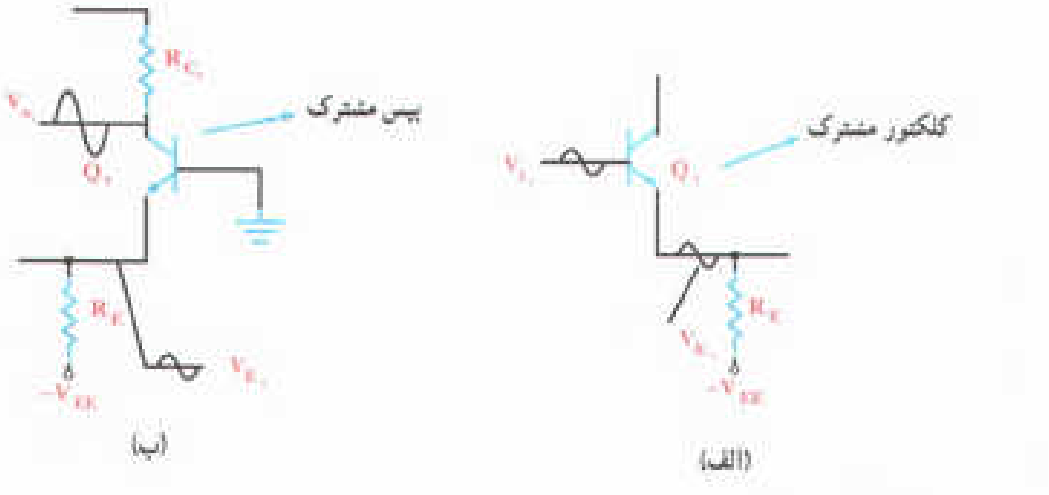
شکل ۵ــ ۶ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در حالت‌های مختلف

۱ــ تقویت‌کننده ی تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی: در شکل ۶ــ۶ مدار یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی نشان داده شده است.



شکل ۶ــ۶ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی

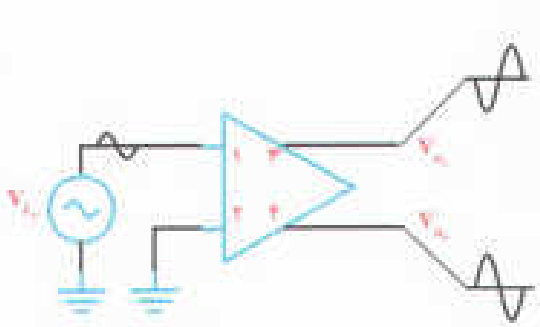
در این مدار، سیگنال V_{i_1} به بیس ترانزیستور Q_1 اعمال شده و بیس ترانزیستور Q_2 به زمین وصل شده است. سیگنال اعمال شده به بیس Q_1، هدایت این ترانزیستور را کنترل می‌کند. در نتیجه، جریان I_{C_1} و I_{E_1} متناسب با سیگنال ورودی تغییر می‌کند. اگر خروجی Q_1 را درنظر بگیریم، ترانزیستور Q_1 به‌صورت امیتر مشترک عمل می‌کند. لذا سیگنال خروجی تقویت‌شده‌ی سیگنال بیس آن می‌باشد و خروجی V_{o_1} با سیگنال V_{i_1} در فاز مخالف است. همان‌طور که قبلاً گفتیم، سیگنال ورودی مقدار I_{C_1} و I_{E_1} را تغییر می‌دهد و به‌دلیل ثابت بودن جریان I که مساوی مجموع دو جریان I_{E_1} و I_{E_2} است، با تغییر I_{E_1} به‌ناچار I_{E_2} نیز تغییر خواهد کرد. بدین ترتیب، سیگنال تقویت شده توسط Q_1 به امیتر Q_2 اعمال می‌شود. چون بیس Q_2 به زمین اتصال دارد و خروجی V_{o_2} را از کلکتور Q_2 دریافت می‌کنیم، این ترانزیستور درحالت بیس مشترک به‌کار رفته است. لذا سیگنال خروجی V_{o_2} با سیگنال V_{i_1} هم‌فاز می‌باشند. طبق شکل ۷ــ۶ــ الف برای ورودی روی بیس Q_1 و خروجی کلکتور Q_2 ترانزیستور Q_1 به‌صورت کلکتور مشترک عمل می‌کند. چون امیتر دو ترانزیستور به هم متصل‌اند ــ طبق شکل ۷ــ۶ــ ب ــ ترانزیستور Q_2 به‌صورت بیس مشترک قرار دارد. بدین ترتیب، در خروجی Q_2 سیگنالی هم‌فاز و در خروجی Q_1 سیگنال با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با ورودی Q_1 خواهیم داشت. در واقع، اگر سیگنال ورودی را به بیس هریک از ترانزیستورها اعمال کنیم، تقویت‌شده‌ی آن را در خروجی خودش با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز و در خروجی دیگری به‌صورت هم‌فاز دریافت خواهیم کرد.



(ب) (الف)

شکل ۷ــ۶ــ عملکرد تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با یک ورودی

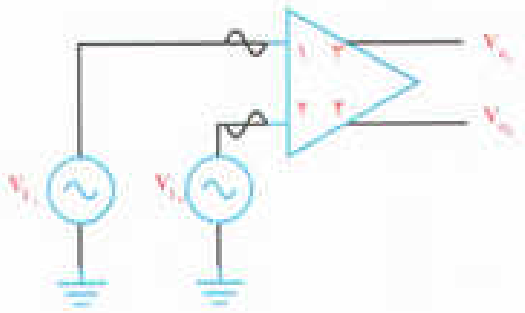
بنابر آن چه گفته شد، می‌توان نتیجه گرفت که با اتصال کوتاه بیس Q_1 به زمین و اعمال ورودی به بیس Q_2، خروجی V_{o_2} با ورودی در فاز مخالف و خروجی V_{o_1} با ورودی هم‌فاز است. در شکل ۸ــ۶ شمای فنی یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی در دو حالت الف و ب نشان داده شده است. از این مدارها به‌عنوان جداکننده‌ی فاز استفاده می‌شود.



شکل ۸ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی

۲ـ عملکرد ورودی تفاضلی (Differential mode):

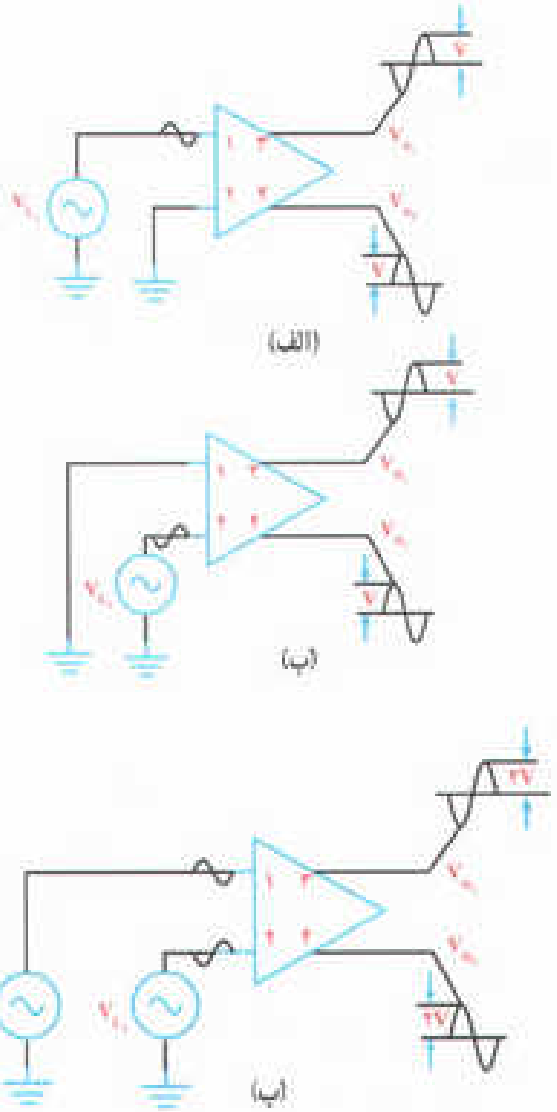
کاربرد معمول حالت دو ورودی وقتی است که دو سیگنال ورودی در فاز مخالف و با دامنه‌ی مساوی باشند. در شکل ۹ـ۶ چنین مداری را مشاهده می‌کنید. اکنون باید دید که چگونه هر ورودی، خروجی‌ها را تحت تأثیر قرار می‌دهد و شکل موج خروجی‌ها چگونه است. عملکرد مدار را می‌توان به روش جمع آثار بررسی کرد؛ یعنی فرض کرد که به هر ورودی به‌طور جداگانه سیگنال اعمال شده است و به ازای آن ورودی، خروجی‌ها را درنظر گرفت.



شکل ۹ـ۶ـ عملکرد با تفاضل سیگنال‌های ورودی

در شکل ۱۰ـ۶ ـ الف خروجی‌ها به ازای $V_{i_2} = 0$ نشان داده شده‌اند. در این حالت، دامنه‌ی سیگنال‌های خروجی V_{o_1} و V_{o_2} مساوی ۷ فرض شده است. در شکل ۱۰ـ۶ـ ب خروجی‌ها به ازای $V_{i_1} = 0$ نشان داده شده‌اند. چون دامنه‌ی سیگنال‌های ورودی در دو حالت الف و ب مساوی فرض شده است، در حالت ب نیز دامنه‌ی سیگنال‌های خروجی مساوی ۷ است.

اکنون اگر طبق شکل ۱۰ـ۶ ـ ب هر دو ورودی V_{i_1} و V_{i_2} به تقویت‌کننده‌ی تفاضلی اعمال گردند، سیگنال‌های خروجی مربوط به دو ورودی با یک‌دیگر جمع می‌شوند و از خروجی‌های V_{o_1} و V_{o_2} دو سیگنال با فاز مخالف و دامنه‌ی ۲۷ دریافت خواهد شد.

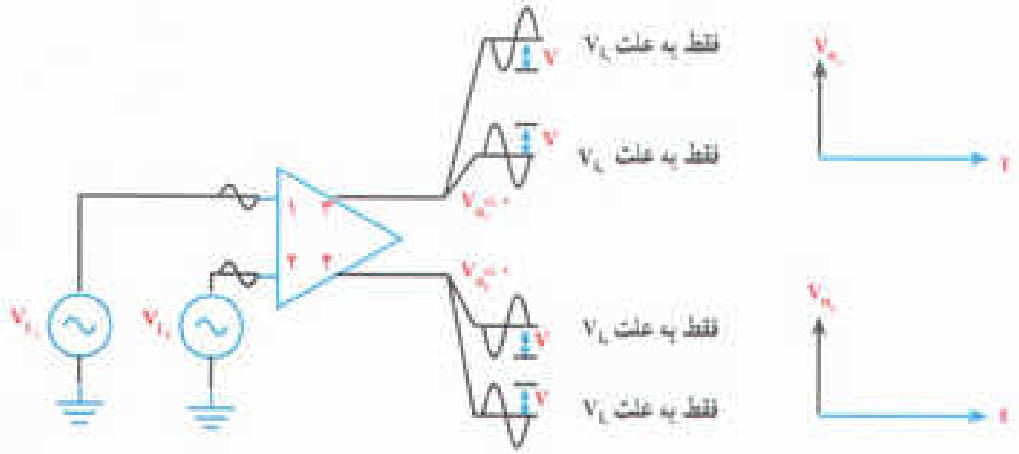


شکل ۱۰ـ۶ـ عملکرد تفاضلی تقویت‌کننده: الف ـ $V_{i_2} = 0$، ب ـ $V_{i_1} = 0$ و ب ـ هر دو ورودی وجود دارند.

۳ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در حالت سیگنال مشترک (Common mode) : در شکل ۱۱ــ۶ سیگنال‌های ورودی هم‌فاز و هم‌دامنه‌اند. به این حالت، **سیگنال مشترک** می‌گویند. در این حالت نیز اگر سیگنال‌های خروجی مربوط به هر ورودی را به روش جمع آثار رسم کنیم ؛ مشاهده خواهیم کرد که سیگنال‌های V_{o_1} و V_{o_2} هریک جمع دو سیگنال قرینه است.

لذا $V_{o_1} = 0$ و $V_{o_2} = 0$ می‌شود.

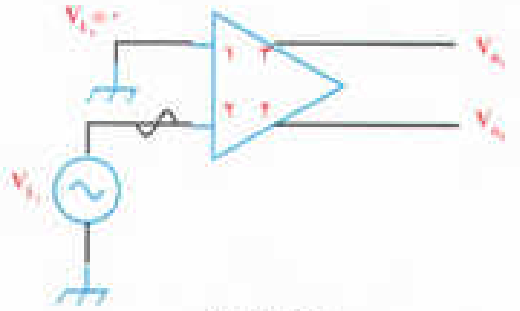
حالت سیگنال مشترک یکی از محاسن استفاده از تقویت‌کننده‌ی دیفرانسیلی به‌شمار می‌آید ؛ زیرا سیگنال‌های مشترکی که به‌وسیله‌ی پارازیت، تغییرات ولتاژ منبع تغذیه و درجه حرارت پدید می‌آیند و تغییرانشان در هر دو ترانزیستور یکی است، کاملاً حذف می‌شوند.



شکل ۱۱ــ۶ــ عمل با سیگنال‌های ورودی هم‌فاز

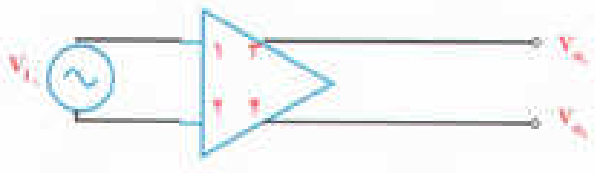
خودآزمایی

۱ــ در شکل ۱۲ــ۶ شکل موج‌های خروجی V_{o_1} و V_{o_2} را رسم کنید.



شکل ۱۲ــ۶

۲ــ در شکل ۱۳ــ۶ شکل موج‌های خروجی V_{o_1} و V_{o_2} را رسم کنید.



شکل ۱۳ــ۶

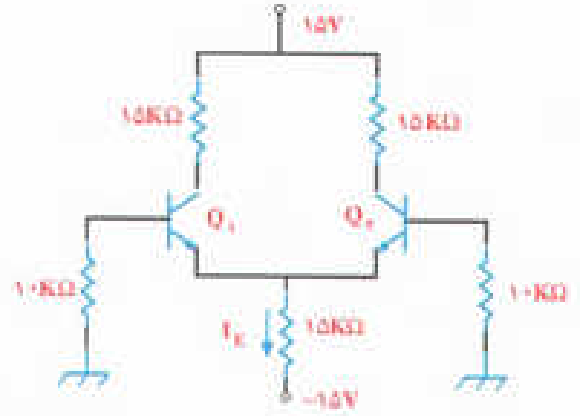
۳ــ در شکل ۱۴ــ۶ جریان I_E ولتاژهای V_{CE_1} و V_{CE_2} را محاسبه کنید.

$V_{BE_1} = V_{BE_2} = 0/7V$

$\beta_1 = \beta_2 = 200$

$i_{C_1} \simeq i_{E_1}$

$i_{C_2} \simeq i_{E_2}$



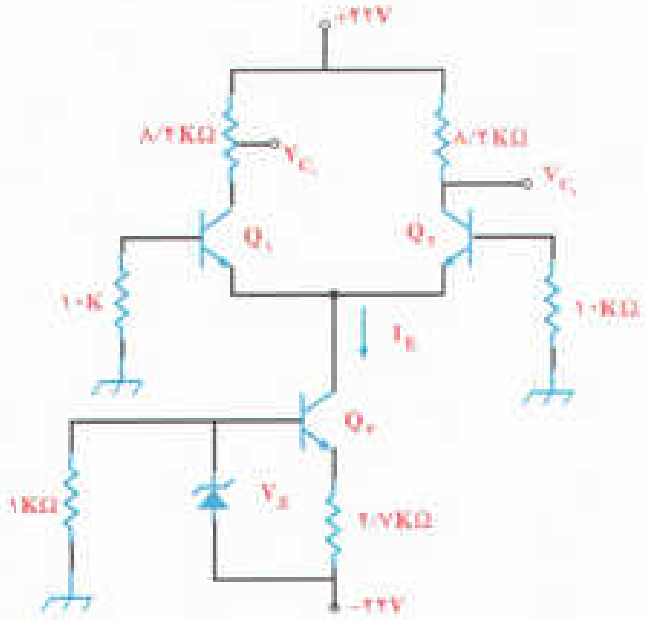
شکل ۱۴ــ۶

۴ــ در شکل ۱۵ــ۶ جریان I_E را محاسبه کنید. (ترانزیستورها مشابه‌اند).

$\beta = ۲۰۰$

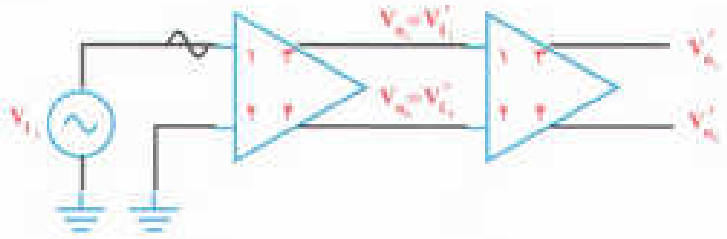
$V_Z = ۸V$

$V_{BE} = ۰/۷V$



شکل ۱۵ــ۶

۵ــ در شکل ۱۶ــ۶ شکل موج‌های V_{C_1}، V_{C_2}، V_{C_3} و V'_{C_3} را با توجه به سیگنال V_i رسم کنید.



شکل ۱۶ــ۶

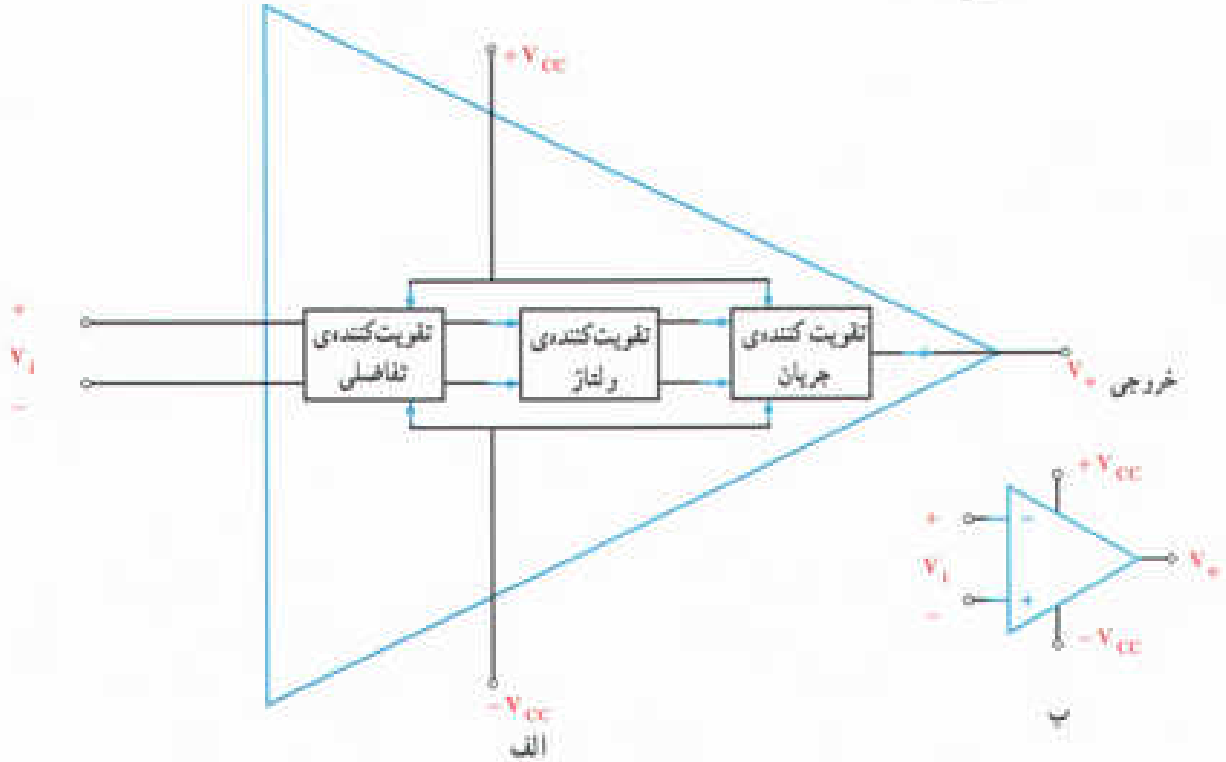
۵ــ۶ــ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

در شکل ۱۷ــ۶ بلوک دیاگرام و شمای فنی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نشان داده شده است. تقویت‌کننده‌های عملیاتی به‌صورت‌های مختلف و پیچیده‌ای ساخته می‌شوند که طبقات مشابهی دارند. به‌طور کلی، بلوک دیاگرام یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی از سه قسمت اصلی تشکیل شده است:

الف ــ تقویت‌کننده‌ی تفاضلی (طبقه‌ی ورودی)؛

ب ــ تقویت‌کننده‌ی ولتاژ (طبقه‌ی میانی)،

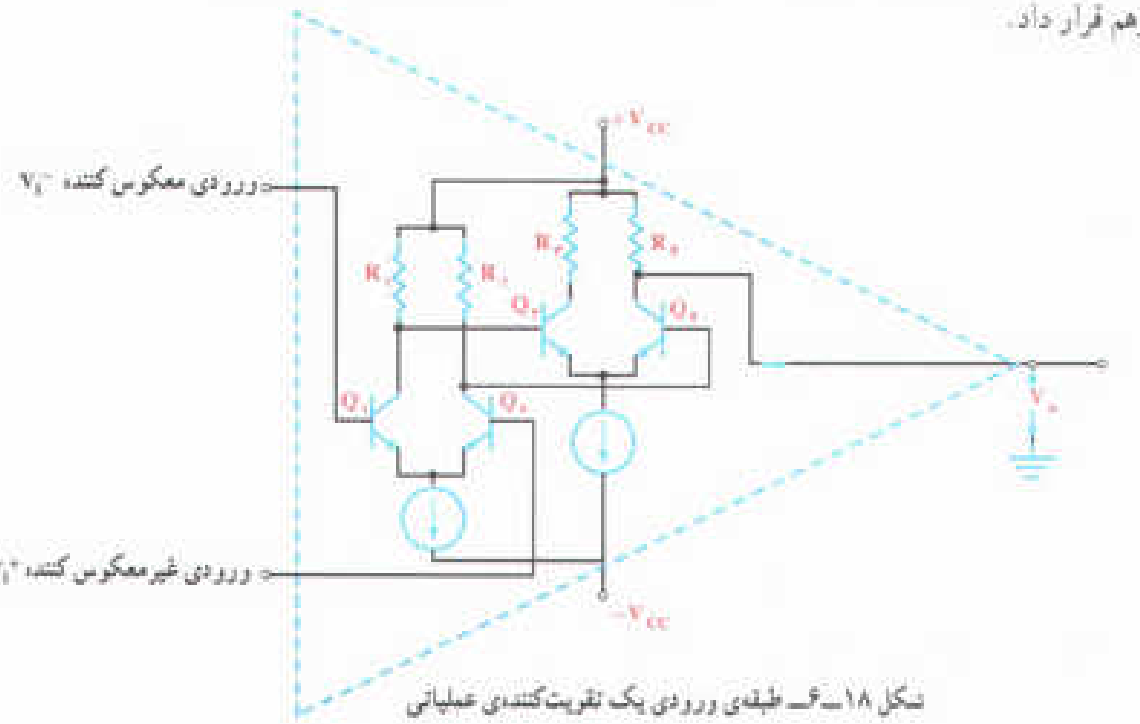
پ ــ تقویت‌کننده‌ی توان خروجی (طبقه‌ی خروجی).



شکل ۱۷ــ۶ــ بلوک دیاگرام مدار داخلی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

الف ــ طبقه‌ی ورودی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی: با توجه به خصوصیات تقویت‌کننده‌ی تفاضلی، این تقویت‌کننده می‌تواند به عنوان طبقه‌ی ورودی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی مورد استفاده قرار گیرد. از آن‌جا که تقویت‌کننده‌ی عملیاتی باید دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی باشد، می‌توان در طبقه‌ی دیفرانسیل از زوج دارلینگتون یا ترانزیستور FET استفاده کرد. چنان‌چه ضریب تقویت بیش‌تری مورد نیاز باشد، می‌توان دو طبقه‌ی تقویت‌کننده‌ی تفاضلی را پشت سرهم قرار داد.

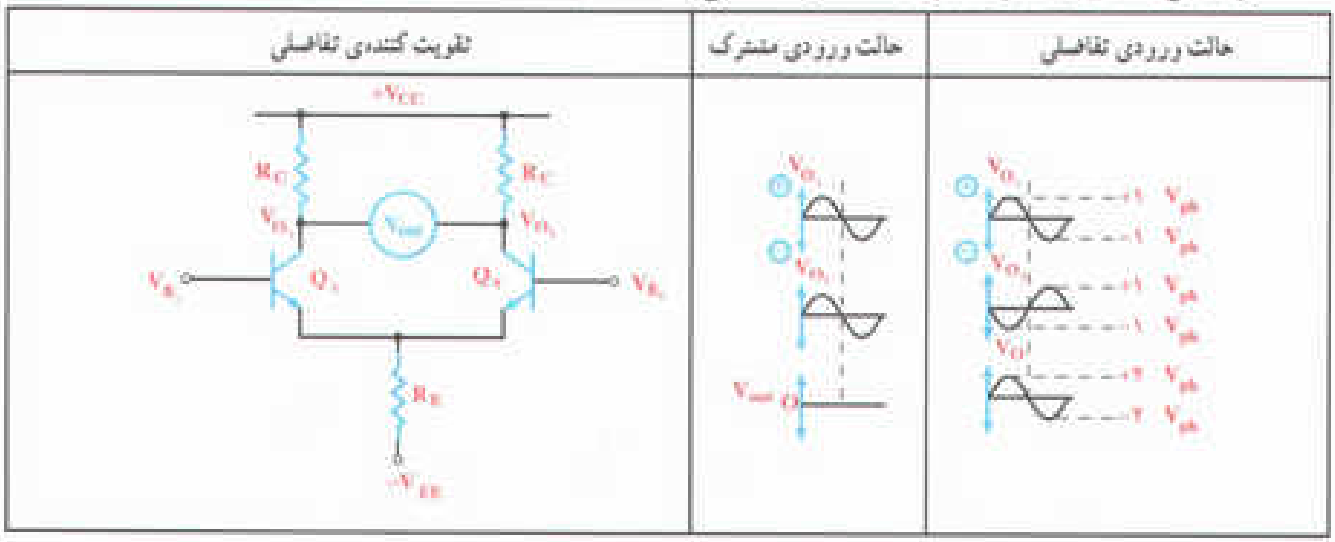
در شکل ۱۸ــ۶ یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی دو طبقه با منابع جریان در امیتر نشان داده شده است. ورودی معکوس‌کننده با V_i^- و ورودی غیرمعکوس‌کننده با V_i^+ نشان داده شده است. اگر سیگنالی به ورودی V_i^- اعمال شود، تقویت می‌گردد و با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز در خروجی ظاهر می‌شود. در عین‌حال، اگر سیگنالی به ورودی V_i^+ اعمال شود، تقویت می‌گردد و بدون اختلاف فاز در خروجی ظاهر می‌شود.



شکل ۱۸ــ۶ــ طبقه‌ی ورودی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

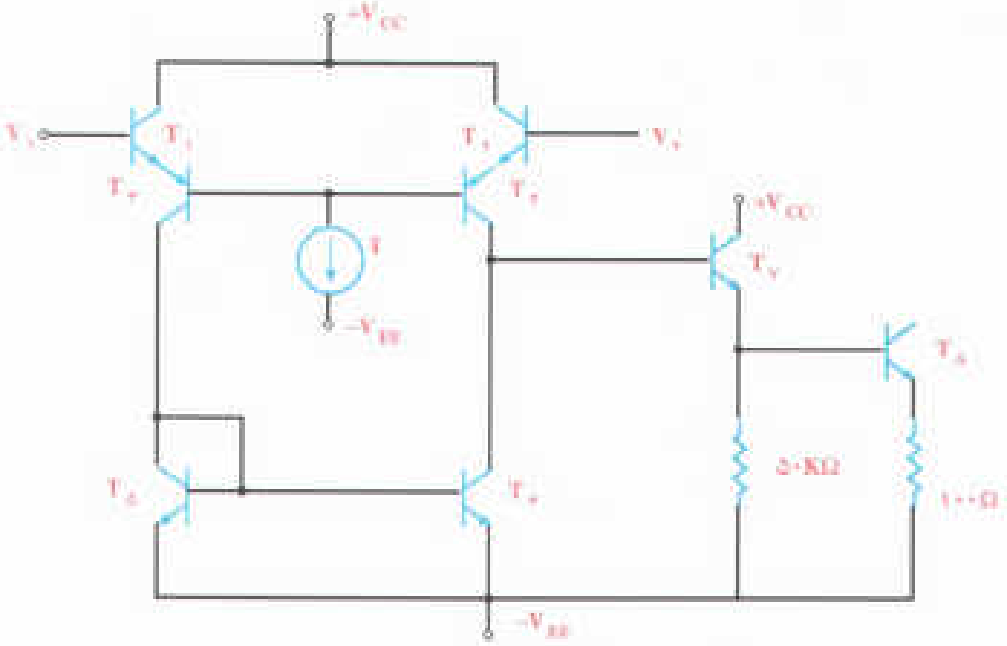
در شکل ۱۸ــ۶ ورودی‌های معکوس‌کننده و غیر معکوس‌کننده به‌ترتیب به بیس ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 متصل شده‌اند. خروجی‌های این دو ترانزیستور به ورودی‌های Q_3 و Q_4 اعمال می‌شوند.

در شکل ۱۹ــ۶ یک نمونه تقویت‌کننده‌ی تفاضلی با سیگنال‌های ورودی و خروجی آن نشان داده شده است. در حالتی که سیگنال‌های ورودی هم‌فاز و هم‌دامنه باشند، ولتاژ خروجی که از دو سر کلکتورهای Q_1 و Q_2 دریافت شده، مساوی صفر است؛ اما در حالتی که سیگنال‌های ورودی با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ولی با دامنه‌ی مساوی باشند، سیگنال خروجی مخالف صفر است.



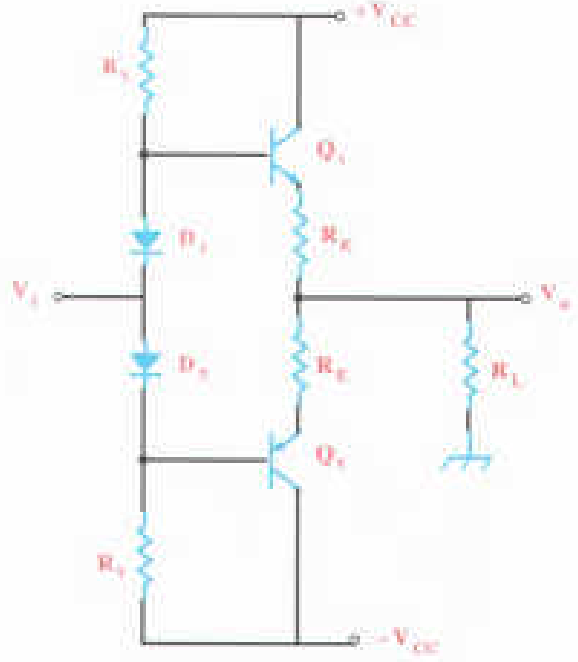
شکل ۱۹ــ۶ــ طبقه‌ی ورودی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی با سیگنال‌های ورودی و خروجی آن

ب ــ تقویت‌کننده‌ی ولتاژ: برای افزایش ضریب تقویت ولتاژ در تقویت‌کننده‌ی عملیاتی، می‌توان بعد از طبقات تقویت‌کننده‌ی تفاضلی از چند طبقه تقویت کننده‌ی امیتر مشترک استفاده کرد. هم‌چنین می‌توان با قرار دادن منبع جریان در کلکتور ترانزیستورهای طبقات دیفرانسیل ورودی، مقاومت دینامیکی را در کلکتور بزرگ کرد. با این کار ضریب تقویت ولتاژ به‌طور قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد ولی باید توجه داشت که امپدانس ورودی طبقه‌ی بعدی باید بزرگ باشد تا سبب کاهش ضریب تقویت ولتاژ نشود. بدین منظور بعد از طبقه‌ی دیفرانسیل از یک طبقه‌ی تطبیق امپدانس استفاده می‌شود. در شکل ۲۰ــ۶ ترانزیستورهای T_1 و T_2 به‌عنوان تقویت‌کننده‌ی تفاضلی به‌صورت کلکتور مشترک به‌کار رفته‌اند. ترانزیستورهای T_3 و T_4 تقویت‌کننده‌های بیس مشترک و دو ترانزیستور T_5 و T_6 منبع جریان را تشکیل می‌دهند. ترانزیستور T_7 عمل تطبیق امپدانس و ترانزیستور T_8 عمل تقویت ولتاژ را انجام می‌دهد.



شکل ۲۰ــ۶ــ طبقات ورودی و میانی تقویت کننده‌ی عملیاتی

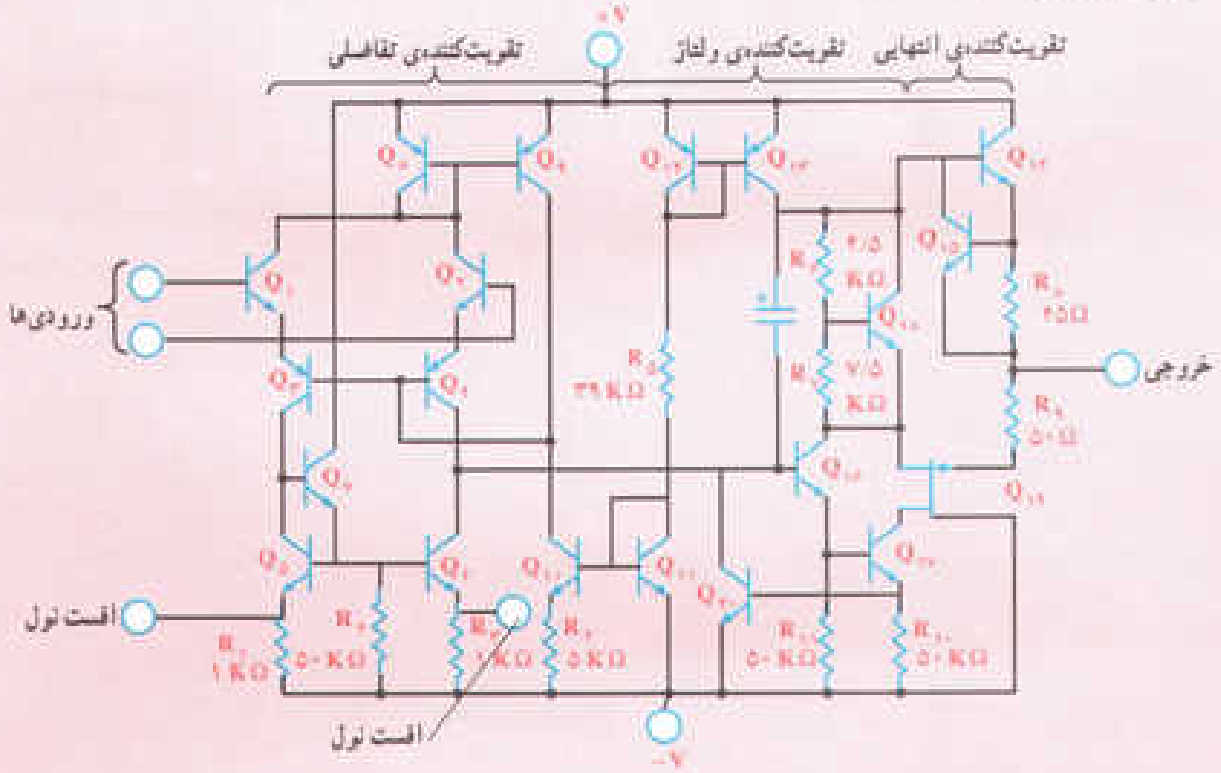
ب ــ طبقه‌ی خروجی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی: طبقه‌ی خروجی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی باید بتواند جریان مورد نیاز بار را تأمین کند و دارای امپدانس خروجی کوچکی نیز باشد. یک ترکیب معمول برای طبقه‌ی خروجی یک op – Amp می‌تواند به‌صورت یک تقویت‌کننده‌ی پوش پول با ترانزیستورهای مکمل ــ طبق شکل ۲۱ــ۶ــ باشد.



شکل ۲۱ــ۶ــ مدار خروجی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

(برای مطالعه)

در شکل ۲۲ـ۶ مدار کامل یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نشان داده شده است. در این شکل، طبقات ورودی، میانی و خروجی تفکیک شده‌اند.



شکل ۲۲ـ۶ـ مدار کامل یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

مقدار ولتاژ تغذیه ۵± تا ۱۸± ولت است. ورودی offset Null برای تنظیم انحراف از میزان تقویت‌کننده‌ی عملیاتی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۶ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ایده‌آل

یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ایده‌آل دارای مشخصات زیر است:

۱ـ مقاومت ورودی بی‌نهایت؛

۲ـ مقاومت خروجی صفر؛

۳ـ بهره ولتاژ بی‌نهایت؛

۴ـ بهره‌ی جریان بی‌نهایت.

تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ایده‌آل، در عمل وجود ندارد ولی کارخانه‌های سازنده سعی می‌کنند تا حد امکان به این ضرایب نزدیک شوند. تقویت‌کننده‌های عملیاتی به صورت مدارهای مجتمع یک پارچه ارائه می‌شوند که معمول‌ترین آن‌ها μA۷۴۱ است. این تقویت‌کننده مشخصاتی به شرح زیر دارد:

مقاومت خروجی = ۵۰Ω

مقاومت ورودی = ۲MΩ

بهره‌ی ولتاژ = ۲×۱۰^{۵}

بهره‌ی جریان = ۵×۱۰^{۹}

۷ـ۶ـ تعریف برخی از اصطلاحات در تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

۱ـ ولتاژ افست ورودی[۱]: ولتاژی است که باید به ورودی‌های تقویت‌کننده اعمال گردد تا ولتاژ خروجی مساوی

۱ـ Input offset voltage

صفر شود.

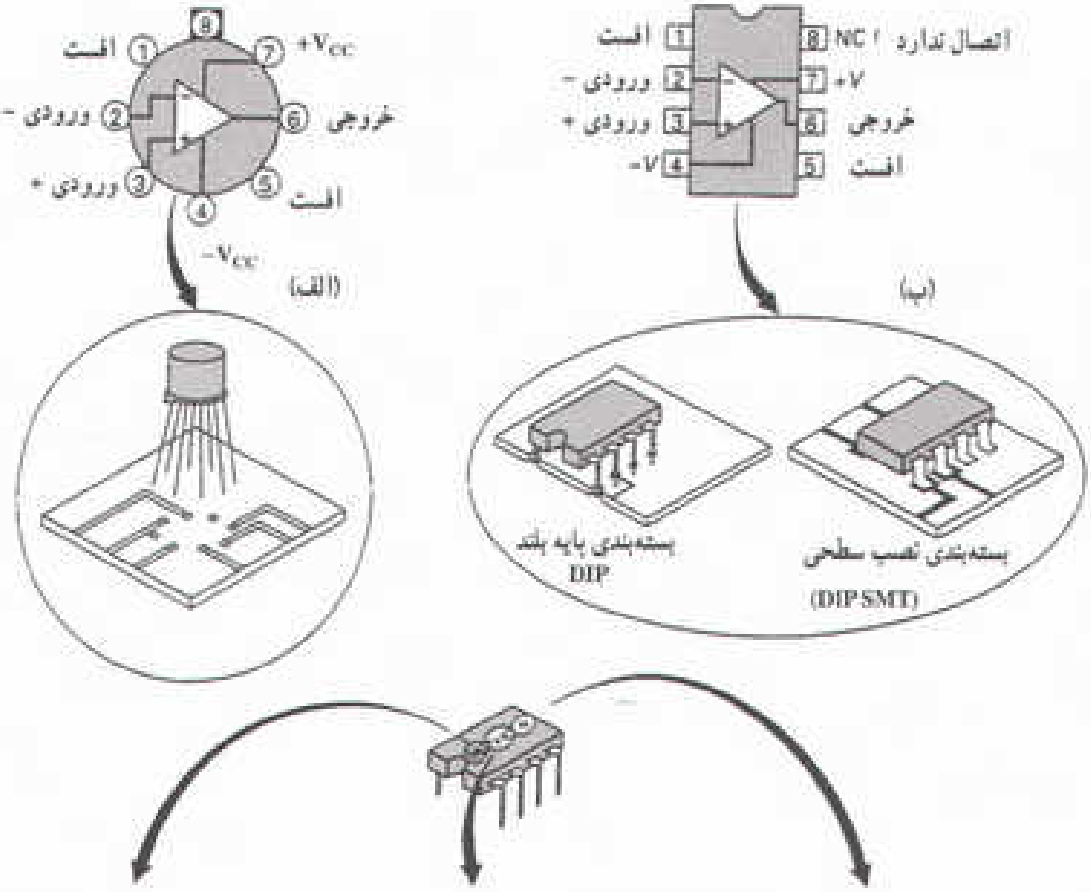
۲ــ جریان اتصال کوتاه خروجی: حداکثر جریان خروجی تقویت‌کننده در صورتی که خروجی به زمین، $+V_{CC}$ یا $-V_{CC}$ اتصال کوتاه شود.

۳ــ سرعت چرخش(SR)[1]: سرعت چرخش نسبت تغییرات ولتاژ خروجی به تغییرات زمان است.

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta T}$$

۸ــ۶ــ شکل ظاهری و نام‌گذاری تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

در شکل ۲۳ــ۶ شکل ظاهری و جدول نامگذاری دو نوع آی‌سی ۷۴۱ نشان داده شده است.



Prefix	کارخانه‌ی سازنده	رمز سه رقمی	محدوده‌ی دمای کار قطعه	پسوند نوع بسته‌بندی
AD	Analog Devices	نوع op-Amp	C = ۰ to ۷۰°C	D = DIP پلاستیکی
CA,CD	RCA		I = −۲۵ to ۸۵°C	J = DIP سرامیکی
LF,LM,LP	National Semiconductor		M = −۵۵ to ۱۲۵°C	N = DIP پلاستیکی پایه بلند
MC	Motorola			
NE/SE	Signetics			
OP	Precision Monolithics			
RC,RM	Raytheon			
SG	Silicon General			
SN	Texas Instruments			
MA,NE	Fairchild (now a division of National Semiconductor)			
ICL,IOM	Intersil			
HA	Harris Semiconductor			

شکل ۲۳ــ۶ــ شکل ظاهری و جدول نام‌گذاری آی‌سی ۷۴۱

۱ــ Slew rate

تقویت‌کننده‌های عملیاتی تجارتی را در چند نوع محفظه‌ی مختلف می‌سازند. مشهورترین آن‌ها نوع TO-۵ با مقطع دایره و نوع DIP[۱] با مقطع مستطیل است. شکل ظاهری نوع TO-۵ با تعداد پایه‌های ۸، ۱۰ و ۱۲، استوانه است. در نوع DIP با تعداد ۸ یا ۱۴ پایه، پایه‌ها به‌طور موازی در دو ردیف قرار دارند.

در جدول شکل ۲۳ـ۶ مشخصات آی‌سی MCV۴۱۰CN نشان داده شده است. طبق جدول، علامت MC نشان‌دهنده‌ی موتورولا، ۷۴۱ نشان‌دهنده‌ی نوع آی‌سی و C مشخص‌کننده‌ی درجه‌ی حرارت بین ۰ تا ۷۰ درجه‌ی سانتی‌گراد و بالاخره حرف N مشخص‌کننده‌ی آی‌سی با محفظه‌ی پلاستیکی و پایه‌های بلند است.

۹ـ۶ـ کاربردهای تقویت‌کننده‌ی عملیاتی

تقویت‌کننده‌های عملیاتی کاربردهای متنوعی دارند. در این قسمت، چند کاربرد مهم آن‌ها را بررسی می‌کنیم.

۱ـ تقویت‌کننده‌ی معکوس‌کننده: مدار شکل ۲۴ـ۶ یک تقویت‌کننده‌ی معکوس کننده را نشان می‌دهد. در این‌جا نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی بهره‌ی ولتاژ است؛ یعنی، $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ که با حل آن ولتاژ ورودی $V_i = \frac{V_o}{A_V}$ به‌دست می‌آید. اکنون اگر V_o دارای مقداری محدود، کم‌تر از ولتاژ منبع تغذیه (که اغلب در حدود ۱۵V± است) و ضریب تقویت حلقه‌ی باز A_V به‌طور ایده‌آل بی‌نهایت (یا لااقل خیلی بزرگ) باشد، خواهیم داشت:

$$V_i = \frac{V_o}{\infty} \cong 0$$

به عبارت دیگر، برای هر مقدار ولتاژ خروجی قابل دسترس تحت شرایط حلقه‌ی باز، ولتاژ ورودی مورد نیاز به‌قدری کوچک است که می‌توانیم بگوییم واقعاً مساوی صفر است.

این تقریب را بعداً هم به‌کار خواهیم برد. اگر یک ولتاژ ورودی به انتهای سمت چپ مقاومت R_1 اعمال گردد ـ همان‌طور که در شکل ۲۴ـ۶ نشان داده شده است ـ باعث می‌شود که جریانی از داخل آن عبور کند. هم‌چنین، چون V_i تقریباً صفر است، ترمینال ۱ تقویت‌کننده در حدود پتانسیل ترمینال ۲ است که به زمین وصل شده است.

می‌گوییم که ترمینال ۱ زمین مجازی شده است؛ چون واقعاً به زمین اتصال کوتاه نیست اما در پتانسیل زمین است.

پس، جریان در R_1 عبارت است از:

$$I_1 \cong \frac{V_1}{R_1} \qquad \text{معادله‌ی (۱ـ۶)}$$

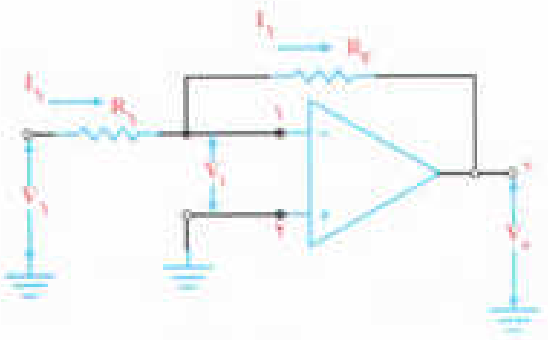
از این معادله درمی‌یابیم که امپدانس ورودی دیده شده توسط منبع، مساوی مقاومت R_1 است. می‌توانیم یک تقویت‌کننده با هر امپدانس ورودی مورد نیاز را به‌سادگی با انتخاب R_1 بسازیم؛ یعنی، $Z_{in} = R_1$.

اکنون می‌توانیم ولتاژ خروجی را تعیین کنیم. تمامی جریانی که از داخل R_1 عبور می‌کند، باید از داخل R_F بگذرد؛ چون امپدانس ورودی دیده شده به ترمینال ۱ تقویت‌کننده به‌تنهایی، بی‌نهایت است. با عبور I_1 از R_F افت ولتاژی در عرض آن به‌وجود می‌آید که معادل است با

$$V_o = -I_1 R_F \qquad \text{معادله‌ی (۲ـ۶)}$$

این ولتاژ مساوی ولتاژ خروجی است، چون انتهای چپ R_F واقعاً زمین است و انتهای راست آن به خروجی متصل شده است.

پس از تقسیم معادله‌ی ۱ـ۶ به معادله‌ی ۲ـ۶ بهره‌ی ولتاژ مدار به‌دست می‌آید.



شکل ۲۴ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی معکوس کننده

۱ ـ Dual in line package

معادله‌ی (۳ـ۶) $A_V = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{-I_1 R_F}{I_1 R_1} = -\frac{R_F}{R_1}$

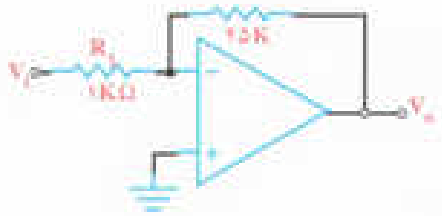
علامت منفی مبین این است که قطب ولتاژ خروجی مخالف قطب ورودی است.

مثال ۱: یک تقویت‌کننده‌ی معکوس‌کننده طراحی کنید که امپدانس ورودی آن ۱KΩ و بهره‌ی ولتاژ آن ۲۵ باشد.

راه حل: به‌سادگی یک مقدار برای R_1، مساوی امپدانس ورودی موردنیاز انتخاب می‌کنیم؛ یعنی، $R_1 = 1K\Omega$ است (شکل ۲۵ـ۶).

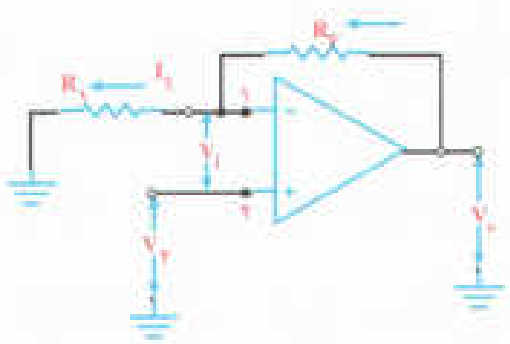
سپس با استفاده از معادله‌ی ۳ـ۶ مقدار R_F را محاسبه می‌کنیم.

$$R_F = A_V \times R_1 = 25 \times 1K\Omega = 25K\Omega$$



شکل ۲۵ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی معکوس‌کننده با بهره‌ی ۲۵

۲ـ تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس کننده: شکل ۲۶ـ۶ شمای یک تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس کننده را نشان می‌دهد. یادآوری می‌شود که ولتاژ ورودی V_i بین زمین و ترمینال ۲ اعمال می‌شود. چون سیگنال ورودی به ورودی غیرمعکوس‌کننده اعمال می‌گردد، قطب خروجی معادل قطب ورودی است. مجدداً فرض می‌شود ولتاژ $V_i \cong 0$ است که این مفهوم را دارد که ولتاژ در عرض R_1 برابر V_i می‌باشند. چون هیچ جریانی به تقویت‌کننده وارد یا از آن خارج نمی‌شود، هر جریانی که از R_1 عبور کند از R_F هم عبور خواهد کرد. بالاخره، انتهای سمت چپ R_1 زمین شده است؛ بنابراین، ولتاژ خروجی V_o مجموع افت ولتاژهای در عرض R_1 و R_F است.



شکل ۲۶ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس کننده

یعنی $V_o = I_1 R_F + I_1 R_1 = I_1 (R_F + R_1)$

اگر $V_i = 0$، ولتاژ دوسر R_1 بایستی مساوی با V_2 باشد، یا

$V_2 = I_1 R_1$

بهره‌ی ولتاژ عبارت است از

$$A_V = \frac{V_o}{V_2} = \frac{I_1 (R_F + R_1)}{I_1 R_1} = \frac{R_F + R_1}{R_1}$$

معادله‌ی (۴ـ۶)

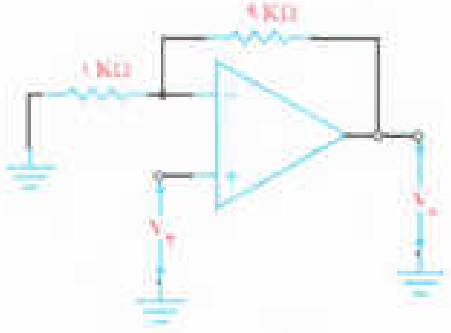
امپدانس ورودی تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس‌کننده از تقویت‌کننده‌ی معکوس‌کننده بسیار زیادتر است؛ چون تقریباً هیچ جریانی از ترمینال ورودی ۲ نمی‌گذرد. در هر صورت، امپدانس ورودی تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس‌کننده‌ی قطعات مختلف از یک نوع تغییر می‌کند. اکنون فقط فرض کنید که امپدانس ورودی یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی غیرمعکوس‌کننده‌ی عملی خیلی زیاد، احتمالاً در حدود چندین مگا اهم است.

مثال ۲: یک تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس‌کننده با بهره‌ی ولتاژ برابر ۱۰ طراحی کنید. مقاومت R_1 را یک کیلواهم انتخاب کنید.

راه حل: مجدداً با استفاده از معادله‌ی ۴ـ۶ داریم:

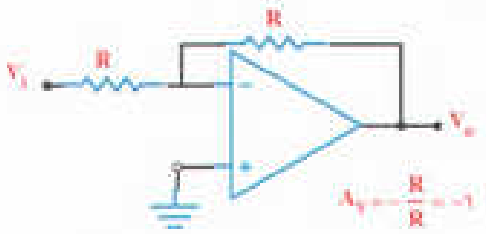
$R_F = A_V R_1 - R_1 = 10 \times 1K\Omega - 1K\Omega = 9K\Omega$

مدار نهایی در شکل ۲۷ـ۶ نشان داده شده است.



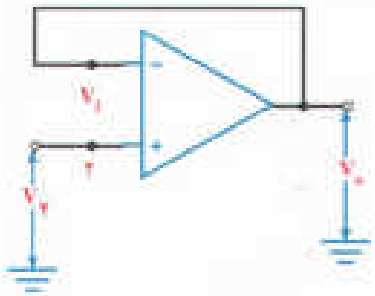
شکل ۲۷ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی غیرمعکوس‌کننده با بهره‌ی ولتاژ ۱۰

۳ــ بافر منفی: در تقویت‌کننده‌ی معکوس‌کننده‌ی شکل ۲۸ــ۶ که در مقایسه با شکل ۲۵ــ۶ در آن R_F مساوی R_1 و مساوی R انتخاب شده است، بهره‌ی ولتاژ برابر با ۱− است. به این تقویت‌کننده، **تقویت‌کننده با ضریب تقویت منفی یک** گفته می‌شود که در آن سیگنال خروجی هم‌دامنه با سیگنال ورودی و در فاز مخالف آن است و از آن برای عمل تطبیق امپدانس استفاده می‌شود.



شکل ۲۸ــ۶ــ مدار بافر منفی

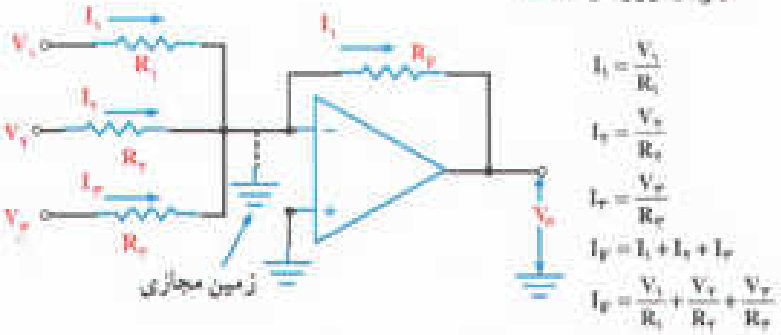
۴ــ بافر مثبت: مدار شکل ۲۹ــ۶ یک بافر مثبت است. سیگنال ورودی به ترمینال ۲ اعمال می‌گردد و یک ولتاژ خروجی هم‌فاز با ورودی تولید می‌کند. خروجی هم مستقیماً به ترمینال ۱ متصل شده است؛ بنابراین، باید در همان پتانسیل ترمینال ۱ باشد. چون ترمینال ۱ تقریباً همیشه در همان پتانسیل ترمینال ۲ است، $V_1 \cong V_2$، ولتاژ خروجی همان مقدار ولتاژ ورودی است؛ بنابراین، مدار بهره‌ی ولتاژ واحد دارد.



شکل ۲۹ــ۶ــ مدار بافر مثبت

۵ــ جمع‌کننده: مدار مفید دیگری که آن را می‌توان با یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی ساخت، مدار جمع‌کننده است. این مدار دارای دو یا چند ورودی و یک خروجی است. برای مثال، مدار شکل ۳۰ــ۶ یک جمع‌کننده با سه ورودی را نشان می‌دهد. هریک از ولتاژهای V_1، V_2 و V_3 به ترتیب، باعث عبور جریان‌هایی از داخل مقاومت‌های R_1، R_2 و R_3 می‌شوند.

طبق قانون کیرشهف، مجموع جریان‌های ورودی به یک اتصال باید مساوی جریان‌های دورشونده از آن باشند؛ بنابراین، جریانی که از داخل R_F عبور می‌کند، مساوی جمع جبری سه جریان ورودی است.



شکل ۳۰ــ۶ــ جمع‌کننده

همچنین، ولتاژ خروجی نتیجه‌ی جمع جبری سه ولتاژ ورودی با یک‌دیگر است زیرا:

$$V_o = -R_F . I_F$$

$$V_o = -R_F\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \quad \text{معادله‌ی (۵ــ۶)}$$

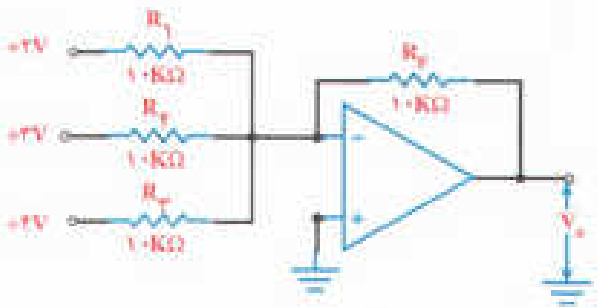
و تحت شرایط خاص، چنان‌چه $R_F = R_1 = R_2 = R_3$ باشند، خواهیم داشت:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

مثال ۳: ولتاژ خروجی مدار شکل ۳۱ــ۶ چه‌قدر است؟

راه حل: چون کلیه‌ی مقاومت‌ها برابرند، بنابراین

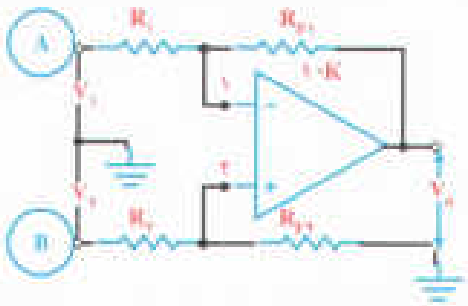
$$V_o = -(2 + 3 + 4) = -9 \text{ ولت}$$



شکل ۳۱ــ۶ــ جمع‌کننده‌ی ولتاژ برای مثال ۳

۶ــ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی: تاکنون تقویت‌کننده‌های عملیاتی را که فقط دارای یک ورودی بودند، مورد بحث قرار دادیم. بسیاری از اوقات، به تقویت‌کننده‌ای با

ورودی تفاضلی نیازمندیم : برای مثال، یک تقویت کننده با ورودی تفاضلی اغلب برای به‌حداقل رسانیدن سیگنال‌های نویز ۵۰ هرتز، طبقه‌ی ورودی یک الکتروکاردیوگراف به‌کار می‌رود. در این دستگاه، دو الکترود که به نقاط مختلف بدن یک انسان متصل شده‌اند، ضربان‌های کوچک قلب را در هر زمان دریافت می‌کنند. این ضربان‌ها سپس تقویت شده و به بلندگو، اسیلوسکوپ یا نوار ثبت‌کننده اعمال می‌شوند و برای مطالعه و بررسی در اختیار پزشک قرار می‌گیرند. متأسفانه علاوه بر جذب ضربان‌های مورد نیاز، مقداری نویز ۵۰ هرتز نیز جذب می‌شوند. این نویز را می‌توان با به‌کار بردن یک تقویت کننده با ورودی تفاضلی به‌حداقل رسانید. در شکل ۳۲ـ۶ تقویت کننده با ورودی تفاضلی نشان داده شده‌است.



شکل ۳۲ـ۶ـ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی

تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی اصولاً ترکیبی از تقویت‌کننده‌های معکوس کننده و غیرمعکوس کننده است. اگر $R_1 = R_2$ و $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ باشد، خروجی تقویت‌کننده را می‌توان با رابطه‌ی زیر تعیین کرد.

$$V_o = \frac{R_F}{R_1}(V_2 - V_1)$$

به‌خاطر داشته باشید که خروجی تقویت‌کننده می‌تواند نسبت به زمین مثبت یا منفی گردد؛ بنابراین، V_o ممکن است بسته به مقدار و جهت V_1 و V_2 مثبت یا منفی باشد.

مثال ۴ـ در مدار شکل ۳۲ـ۶ فرض کنید $R_1 = R_2 = 1K\Omega$

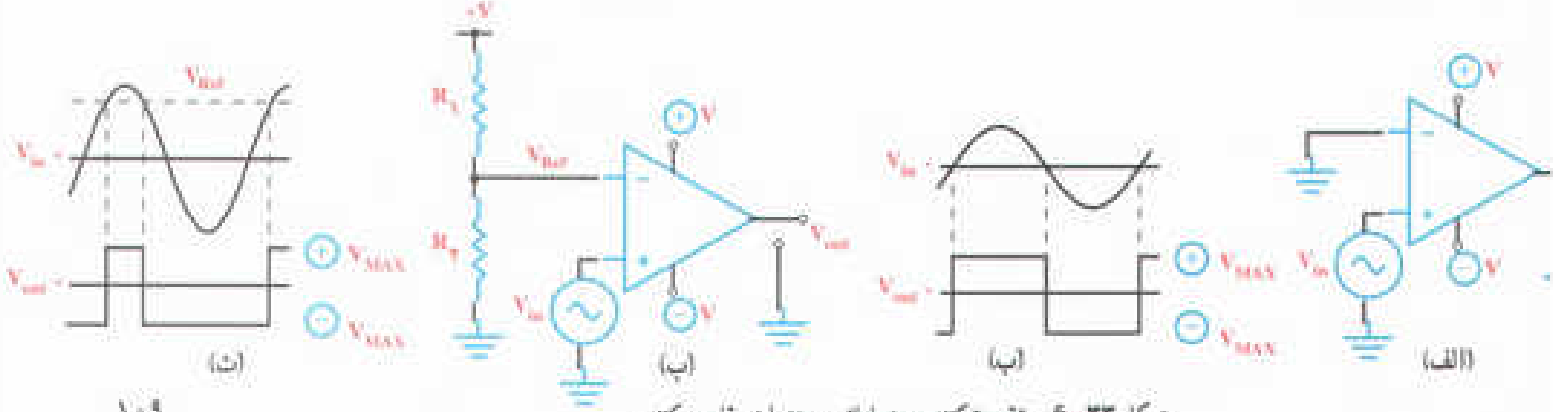
$R_{F1} = R_{F2} = 100K\Omega$. اگر $V_2 - V_1 = 3mV$ باشد، V_o چه‌قدر است؟

راه‌حل:

$$V_o = \frac{100K}{1K} \times 3mV = 300mV$$

وقتی ورودی‌ها به‌صورت تفاضلی استفاده می‌شوند، اگر دو سیم A و B به یک‌دیگر نزدیک باشند، هیچ اتصال زمینی موردنیاز نیست. در هرصورت، در الکتروکاردیوگراف‌ها گاه ضرورت دارد که توسط سیم سومی زمین دستگاه را به بدن بیمار متصل کنند. این سیم زمین بر روی نقاط مختلف بدن تعبیر داده می‌شود تا ۵۰ هرتز جذب شده در هر دو سیم مشابه شوند. بنابراین، خروجی ۵۰ هرتز صفر می‌گردد. به‌محض این که نویز صفر شود، تقویت‌کننده می‌تواند سیگنال‌های ضعیف ضربان قلب را آشکار کند.

۷ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی به‌عنوان مقایسه‌کننده: در شکل ۳۳ـ۶ مدار مقایسه‌کننده با تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نشان داده شده است. در حالت الف، دامنه‌ی سیگنال ورودی با پتانسیل صفر ولت مقایسه می‌شود. به‌طوری‌که نیم‌سیکل مثبت سیگنال ورودی آپ ـ امپ را به اشباع مثبت و نیم‌سیکل منفی آپ ـ امپ را به‌اشباع منفی می‌برد و دامنه‌ی سیگنال خروجی بین $-V_{max}$ تا $+V_{max}$ تغییر می‌کند. ولتاژ V_{max} حداکثر برابر با $V+$ است. سیگنال‌های ورودی و خروجی در شکل ۳۳ـ۶ـ ب نشان داده شده‌اند. حال اگر طبق شکل ۳۳ـ۶ـ ب به‌ورودی منفی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی، ولتاژ مرجع V_{Ref} را اعمال کنیم، دامنه‌ی سیگنال ورودی با ولتاژ $V_{Ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(+V)$ مقایسه می‌شود. به‌طوری‌که اگر $Vin > V_{Ref}$ باشد خروجی به اشباع مثبت و اگر $V_{in} < V_{Ref}$ باشد خروجی به اشباع منفی می‌رود. در این حالت، نیز شکل موج‌های خروجی و ورودی در شکل ۳۶ـ۶ـ ت رسم شده است.

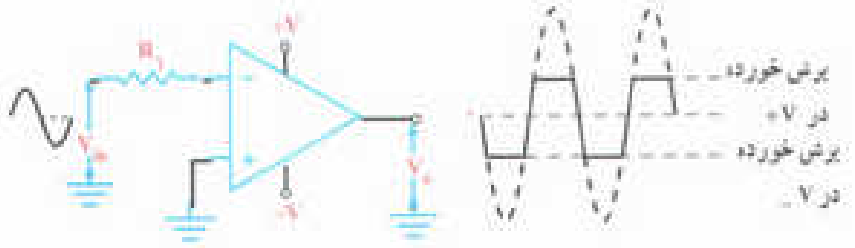


شکل ۳۳ـ۶ـ تقویت‌کننده‌ی عملیاتی به‌عنوان مقایسه کننده

۸ــ تبدیل امواج سینوسی به امواج مربعی: یک راه بسیار ساده برای تولید یک موج مربعی این است که یک تقویت‌کننده با بهره‌ی زیاد را به اشباع ببریم. اگر یک تقویت‌کننده با بهره‌ی بالا توسط یک موج سینوسی با دامنه‌ی بزرگ تحریک شود، خروجی از یک انتهای ولتاژ منبع تغذیه به انتهای دیگر رانده شده و قسمت بالا و پایین موج سینوسی برش داده می‌شود. به‌این ترتیب، خروجی اصولاً یک موج مربعی خواهد شد.

شکل ۳۴ـ۶ یک آپ‌امپ را نشان می‌دهد که ورودی آن توسط یک موج سینوسی با دامنه‌ی زیاد در حدود ــ لااقل ــ یک ولت تحریک می‌شود.

توجه کنید که مقاومت فیدبک از خروجی به ورودی به‌کار برده نشده است. بهره‌ی تقویت‌کننده مساوی بهره‌ی حلقه‌ی باز مدار است که خیلی بزرگ می‌باشد. بنابراین، گرچه خروجی می‌خواهد یک موج سینوسی با دامنه‌ی زیاد تولید کند اما بخش بیش‌تر موج بریده می‌شود و اصولاً یک موج مربعی باقی می‌ماند. مقاومت R_1 برای جلوگیری از بار اضافی بر روی طبقه‌ی راه‌انداز است و هم‌چنین، از آسیب‌دیدگی ورودی میدل ممانعت می‌کند.

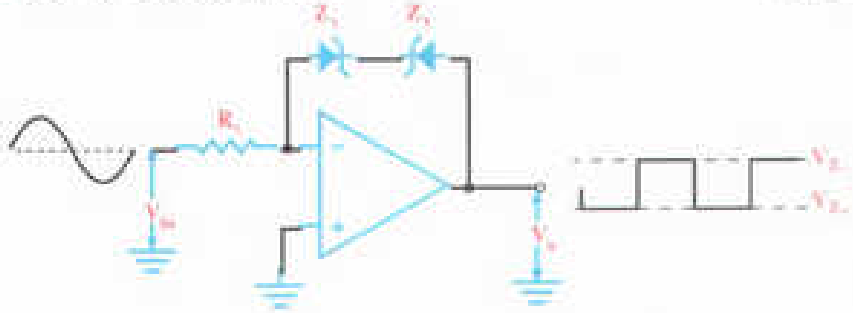


شکل ۳۴ـ۶ــ مبدل موج سینوسی به مربعی

معمولاً مناسب است که دامنه‌ی ولتاژ خروجی را به یک مقدار پایین‌تر (مثلاً ۵V±) محدود کنیم. این عمل با اتصال دو عدد دیود زنر به‌طور متقابل از خروجی به ورودی آپ‌امپ ــ مطابق شکل ۳۵ـ۶ــ میسر می‌شود.

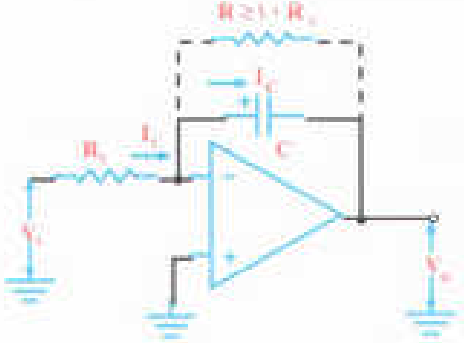
$$V_{Z_1} = V_{Z_2} = V_Z$$

دامنه‌ی ولتاژ را می‌توان به روش ساده‌تری با کاهش ولتاژهای تغذیه‌ی آپ امپ (V±) به مقدار مورد دلخواه، کوچک کرد. گرچه استفاده از دیود زنر، خروجی پایداری را همراه خواهد داشت.



شکل ۳۵ـ۶ــ محدود کردن دامنه‌ی ولتاژ مربعی با استفاده از زنر

۹ــ انتگرال گیر: می‌خواهیم یک مدار دیگر را که فقط یک ورودی دارد، بررسی کنیم. شکل ۳۶ـ۶ یک انتگرال‌گیر را نشان می‌دهد. همان‌طور که نشان داده شده است وقتی ولتاژ V_1 به V^- اعمال گردد، جریان I_1 از داخل R_1 می‌گذرد. چون جریانی از تقویت‌کننده عبور نمی‌کند، تمامی این جریان به داخل خازن راه می‌یابد ($I_C = I_1$).



شکل ۳۶ـ۶ــ انتگرال گیر

مجدداً ورودی معکوس کننده زمین مجازی است؛ بنابراین، $I_1 = \frac{V_1}{R_1}$. اکنون تحت شرط خاصی که V_1 ثابت باشد، I_C ثابت باقی می‌ماند. اگر خازن با یک جریان ثابت پر شود، ولتاژ خازن به‌طور خطی تغییر می‌کند.

میزان تغییر ولتاژ خروجی را نسبت به زمان می‌توان ازطریق رابطه‌ی زیر تعیین کرد.

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-V_1}{R_1 C}$$

یا

$$\Delta V_o = -\frac{1}{R_1 C} V_1 \Delta t$$

که در حالت کلی، خروجی مدار، انتگرال ورودی است یا

$$V_o = \frac{-1}{R_1 C} \int_{t_0}^{t} V_1 dt$$

که در آن:

V_o ولتاژ خروجی است؛

V_1 ولتاژ ورودی (تابع زمان) است؛

C خازن حلقه فیدبک می‌باشد؛

t_0 زمان شروع پر شدن خازن است؛

t زمان کلی سپری شده از آغاز شارژ است.

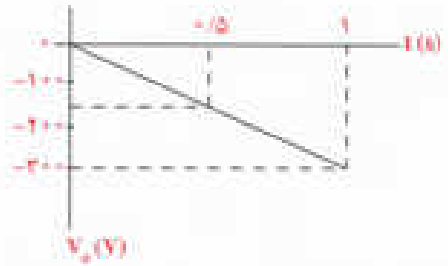
انتگرال گیر به‌طور وسیعی دررایانه‌های آنالوگ و هم‌چنین مولدهای امواج به‌کار می‌رود. در مدارهای عملی معمولاً یک مقاومت را با خازن موازی می‌کنند. همان‌طور که در شکل ۶ـ۳۶ نشان داده شده، عمل این مقاومت عبور جریان‌های تغذیه آپ‌ـامپ و پرشدن خازن توسط این جریان است.

مثال ۵ ـ فرض کنید در مدار شکل ۶ـ۳۶، $R_1 = 100K\Omega$ و $C_1 = 0/1\mu F$ و $V_1 = +3V$ باشد. میزان تغییرات ولتاژ را در دو سر خازن پیدا کنید.

راه حل:

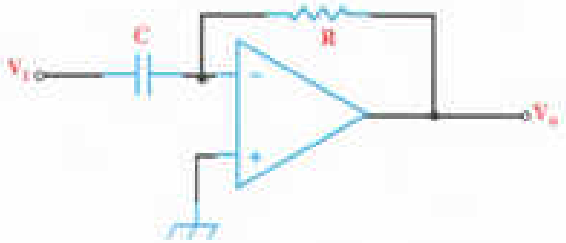
$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = -\frac{V_1}{R_1 C} \quad \frac{-3}{10 \times 10^{5} \times 10^{-7}} = -300 \quad \frac{\text{ولت}}{\text{ثانیه}}$$

اگر خروجی تقویت‌کننده در ابتدا صفر باشد، شکل موج خروجی مانند شکل ۶ـ۳۷ است. یادآوری می‌شود که شیب منفی است؛ چون تقویت کننده معکوس کننده است. اگر V_1 نسبت به زمین یک ولتاژ منفی باشد، شیب مثبت خواهد شد.



شکل ۶ـ۳۷ـ شیب ولتاژ توسط انتگرال‌گیر مشخص می‌شود.

۱۰ـ مشتق‌گیر: مدار مشتق‌گیر مانند انتگرال‌گیر به‌علت مسائل عملی ناشی از پارازیت یک مدار رایانه‌ای مفید نیست. در شکل ۶ـ۳۸ یک مدار مشتق‌گیر نشان داده شده است. ولتاژ خروجی از رابطه‌ی $V_o = -RC\frac{dV_1}{dt}$ به‌دست می‌آید که در این‌جا عامل مقیاس $-RC$ است.



شکل ۶ـ۳۸ـ مدار مشتق‌گیر

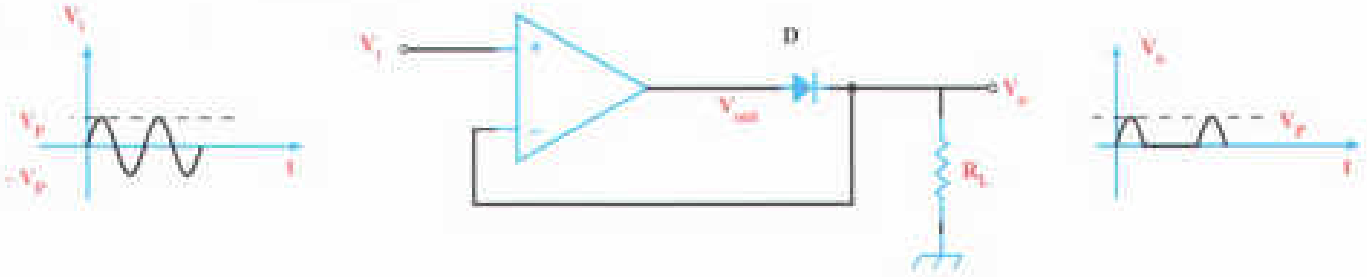
۱۱ـ یک‌سو ساز نیم‌موج ایده‌آل: در شکل ۶ـ۳۹ مدار یکسو ساز نیم‌موج با تقویت کننده‌ی عملیاتی نشان داده شده است. در نیم‌سیکل مثبت سیگنال ورودی، خروجی نیز به‌مثبت می‌رود؛ دیود هادی می‌شود و نیم‌سیکل مثبت سیگنال ورودی در دو سر بار ظاهر می‌گردد. در نیم‌سیکل منفی سیگنال ورودی، خروجی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نیز منفی می‌شود و دیود را خاموش می‌کند و هیچ ولتاژی در دو سر مقاومت بار ظاهر نمی‌گردد. به همین دلیل، در دو سر مقاومت، بار یک سیگنال نیم‌موج را خواهیم داشت.

چون تقویت کننده‌ی عملیاتی بهره‌ی بالایی دارد، سیگنال ورودی با دامنه‌ی بسیار کم می‌تواند باعث هدایت دیود شود. مثلاً اگر افت ولتاژ دیود برابر ۰/۷ ولت و A بهره‌ی تقویت‌کننده مساوی 10^5 باشد، ولتاژ ورودی که می‌تواند دیود را هادی کند

برابر است با:

یعنی، وقتی ولتاژ ورودی بیش‌تر از ۷μV باشد، دیود هادی می‌شود.

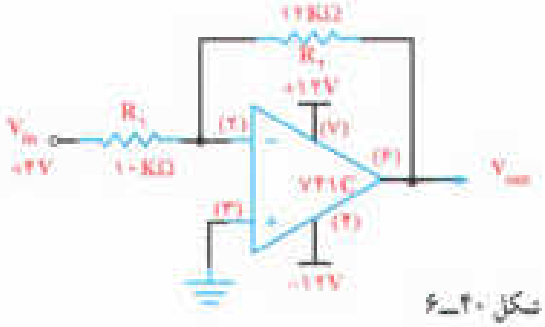
$$V_{in} = \frac{۰/۷}{۱۰^{۵}} = ۷\mu V$$



شکل ۳۹ـ۶ـ مدار یکسو ساز ایده‌آل

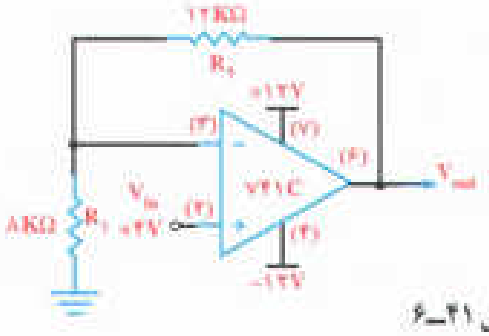
خودآزمایی

۱ـ در شکل ۴۰ـ۶ مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



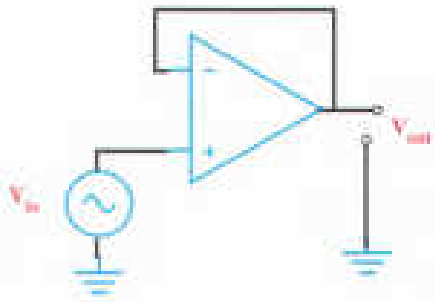
شکل ۴۰ـ۶

۲ـ در شکل ۴۱ـ۶ مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



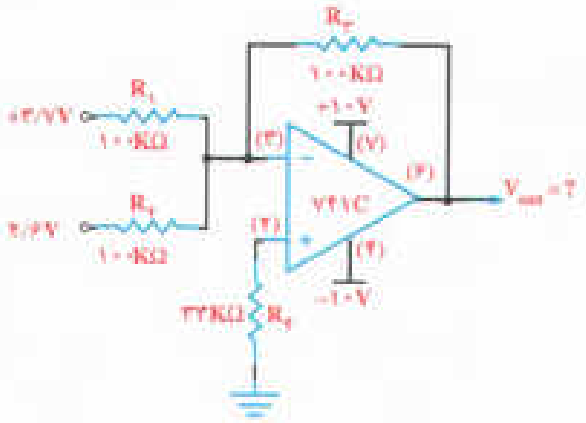
شکل ۴۱ـ۶

۳ـ در شکل ۴۲ـ۶ اگر دامنه‌ی ولتاژ خروجی ۱ ولت باشد، دامنه‌ی ولتاژ ورودی چند ولت است؟



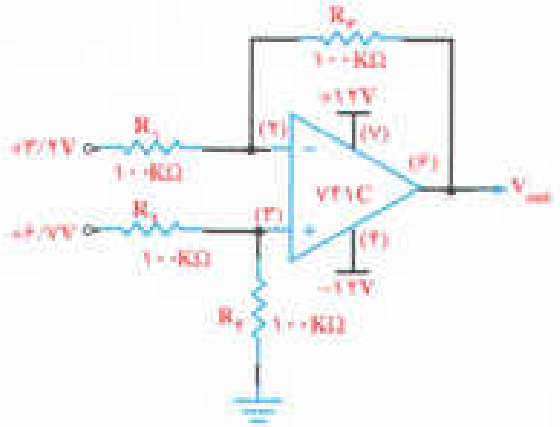
شکل ۴۲ـ۶

۴ــ در شکل ۴۳ــ۶ با توجه به مقادیر مقاومت‌ها و ولتاژهای ورودی، مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



شکل ۴۳ــ۶

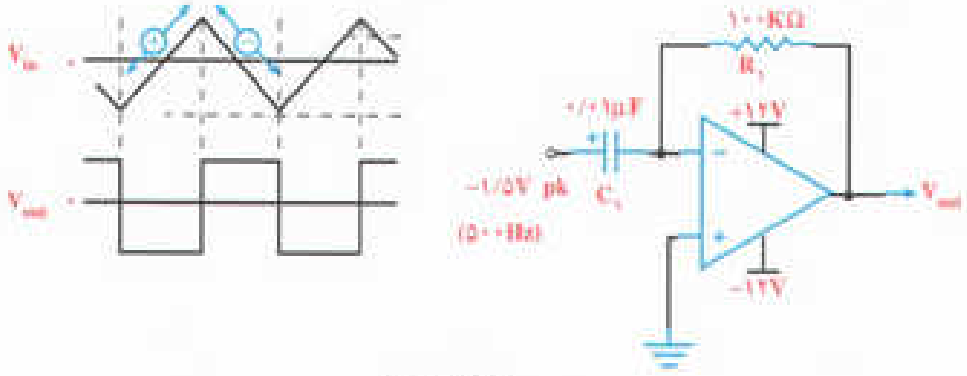
۵ ــ در شکل ۴۴ــ۶، مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



شکل ۴۴ــ۶

۶ــ در شکل ۴۵ــ۶ یک مدار مشتق‌گیر با سیگنال‌های ورودی و خروجی نشان داده شده است. با استفاده از رابطه‌ی زیر دامنه‌ی ولتاژ خروجی را محاسبه کنید.

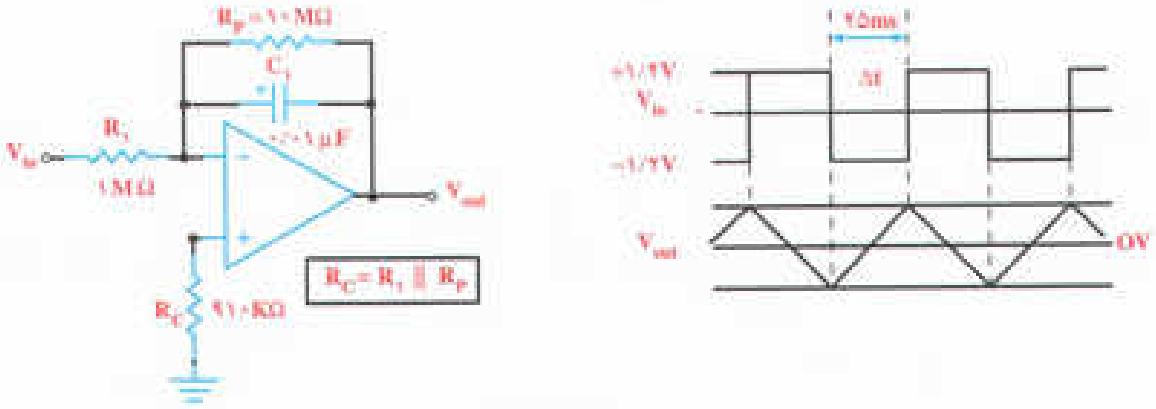
$$V_{out(pk)} = 2\pi f R_1 C_1 V_{in(pk)}$$



شکل ۴۵ــ۶

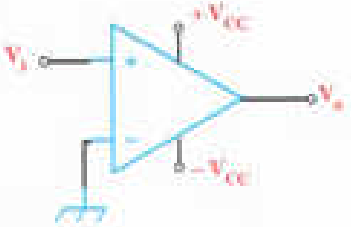
۷ــ شکل ۴۶ــ۶ یک مدار انتگرال‌گیر با سیگنال‌های ورودی و خروجی نشان داده شده است. با استفاده از رابطه‌ی زیر دامنه‌ی ولتاژ خروجی را محاسبه کنید.

$$V_{out(pk)} = \frac{1}{R_1 C_1}(V_{in(pk)})\Delta t$$



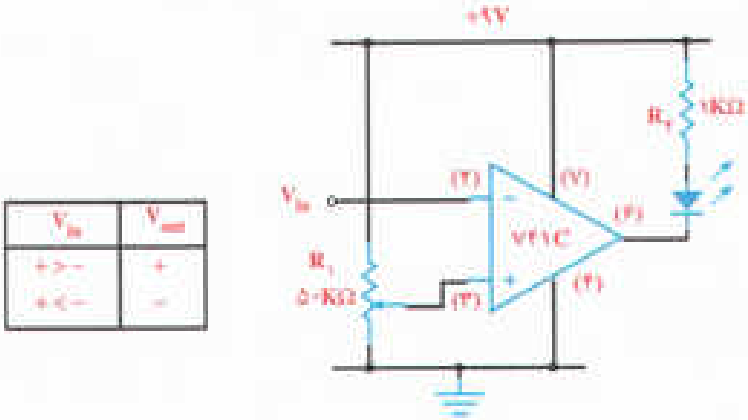
شکل ۴۶ــ۶

۸ ــ در شکل ۴۷ــ۶ مشخصه‌ی V_o را برحسب V_i رسم کنید.



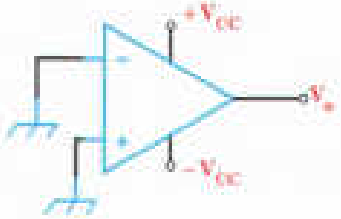
شکل ۴۷ــ۶

۹ــ در شکل ۴۸ــ۶ یک مدار مقایسه کننده با استفاده از تقویت‌کننده‌ی عملیاتی نشان داده شده است. طرز کار مدار را بنویسید.



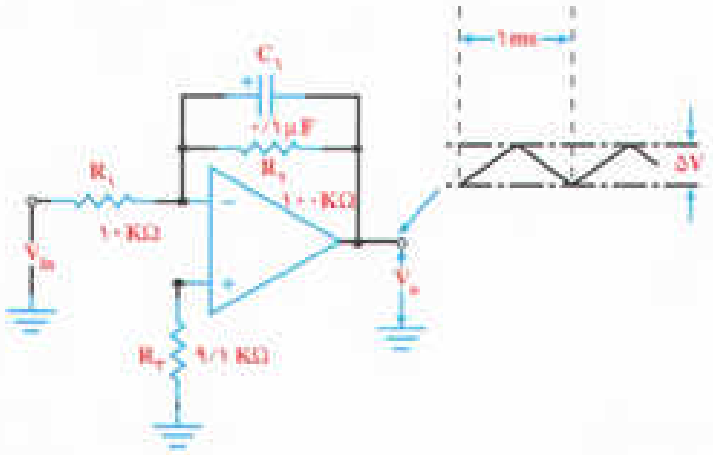
شکل ۴۸ــ۶

۱۰ـ درشکل ۴۹ـ۶ ولتاژ خروجی تقویت‌کننده‌ی عملیاتی چند ولت است؟ با ذکر دلیل بنویسید.



شکل ۴۹ـ۶

۱۱ـ در شکل ۵۰ ـ۶ با توجه به شکل موج خروجی، شکل موج ورودی را رسم کنید و فرکانس آن‌را محاسبه کنید.



شکل ۵۰ـ۶

رگولاتورها[1] (تنظیم‌کننده‌های ولتاژ)

هدف کلی: دراین فصل، مدارهای تثبیت‌کننده‌ی ولتاژ مانند رگولاتور زنر، رگولاتور سه‌پایه و رگولاتور با خروجی متغیر را بررسی خواهیم کرد. هم‌چنین درباره‌ی منابع تغذیه‌ی سوئیچینگ به‌اختصار سخن خواهیم گفت.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ رگولاتور ولتاژ را تعریف کند.
۲ـ ضرایب تثبیت رگولاتور ولتاژ را تعریف کند.
۳ـ رگولاتور زنری را تشریح کند.
۴ـ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کننده‌ی جریان را توضیح دهد.
۵ـ رگولاتور ولتاژ با فیدبک را بررسی کند.
۶ـ مدارهای محافظ رگولاتور را توضیح دهد.
۷ـ رگولاتور جریان را شرح دهد.
۸ـ رگولاتور مجتمع سه‌سر را توضیح دهد.
۹ـ رگولاتور قابل‌تنظیم با مدار مجتمع را توضیح دهد.
۱۰ـ مدار مبدل dc به dc را توضیح دهد.
۱۱ـ تنظیم کننده‌ی کلیدزنی را بررسی کند.
۱۲ـ به سؤال‌ها پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

دراکثر مدارها و دستگاه‌های الکترونیکی، برای تأمین قدرت خروجی و توان مصرفی خود سیستم، به منابع تغذیه نیازمندیم. این منابع می‌توانند از نوع ولتاژ یا جریان باشند. منابع تغذیه ولتاژ DC موردنیاز را از برق شهر تهیه و به‌بار اعمال می‌کنند. اما اگر جریان بار یا ولتاژ برق شهر تغییرکند، آیا ولتاژ خروجی منبع تغذیه ثابت می‌ماند؟ جواب منفی است. چنان‌چه جریان بار، ولتاژ ورودی منبع تغذیه یا شرایط محیط (درجه‌ی حرارت) تغییر کنند، ولتاژ خروجی هم تغییراتی خواهد داشت. هرچه تغییرات ولتاژ خروجی منبع تغذیه بیش‌تر باشد، مشکل زیادتر می‌شود. این اشکالات در دستگاه‌هایی مانند وسایل آزمایشگاهی یا مدارهای کامپیوتر، باعث ایجاد خطای ناشی از تغییرولتاژ منبع تغذیه می‌شود. برای رفع اشکالات منابع تغذیه باید ولتاژ خروجی آن‌ها را تثبیت کنیم. رگولاتورهای ولتاژ

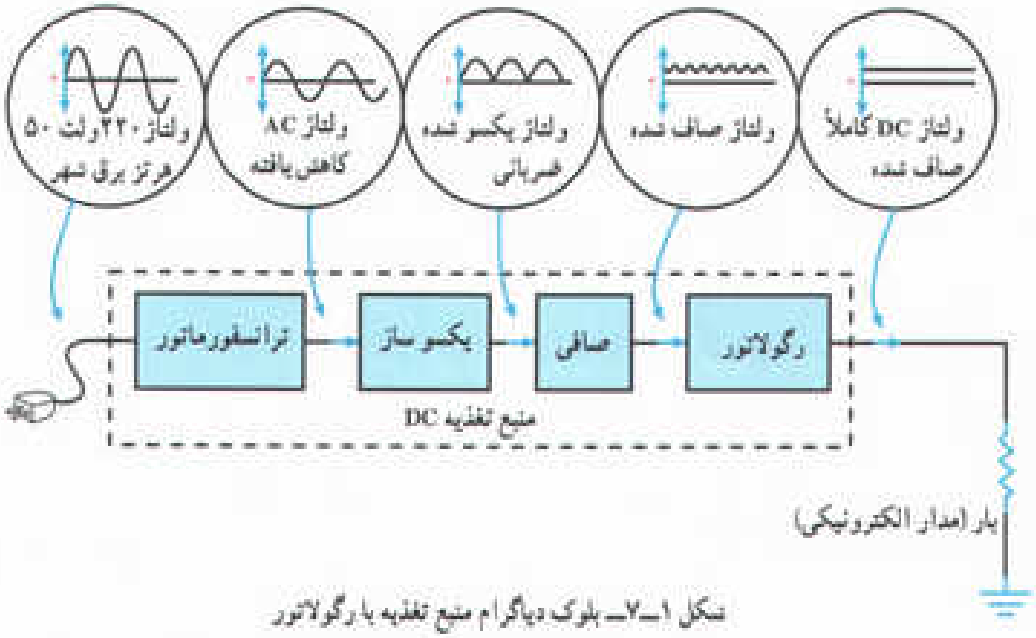
۱ـ Voltage Regulators

برای این منظور ساخته شده‌اند. در این فصل، رگولاتور ولتاژ زنری به‌طور کامل مورد بررسی قرار می‌گیرد. سپس با اشاره‌ای به رگولاتورهای با فیدبک و بدون فیدبک وارد بحث رگولاتورهای سه‌پایه می‌شویم. در این قسمت، انواع رگولاتورهای سه‌پایه با خروجی مثبت، منفی، ولتاژ ثابت و ولتاژ متغیر را بررسی خواهیم کرد.

در پایان، نیز به رگولاتورهای مدرن مانند رگولاتورهای سوئیچینگ و مزایای آن‌ها نسبت به رگولاتورهای معمولی اشاره می‌شود.

۱ــ۷ــ رگولاتور ولتاژ

رگولاتور ولتاژ مداری است که با تغییر ولتاژ ورودی و تغییر جریان بار، ولتاژ دوسر بار را ثابت نگه می‌دارد. این مدار در منبع تغذیه مابین صافی و بار قرار می گیرد تا تمامی تغییرات ولتاژ منبع تغذیه را که به دو سر خازن صافی می‌رسد، حذف کند و ولتاژ تثبیت شده‌ای به‌بار بدهد. در شکل ۱ــ۷ بلوک دیاگرام یک منبع تغذیه با رگولاتور نشان داده شده است.



شکل ۱ــ۷ــ بلوک دیاگرام منبع تغذیه با رگولاتور

با توجه به سیگنال‌های ورودی و خروجی، کار هر بلوک به‌شرح زیر است.

الف ــ ترانسفورماتور: ترانسفورماتور در ورودی مدار برای کاهش یا افزایش ولتاژ برق شهر (۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز) به‌کار می رود. البته در دستگاه‌های ترانزیستوری که امروزه کاربرد بسیاری دارند، این ترانسفورماتور پیش‌تر کاهنده است.

باید توجه داشت که ترانسفورماتور دامنه‌ی ولتاژ سیگنال را تغییر می‌دهد ولی در فرکانس آن تغییری به‌وجود نمی‌آورد؛ یعنی، سیگنال‌های اولیه و ثانویه یک فرکانس ثابت دارند.

ب ــ یکسو ساز: عمل یک‌طرفه کردن جریان متناوب ثانویه‌ی ترانسفورماتور را انجام می‌دهد. این عمل برعهده‌ی دیود یا دیودهای یکسوساز است. تعداد این دیودها بسته به نوع مدار از یک تا چهار عدد است. معمولاً یکسوسازها به سه صورت **نیم‌موج، تمام موج و پل** بسته می‌شوند.

پ ــ صافی: صافی عمل یک‌نواخت کردن ولتاژ یکسو شده را به‌عهده دارد. ساده‌ترین صافی شامل یک خازن الکترولیت با ظرفیت نسبتاً زیاد است. در بعضی اوقات نیز از فیلترهای پایین‌گذر RC استفاده می‌شود.

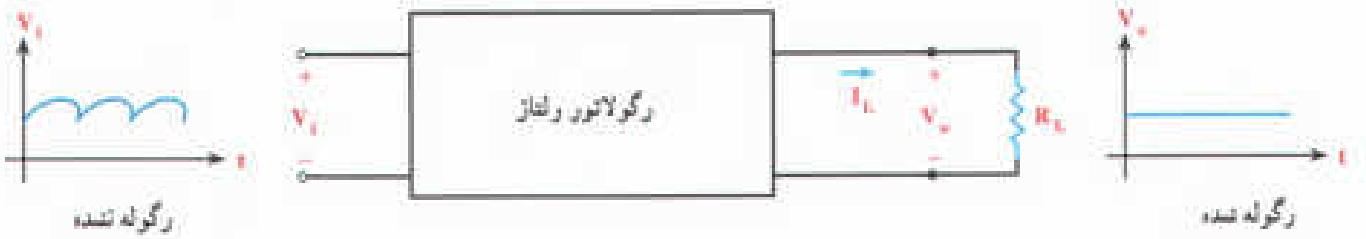
ت ــ رگولاتور ولتاژ: رگولاتور ولتاژ از تغییرات ولتاژ دوسر بار جلوگیری می کند.

ث ــ بار: بار ممکن است یک رادیو، قسمتی از یک تلویزیون یا یک دستگاه الکترونیکی باشد. ولتاژ صاف شده‌ی

خروجی رگولاتور به بار داده می‌شود تا شروع به کار کند. در عمل، همه‌ی طراحی‌ها براساس مشخصات بار انجام می‌گیرند.

ترانسفورماتور، یکسو ساز، صافی و رگولاتورچهار بلوک اصلی منبع تغذیه‌ی DC هستند که در شکل ۱ـ۷ به‌صورت خط‌چین مشخص شده‌اند. شکل موج‌های ورودی و خروجی هر بلوک روی شکل مشخص شده است.

ضرایب تثبیت رگولاتور ولتاژ: در شکل ۲ـ۷ مدار بلوکی رگولاتور ولتاژ نشان داده شده است. در ورودی این رگولاتور ولتاژ رگوله نشده V_i و در خروجی آن ولتاژ رگوله شده V_o وجود دارد.



شکل ۲ـ۷ـ رگولاتور ولتاژ

درجه‌ی تثبیت ولتاژ V_o یا میزان تغییرات آن به سه عامل اساسی زیر بستگی دارد.

الف ـ میزان بار خروجی،

ب ـ تغییرات ولتاژ V_i (به علت تغییرات احتمالی ولتاژ شبکه)،

پ ـ تغییرات درجه حرارت.

با توجه به تغییرات عوامل ذکر شده، سه نوع ضریب تثبیت برای رگولاتور تعریف می‌شود. در تعریف ضرایب تثبیت، همواره دو پارامتر را ثابت فرض می‌کنند.

ضریب تثبیت ولتاژ $S_V = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}\Big|_{I_L, T}$ ثابت

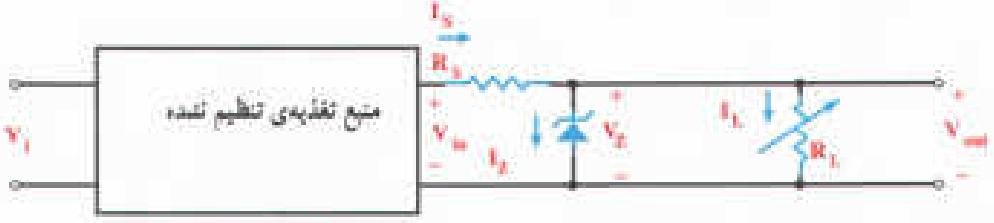
ضریب تثبیت جریان $S_I = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L}\Big|_{V_i, T}$ ثابت

ضریب تثبیت حرارتی $S_T = \frac{\Delta V_o}{\Delta T}\Big|_{I_L, V_i}$ ثابت

معمولاً تغییر ولتاژ ورودی، در خروجی رگولاتور مقداری تغییر ولتاژ به‌وجود می‌آورد. هرچه مقدار S_V به‌صفر نزدیک‌تر باشد، رگولاتور در مقابل تغییرات ولتاژ ورودی‌اش، ولتاژ خروجی ثابت‌تری به‌بار می‌دهد. تغییر جریان بار نیز بر ولتاژ بار ـ که همان ولتاژ خروجی رگولاتور است ـ تأثیر می‌گذارد. هرچه مقدار S_I کوچک‌تر و به صفر نزدیک‌تر باشد، نمایشگر آن است که رگولاتور در مقابل تغییرات جریان بار، ولتاژ خروجی ثابت‌تری دارد. در طراحی رگولاتور سعی می‌کنند S_T را نیز به صفر نزدیک کنند.

۲ـ۷ـ رگولاتور زنری

یک روش ساده برای تثبیت ولتاژ، استفاده از رگولاتور زنری است. در شکل ۳ـ۷ مدار یک رگولاتور زنری نشان داده شده است.



شکل ۳ـ۷ـ رگولاتور زنری

۱ـ $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{\text{تغییرات ولتاژ خروجی}}{\text{تغییرات ولتاژ ورودی}}$

ولتاژ خروجی یک منبع تغذیه‌ی تنظیم نشده به‌عنوان ولتاژ ورودی (V_{in}) به‌تنظیم کننده‌ی زنری وارد می‌شود. تا زمانی که V_{in} از V_Z بزرگ‌تر است، دیود زنر درناحیه‌ی شکست کار می‌کند. مقاومت محدودکننده‌ی R_S از افزایش جریان زنر به بیش از حداکثر مجاز $I_{Z\max}$ جلوگیری می‌کند. با تقریب ایده‌آل، دیود زنر مانند یک باتری عمل می‌کند؛ بنابراین، ولتاژ دو سر بار ثابت می‌ماند. توجه داشته باشید که وقتی ولتاژ خروجی یک منبع تغذیه‌ی تنظیم نشده تغییر کند، تا زمانی که این ولتاژ از ولتاژ شکست زنر بیش‌تر است، دیود زنر در ناحیه‌ی شکست کار می‌کند و ولتاژ در دو سر مقاومت بار ثابت باقی می‌ماند. ولی اگر دامنه‌ی ولتاژ خروجی منبع تغذیه از ولتاژ شکست زنر کم‌تر شود، دیود زنر از مدار خارج می‌گردد و ولتاژ تثبیت نشده‌ی منبع تغذیه مستقیماً به بار می‌رسد.

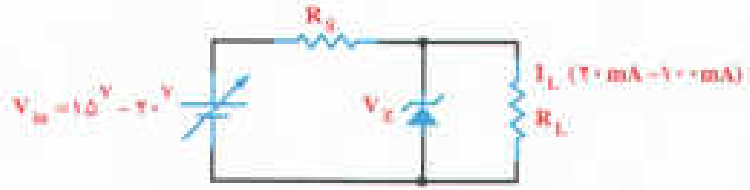
۱ــ روابط بنیادی: در شکل ۳ــ۷ جریانی که از مقاومت R_S می‌گذرد، برابر است با $I_S = \dfrac{V_{in} - V_{out}}{R_S}$. جریان I_S نیز برابر است با $I_S = I_Z + I_L$. اگر از مقاومت دیود زنر صرف‌نظر شود، ولتاژ خروجی با ولتاژ دو سر زنر برابر است: $V_{out} = V_Z$

ولی اگر مقاومت دیود زنر را r_Z فرض کنیم، داریم $V_{out} = V_Z + I_Z r_Z$.

۲ــ بیش‌ترین مقدار مقاومت R_S: برای این‌که یک رگولاتور زنری ولتاژ خروجی را ثابت نگه دارد، دیود زنر باید در تمام شرایط کار در ناحیه‌ی شکست باقی بماند. به‌عبارت دیگر، ولتاژ منبع و جریان در مقاومت بار هرقدر باشند، جریان دیود زنر از حد معینی پایین‌تر نیاید. بدترین حالت وقتی پیش می‌آید که ولتاژ منبع در مینیمم و جریان بار در ماکزیمم باشد. در این حالت، جریان زنر به مینیمم مقدار خود می‌رسد. با توجه به روابط بنیادی، مقدار ماکزیمم مقاومت R_S از رابطه‌ی $R_{S\max} = \dfrac{V_{in(\min)} - V_{out}}{I_{L\max}}$ به‌دست می‌آید. در این حالت $I_{Z\min} = 0$ فرض شده است.

اگر بخواهید مقاومتی بزرگ‌تر از مقدار $R_{S\max}$ را به‌کار ببرید، رگولاتور زنری برای ولتاژهای کم منبع و جریان‌های زیاد بار از عمل تنظیم باز می‌ماند.

مثال ۱: در شکل ۴ــ۷ اگر ولتاژ شکست زنر $V_Z = 10V$ فرض شود، مقاومت R_S چه مقداری انتخاب گردد تا ولتاژ بار در تمام شرایط ثابت بماند؟



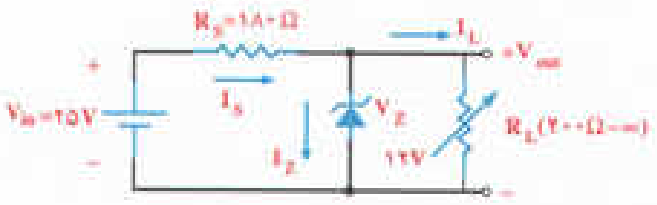
شکل ۴ــ۷

راه حل: مقاومت R_S برای بدترین حالت ($V_{in} = 15V$ و $I_L = 100mA$) محاسبه می‌شود.

$$R_{S\max} = \frac{15 - 10}{100mA} = 50\Omega$$

اگر R_S از ۵۰ اهم بزرگ‌تر باشد، رگولاتور زنری برای ولتاژهای کم ورودی و جریان‌های زیاد بار، عمل تنظیم را انجام نخواهد داد. به‌عبارت دیگر، به‌ازای $V_{in} < 15V$ و $I_L > 100mA$ دیود زنر در ناحیه‌ی شکست کار نخواهد کرد.

مثال ۲: در شکل ۵ــ۷ جریان عبوری از مقاومت R_S، کم‌ترین و بیش‌ترین مقدار جریان بار و بیش‌ترین و کم‌ترین مقدار جریان زنر را محاسبه کنید.



شکل ۵ــ۷

راه حل: $I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{۲۵ - ۱۲}{۱۸۰} = ۷۲mA$

کم‌ترین جریان بار به‌ازای مقدار بی‌نهایت R_L به‌دست می‌آید.

$$R_L = \infty \Rightarrow I_{L(min)} = ۰$$

بیش‌ترین جریان بار وقتی به‌وجود می‌آید که R_L مساوی ۲۰۰ اهم باشد.

$$I_{L(max)} = \frac{V_{out}}{R_{L(min)}} = \frac{۱۲}{۲۰۰} = ۶۰mA$$

$$I_{Z(min)} = I_S - I_{L(max)} = ۷۲ - ۶۰ = ۱۲mA$$

$$I_{Z(max)} = I_S - I_{L(min)} = ۷۲ - ۰ = ۷۲mA$$

در این مسئله، نکته‌ی مهمی را یادآوری می‌کنیم. جریان مقاومت R_S مقداری ثابت و مساوی ۷۲mA است. وقتی که جریان بار از صفر تا ۶۰ میلی‌آمپر بالا رود، جریان زنر از ۷۲mA به ۱۲mA افت می‌کند تا جریان I_S ثابت بماند. این عمل برای تنظیم‌کننده‌ی زنری مطلوب است. در این حالت، به‌رغم تغییرات جریان بار، در I_S و V_{out} تغییری حاصل نمی‌شود.

۳ــ درصد تنظیم[1] ولتاژ (V_R): در یک رگولاتور ولتاژ، درصد تنظیم ولتاژ از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید.

$$V_R = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times ۱۰۰٪$$

دراین رابطه، V_{ONL} ولتاژ خروجی بدون بار[2] و V_{OFL} ولتاژ خروجی با بار کامل[3] است. بدون بار یعنی جریان بار صفر و R_L مساوی بی‌نهایت است. بار کامل یعنی جریان بار در حدّ ماکزیمم و R_L در حدّ مینیمم است. در یک رگولاتور خوب مقدار V_R نزدیک به صفر است.

مثال ۳: در شکل ۵ــ۷ فرض کنید مقاومت داخلی زنر مساوی ۷Ω است. با توجه به مثال ۲ درصد تنظیم ولتاژ رگولاتور را محاسبه کنید.

راه حل: در مثال ۲ داشتیم $I_{Z(min)} = ۱۲mA$ و $I_{Z(max)} = ۷۲mA$ در حالت $R_L = \infty$ جریان زنر ماکزیمم است. در این حالت، ولتاژ خروجی V_{ONL} برابر است با

$$V_{ONL} = V_Z + I_{Z(max)} r_Z$$

$$V_{ONL} = ۱۲ + \frac{۷۲}{۱۰۰۰} \times ۷ = ۱۲/۵V$$

در حالت $R_L = ۲۰۰\Omega$، جریان بار ماکزیمم و ولتاژ خروجی V_{OFL} برابر است با

$$V_{OFL} = V_Z + I_{Z(min)} r_Z$$

$$V_{OFL} = ۱۲ + \frac{۱۲}{۱۰۰۰} \times ۷ = ۱۲/۱V$$

درصد تنظیم ولتاژ V_R برابر است با

$$V_R = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times ۱۰۰٪ =$$

$$\frac{۱۲/۵ - ۱۲/۱}{۱۲/۱} \times ۱۰۰٪ = ۳/۳٪$$

(برای مطالعه)

مثال ۴: در شکل ۶ــ۷ اگر دیود زنر با ولتاژ شکست ۶ ولت و توان ۳ وات باشد، مقدار مقاومت R_S را در حالت‌های زیر حساب کنید. مینیمم جریان زنر را صفر درنظر بگیرید.

الف ــ ماکزیمم جریان مصرف‌کننده ۲۰۰ میلی‌آمپر باشد.

ب ــ ماکزیمم جریان مصرف‌کننده ۵۰۰ میلی‌آمپر باشد.

پ ــ ماکزیمم جریان مصرف‌کننده ۱ آمپر باشد.

شکل ۶ــ۷

۱ــ Voltage Regulation Percent

۲ــ Noload Output Voltage

۳ــ Full Load Output Voltage

راه حل: ماکزیمم جریان زنر با استفاده از $P_{Z_{max}} = ۳W$ و $V_Z = ۶V$ محاسبه می‌شود:

$$I_{Z_{max}} = \frac{P_{Z_{max}}}{V_Z} = \frac{۳}{۶} = ۰/۵A = ۵۰۰mA$$

اگر مصرف‌کننده را از مدار باز کنیم، جریان ماکزیمم مدار نباید از ۵۰۰ میلی‌آمپر بیش‌تر شود؛ زیرا دیود زنر نمی‌تواند جریان بیش‌تری را تحمل کند. بنابراین، حداقل مقاومت R_S برابر است با:

$$R_{S_{min}} = \frac{V_{in} - V_Z}{I_{Z_{max}}} = \frac{۱۰-۶}{۰/۵} = ۸\Omega$$

الف ـ وقتی که مصرف‌کننده جریان ۲۰۰ میلی‌آمپر مصرف می‌کند، فرض می‌کنیم جریان دیود زنر مساوی صفر باشد. در این‌حالت، $R_{S_{max}}$ برابر است با:

$$R_{S_{max}} = \frac{V_{in} - V_Z}{I_{L_{max}}} = \frac{۱۰-۶}{۰/۲} = ۲۰\Omega$$

پس، مقاومت R_S باید بین ۸ تا ۲۰ اهم انتخاب شود.

ب ـ اگر جریان مصرف کننده ۵۰۰ میلی‌آمپر باشد، $R_{S_{max}}$ برابر است با:

$$R_{S_{max}} = \frac{۱۰-۶}{۰/۵} = ۸\Omega$$

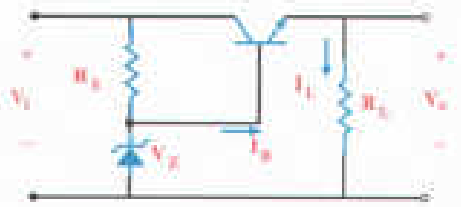
پ ـ اگر ماکزیمم جریان مصرف‌کننده مساوی ۱ آمپر باشد، $R_{S_{max}}$ برابر است با:

$$R_{S_{max}} = \frac{۱۰-۶}{۱} = ۴\Omega$$

در حالت پ مقاومت R_S باید از ۴ اهم کم‌تر باشد. ازطرفی به‌دلیل محدودیت جریان دیود زنر باید مقاومت R_S از ۸ اهم بیش‌تر باشد و این معنی ندارد. بنابراین، برای رفع این اشکال باید از دیود زنری استفاده کرد که توان بیش‌تری را تحمل کند یا این‌که بعد از دیود زنر یک تقویت‌کننده‌ی جریان در مدار قرار داد.

۳ـ۷ـ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کننده‌ی جریان

می‌دانیم که ترانزیستور در حالت‌های امیتر مشترک و کلکتور مشترک می‌تواند جریان را تقویت کند. اگر به تقویت ولتاژ نیاز نداشته باشیم، مدار کلکتور مشترک مناسب‌ترین مدار برای تقویت جریان است؛ زیرا ضریب تقویت جریان آن زیاد و مقاومت ورودی آن بالاست. در شکل ۷ـ۷ مدار یک رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک نشان داده شده است.



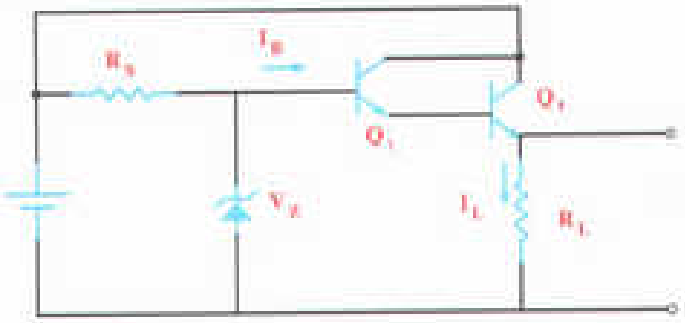
شکل ۷ـ۷ـ رگولاتور ولتاژ با تقویت کننده‌ی جریان

در این مدار، جریان عبوری از بار با جریان امیتر ترانزیستور مساوی و برابر است با $(۱+\beta)I_B$؛ پس جریان بار مدار در مقایسه با رگولاتور ساده‌ی زنری افزایش یافته است.

هم‌چنین، ولتاژ خروجی از ولتاژ دو سر زنر به‌اندازه‌ی V_{BE} کم‌تر است. $(V_o = V_Z - V_{BE})$؛ مثلاً اگر ولتاژ شکست زنر ۶/۸ ولت و ترانزیستور از جنس سیلیکان با $V_{BE} = ۰/۶$ ولت انتخاب شود، ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_o = V_Z - V_{BE} = ۶/۸ - ۰/۶ = ۶/۲V$$

در شکل ۷ـ۷ برای دریافت جریان بیش‌تر از رگولاتور، می‌توانیم ـ طبق شکل ۸ ـ۷ـ از زوج دارلینگتون استفاده کنیم.



شکل ۸ــ۷ــ رگولاتور ولتاژ با زوج دارلینگتون

در این مدار اگر دو ترانزیستور دارای بهره‌ی جریان β_1 و β_2 باشند، جریان عبوری از بار تقریباً برابر است با:

$$I_L \equiv \beta_1\beta_2 I_B$$

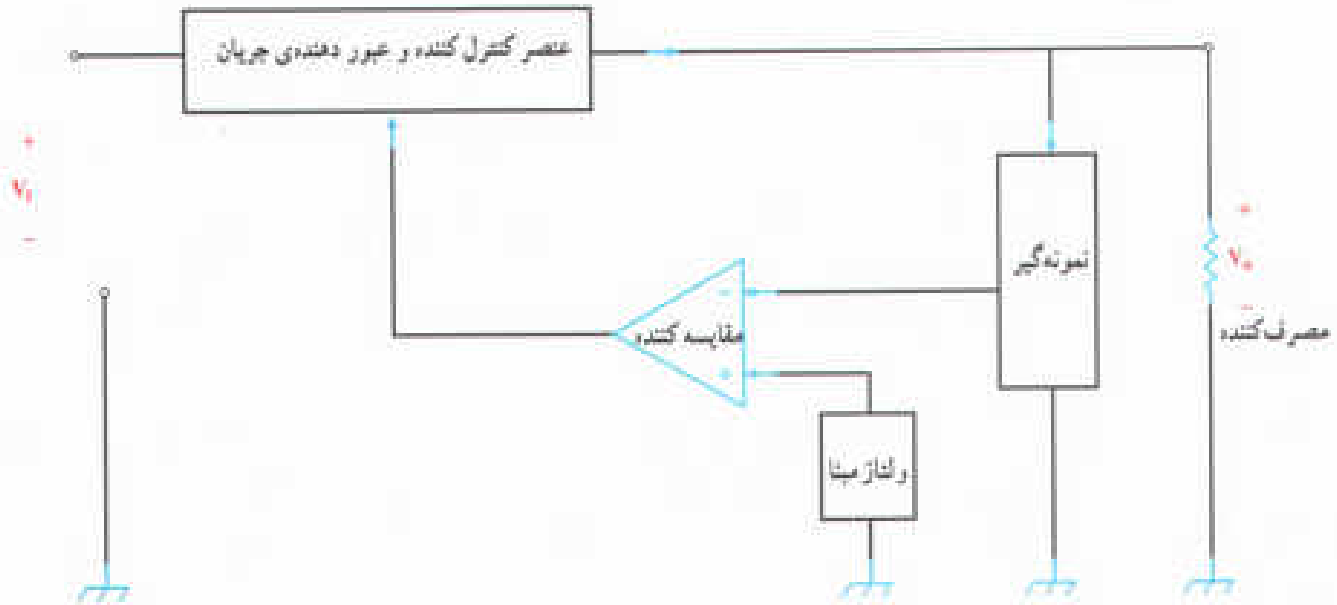
ولتاژ خروجی رگولاتور نیز برابر است با:

$$V_o = V_Z - (V_{BE_1} + V_{BE_2})$$

۴ــ۷ــ رگولاتور ولتاژ با فیدبک

تاکنون رگولاتورهایی از نوع رگولاتورهای بدون فیدبک را شرح دادیم. برای تثبیت بیش‌تر ولتاژ خروجی ــ طبق بلوک دیاگرام ۹ــ۷ــ رگولاتوری با مدار فیدبک و مدار مقایسه کننده مورد نیاز است.

رگولاتورهای فیدبک ازنظر مدار، اشکال و انواع متنوعی



شکل ۹ــ۷ــ بلوک دیاگرام رگولاتور با فیدبک

دارند. اما طبق شکل ۹ــ۷ از قسمت‌های اساسی زیر تشکیل شده‌اند.

الف ــ ولتاژ مبنا: ولتاژ مبنا یا مرجع بیش‌تر توسط دیود زنر تولید می‌شود که ولتاژ ثابتی را ارائه می‌دهد.

ب ــ نمونه‌گیر: قسمتی از ولتاژ خروجی را به مدار مقایسه کننده برمی‌گرداند. نمونه‌گیر اغلب از چند مقاومت ثابت و متغیر تشکیل شده است.

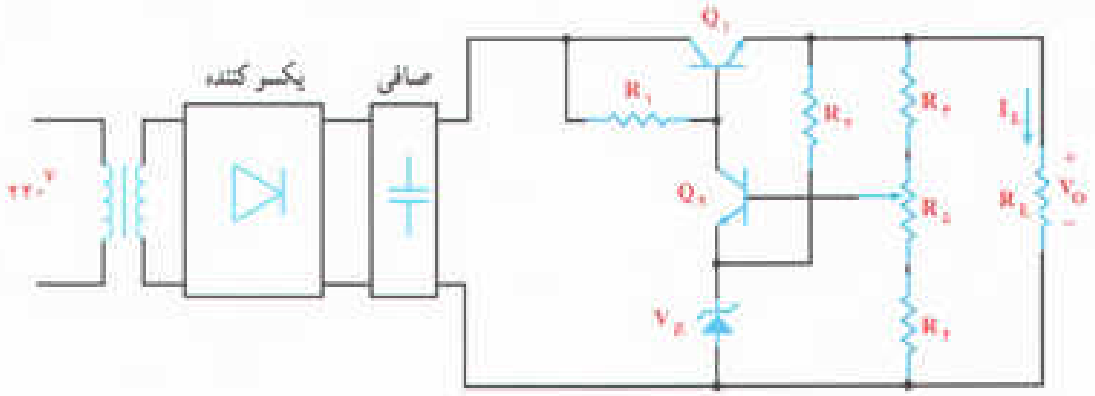
پ ــ مقایسه کننده و تقویت‌کننده‌ی ولتاژ خطا: ولتاژ نمونه‌گیر را که جزئی از ولتاژ خروجی است، با ولتاژ مبنا مقایسه می‌کند. سپس ولتاژ خروجی خود را طوری تغییر می‌دهد که این دو ولتاژ برابر شوند. بنابراین، همیشه ولتاژ خروجی با یک ولتاژ ثابت ــ که همان ولتاژ مبنا است ــ مقایسه می‌شود و درصورت هرگونه تغییر در ولتاژ خروجی، بلافاصله با تغییر ولتاژ خروجی مقایسه کننده، ولتاژ خروجی رگولاتور را تصحیح می‌کند: مثلاً اگر دراثر افزایش جریان بار، ولتاژ خروجی کاهش یابد، بلافاصله این کاهش ولتاژ باعث افزایش ولتاژ خروجی مقایسه کننده می‌شود. در نتیجه، کاهش ولتاژ خروجی جبران می‌شود و ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند.

ت ــ عنصر کنترل‌کننده و عبور دهنده‌ی جریان: یک تقویت‌کننده‌ی کلکتور مشترک یا زوج دارلینگتون است و از مقایسه کننده فرمان می‌گیرد. با تنظیم افت ولتاژ در دو سر این عنصر، ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند. چون جریان مصرف‌کننده از این عنصر عبور می‌کند؛ قدرت زیادی در آن تلف می‌شود.

در شکل ۱۰ــ۷ مدار یک منبع تغذیه با رگولاتور فیدبک نشان داده شده است.

در ورودی مدار رگولاتور، قسمت‌های ترانس تغذیه، یکسوکننده و خازن صافی یک ولتاژ DC رگوله نشده از برق شهر تهیه و به ورودی رگولاتور اعمال می‌کنند.

در مقایسه با بلوک دیاگرام شکل ۹ــ۷، کار اجزای تشکیل‌دهنده‌ی این مدار به‌شرح زیر است.

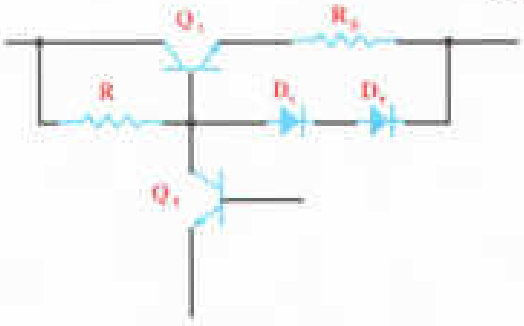


شکل ۱۰ــ۷ــ منبع تغذیه با رگولاتور فیدبک

ترانزیستور Q_1 کنترل کننده‌ی ولتاژ خروجی، Q_2 مقایسه‌کننده، دیود زنر تهیه‌کننده‌ی ولتاژ ثابت مبنا و مقاومت‌های R_3، R_4 و R_5 گیرنده‌ی نمونه‌ی ولتاژ خروجی هستند. (پتانسیومتر R_5 برای تغییر دادن ولتاژ خروجی V_{out} به‌کار می‌رود). ابتدا به وسیله‌ی مقاومت‌های R_3، R_4 و R_5 مقداری از ولتاژ خروجی گرفته شده و به بیس ترانزیستور Q_2 وارد می‌شود. در امیتر این ترانزیستور، دیود زنر وجود دارد که به‌وسیله‌ی R_2 در جهت معکوس بایاس می‌شود و ولتاژ ثابت مبنا را به امیتر Q_2 اعمال می‌کند. اختلاف ولتاژ بیس و امیتر ترانزیستور Q_2 باعث به‌وجود آمدن جریانی در کلکتور امیتر این ترانزیستور می‌شود و در نتیجه، جریان بیس ترانزیستور Q_1 تغییر می‌کند. بنابراین، جریان امیتر آن‌را که تقریباً همان جریان بار است، کنترل می‌کند. حال اگر جریان بار به‌دلیلی افزایش یابد و باعث افزایش ولتاژ خروجی شود، ولتاژ بیس Q_2 نیز زیاد می‌شود و چون ولتاژ امیتر آن به‌وسیله‌ی دیود زنر ثابت نگه داشته شده است، بنابراین جریان بیس آن نیز زیاد و درنتیجه، جریان کلکتور آن هم زیاد می‌شود. این عمل باعث کم‌شدن جریان بیس Q_1 می‌شود. جریان امیتر آن نیز ــ که همان جریان بار است ــ کم می‌شود و ولتاژ خروجی پایین می‌آید. به این ترتیب، ولتاژ خروجی ثابت نگه داشته می‌شود. البته با تغییر مقاومت متغیر R_5 می‌توان ولتاژ بیس Q_2 را به‌طور دستی تغییر داد و ولتاژ خروجی را به مقدار دلخواه تنظیم کرد.

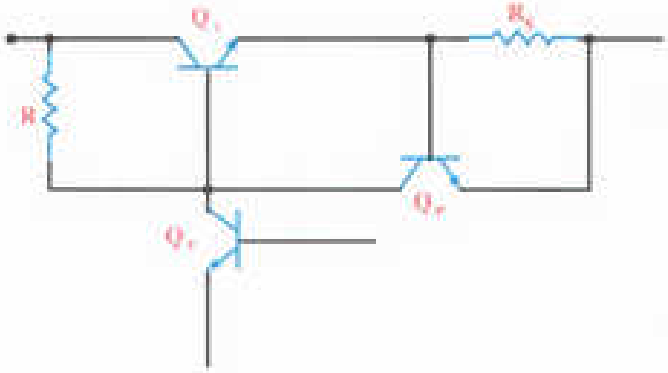
۵ــ۷ــ مدارهای محافظ

اگر خروجی رگولاتور اتصال کوتاه شود، جریان زیادی از ترانزیستور کنترل‌کننده می‌گذرد و باعث خرابی آن می‌شود. به‌همین دلیل، در بعضی مواقع برای رگولاتورها مدارهای محافظتی پیش‌بینی می‌کنند تا از ترانزیستور کنترل‌کننده محافظت شود. ساده‌ترین نوع مدار محافظ در شکل ۱۱ــ۷ نشان داده شده است.



شکل ۱۱ــ۷ــ مدار محافظ رگولاتور

در این مدار، تا زمانی که ولتاژ دو سر مقاومت R_S در اثر عبور جریان بار به ۰/۶V (دیود سیلیکانی) یا ۰/۲V (دیود ژرمانیمی) نرسیده است، دو دیود D_1 و D_2 در حالت باز هستند و درنتیجه، بر مدار تأثیری ندارند امّا وقتی ولتاژ دو سر R_S از این حد گذشت، به‌دلیل این‌که ۰/۶V یا ۰/۲V هم بین بیس ـ امیتر Q_1 وجود داشته است، ولتاژ کلی دو سر D_1 و D_2 به ۱/۲V یا ۰/۴V می‌رسد و دو دیود به اصطلاح روشن می‌شوند و از جریان بیس Q_1 کم می‌کنند. درنتیجه، جریان بار نمی‌تواند زیادتر شود و محدود خواهد شد. نوع دیگر مدار محافظ، استفاده از یک ترانزیستور طبق شکل ۱۲ـ۷ است.



شکل ۱۲ـ۷ـ مدار محافظ رگولاتور

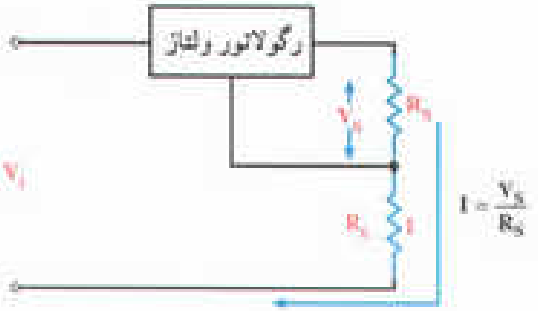
در این مدار هم تا زمانی که افت ولتاژ در دو سر مقاومت R_S به‌دلیل گذشتن جریان بار از آن به ۰/۶ ولت نرسد؛ ترانزیستور Q_2 هدایت نمی‌کند ولی پس از این‌که ولتاژ دو سر مقاومت R_S از ۰/۶ ولت بیش‌تر شد، چون ولتاژ بیس امیتر ترانزیستور Q_2 نیز از ۰/۶ ولت بیش‌تر می‌شود، این ترانزیستور هدایت می‌کند. در این حالت، به‌دلیل عبور جریان از کلکتور Q_2، جریان بیس ترانزیستور Q_1 کم می‌شود و جریان بار، دیگر نمی‌تواند افزایش یابد. به این ترتیب، باز هم جریان بار محدود می‌گردد و درنتیجه، ترانزیستور Q_1 محافظت می‌شود. در شکل ۱۲ـ۷ اگر مقاومت R_S را مساوی ۳ اهم انتخاب کنیم، ولتاژ بیس امیتر ترانزیستور Q_2 مساوی ۰/۶ ولت می‌شود. وقتی جریان بار به ۲۰۰ میلی‌آمپر برسد، ترانزیستور Q_2 هادی می‌شود.

$$V_{RS} = 3I_L = 0/6 \Rightarrow I_L = 0/2A = 200mA$$

۶ـ۷ـ رگولاتور جریان

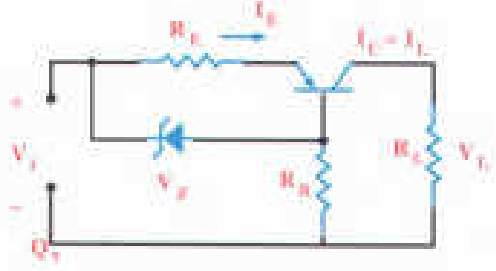
رگولاتور جریان مداری‌ست که جریان مصرف‌کننده را ثابت نگه می‌دارد و این‌کار را با تغییر ولتاژ دو سر مقاومت بار انجام می‌دهد؛ یعنی، در صورت افزایش مقاومت بار، ولتاژ بار نیز افزایش و با کاهش مقاومت بار، ولتاژ بار نیز کاهش می‌یابد تا در همه حال جریان بار ثابت بماند.

مدار رگولاتور جریان شامل یک رگولاتور ولتاژ است که ولتاژ دو سر یک مقاومت را ثابت نگه می‌دارد. درنتیجه، جریان عبوری از مقاومت ثابت است. در صورت سری کردن یک مقاومت با این مدار، جریان عبوری از مقاومت نیز ثابت می‌ماند. شکل ۱۳ـ۷ شمای کلی رگولاتور جریان را نشان می‌دهد.



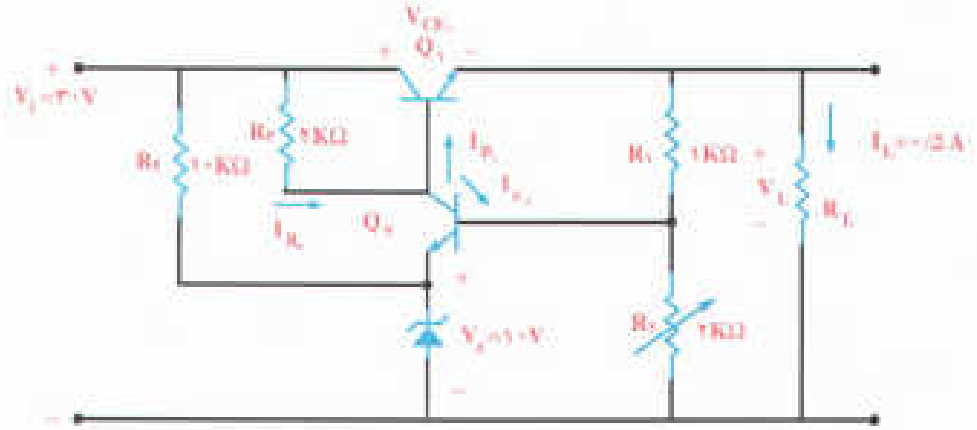
شکل ۱۳ـ۷ـ شمای کلی رگولاتور جریان

یک نمونه مدار رگولاتور جریان در شکل ۱۴ـ۷ نشان داده شده است. در این مدار، کاهش در $I_L = I_C$ به‌دلیل افت V_L سبب کاهش در $I_E \cong I_C$ می‌شود و این امر به افت ولتاژ V_{RE} منجر می‌گردد. طبق رابطه‌ی $V_Z = V_{R_E} + V_{EB}$ چون V_Z ثابت است، کاهش V_{R_E} باعث افزایش V_{EB} و هدایت ترانزیستور خواهد شد و I_L را در سطح ثابتی قرار خواهد داد.



شکل ۱۴ـ۷ـ مدار رگولاتور جریان

مثال ۵: در شکل ۱۵ـ۷ با فرض $I_C \cong I_E$ و $V_{BE} = ۰$ ، $\beta = ۱۰۰$ ولتاژها و جریان‌هایی را که روی شکل نشان داده شده است، محاسبه کنید.



شکل ۱۵ـ۷

راه حل:

$$V_{R_3} = V_i - V_Z = ۳۰ - ۱۰ = ۲۰V$$

$$I_{R_3} = \frac{۲۰V}{۱۰K} = ۲mA$$

$$V_{BE_2} \cong ۰ \Rightarrow V_{R_4} = V_Z = ۱۰V$$

$$I_{R_4} = \frac{۱۰V}{۲K} = ۵mA$$

با فرض $I_{B_1} \ll I_{R_2}$ نتیجه می‌شود:

$$I_{R_1} = I_{R_2} = ۵mA$$

$$V_L = ۵mA(R_1 + R_2)$$

$$V_L = ۵mA \times (۲+۱) = ۵ \times ۳ = ۱۵V$$

$$V_{BE_1} \cong ۰ \Rightarrow V_{R_2} = V_i - V_L = ۳۰ - ۱۵ = ۱۵V$$

$$I_{R_2} = \frac{۱۵V}{۲K} = ۷/۵mA$$

$$V_{CE_1} = V_i - V_L = ۳۰ - ۱۵ = ۱۵V$$

$$I_{E_1} = I_{R_1} + I_L$$

$$I_{E_1} = ۵۰۰ + ۵ = ۵۰۵mA = ۱۰۰ I_{B_1}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{۱۰۰} = \frac{۵۰۵}{۱۰۰} = ۵/۰۵mA$$

$$I_{C_2} = I_{R_2} - I_{B_1} = ۷/۵ - ۵/۰۵ = ۲/۴۵mA$$

$$V_{BQ_2} = I_{B_2} \cong \frac{I_{C_2}}{۱۰۰} = \frac{۲/۴۵}{۱۰۰} = ۲۴/۵\mu A$$

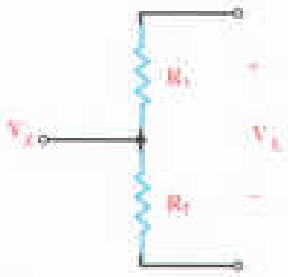
در واقع، $I_{B_2} \ll I_{R_2}$ است و این یک تقریب بسیار خوب است.

$$I_Z = I_{R_3} + I_{C_2} = (۲ + ۲/۴۵) = ۴/۴۵mA$$

این تقریب که $I_{B_2} \ll I_{R_3}$ است، استفاده از مدار شکل ۱۶ـ۷ را برای محاسبه‌ی V_Z ساده می‌کند.

$$V_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_L \Rightarrow V_L = V_Z(۱ + \frac{R_1}{R_2})$$

$$V_L = ۱۰(۱ + \frac{۱}{۲}) = ۱۵V$$



شکل ۱۶ـ۷

از شکل ۱۵ـ۷ درمی‌یابیم که R_2 یک مقاومت متغیر است. تغییرات این مقاومت، V_L را کنترل می‌کند. بیش‌ترین

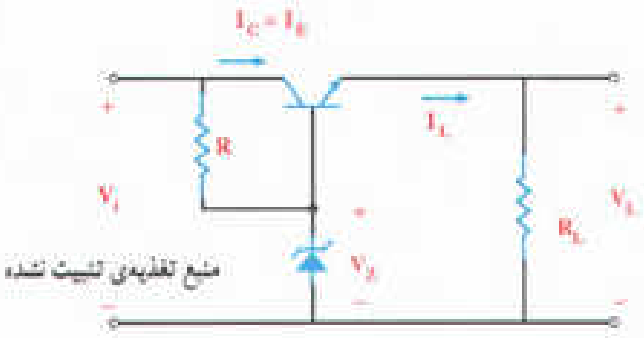
ولتاژ خروجی مساوی ۳۰ ولت و کم‌ترین آن مساوی ۱۰ ولت است.

بیش‌ترین ولتاژ (۳۰ ولت) در حالت $V_{C_1} = 0$ (Q_1 انسباع) به‌دست می‌آید. در حالت $R_1 = 0$ یا $R_2 = \infty$ کم‌ترین ولتاژ خروجی (۱۰V) نتیجه می‌شود.

خودآزمایی

۱ــ درصد تنظیم ولتاژ یک منبع dc را حساب کنید که ۱۰۰V را در بی‌باری و ۹۵V را در بار کامل تهیه می‌کند.

۲ــ در شکل ۱۷ــ۷ اگر $R_L = 1K\Omega$ ، $R = 5K\Omega$ ، $V_Z = 10V$ ، $V_{BE} = 0/7V$ و $V_i = 20V$ باشد، مقادیر زیر را تعیین کنید.



شکل ۱۷ــ۷

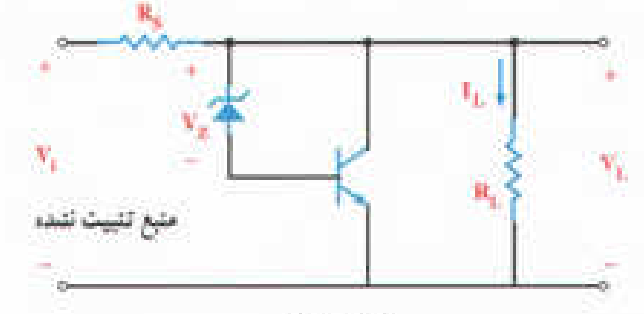
الف ــ V_L و I_L ؛

ب ــ جریان کلکتور ترانزیستور ؛

پ ــ جریان عبوری از مقاومت R ؛

ت ــ جریان منبع.

۳ــ در شکل ۱۸ــ۷ اگر $R_L = 2K\Omega$ ، $R_S = 2K\Omega$ ، $V_Z = 10V$ ، $V_{BE} = 0/7V$ ، $\beta = 50$ و $V_i = 20V$ باشد، مقادیر زیر را تعیین کنید.



شکل ۱۸ــ۷

الف ــ ولتاژ V_L ؛

ب ــ جریان I_L ؛

پ ــ جریان منبع که از R_S می‌گذرد ؛

ت ــ جریان زنر.

۴ــ در شکل ۱۵ــ۷ مقدار R_1 را برای برقراری ولتاژ باری معادل ۲۰ ولت محاسبه کنید.

۵ــ در شکل ۱۴ــ۷ با فرض $R_L = 5K\Omega$ ، $R_E = 2K\Omega$ ، $R_B = 10K\Omega$ ، $|V_{BE}| = 0/7V$ ، $V_Z = 10V$ و $V_i = 30V$ باشد، ولتاژ V_L را محاسبه کنید.

۶ــ در شکل ۹ــ۷ کدام المان الکترونیکی را می‌توان به‌جای مقایسه کننده قرار داد؟

۷ــ۷ــ تنظیم کننده‌های مجتمع سه سر

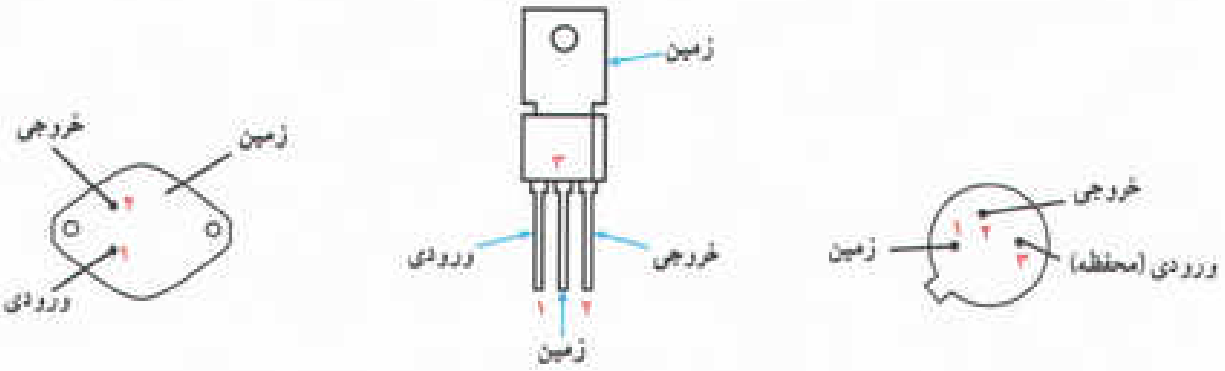
در اواخر سال‌های ۱۹۶۰ سازندگان مدارهای مجتمع، تولید تنظیم کننده‌ی ولتاژ را بر روی تراشه آغاز کردند. در نسل اوّل این وسایل ــ مانند μA۷۲۳ و LM۳۰۰ ــ یک دیودزنر، یک تقویت‌کننده با بهره‌ی بالا، یک محدودکننده‌ی جریان و چند مدار مفید دیگر تعبیه شده بود. عیب این تنظیم کننده‌های مجتمع اوّلیه این بود که به اجزای خارجی زیادی نیاز داشتند و علاوه بر این، باید هشت پایه یا بیش‌تر برای آن‌ها پیش‌بینی می‌شد تا با اتصال این پایه‌ها به اجزای مختلف به مشخصاتی مطلوب می‌رسیدند. جدیدترین نسل تنظیم کننده‌های ولتاژ مجتمع، فقط سه پایه‌ی اتصال : یکی برای ولتاژ تنظیم نشده‌ی ورودی، یکی برای ولتاژ تنظیم شده‌ی خروجی و یکی هم برای اتصال به‌زمین دارند. کاربرد این تنظیم کننده‌های سه سر ــ که به‌صورت قطعاتی با پوشش پلاستیکی یا فلزی به بازار آمده‌اند ــ بسیار عمومیت یافته است ؛ زیرا بسیار ارزان‌اند و در عین حال، استفاده از آن‌ها آسان است. این تنظیم کننده‌های ولتاژ سه سر، گذشته از یک جفت خازن بای‌پاس، جزء خارجی دیگری ندارند. خازن‌ها در ورودی و خروجی رگولاتور نصب می‌شوند تا تغییرات ولتاژی را که در اثر نفوذ و دخالت فرکانس‌های ناخواسته به‌وجود می‌آید، فیلتر کنند. طبقه‌بندی اساسی رگولاتورهای ولتاژ به این ترتیب است :

ــ دسته‌ای از رگولاتورها که ولتاژ مثبت تهیه می‌کنند ؛ رگولاتورهای سری ۷۸×× از این نوع‌اند.

ـ دسته‌ای که فقط ولتاژ منفی تهیه می‌کنند؛ این گروه با سری ××۷۹ مشخص می‌شوند.

ـ دسته‌ی دیگری که ولتاژقابل تنظیم در خروجی می‌دهند؛ مانند LM۳۱۷ که ولتاژ مثبت ۱/۲ ولت تا ۳۷ ولت تولید می‌کند و LM۳۳۷ که تولیدکننده‌ی ولتاژ ۱/۲۷- تا ۳۷۷- است.

در شکل ۱۹ـ۷ چند نمونه رگولاتور سه پایه نشان داده شده است. در حالت الف نما از زیر، در حالت ب نما از روبه‌رو و در حالت پ نیز نما از زیر برای سه نمونه رگولاتور مختلف مشخص شده است.



(الف) نما از زیر　　ب) نما ازروبه‌رو　　پ) نما از زیر

شکل ۱۹ـ۷ـ بسته‌بندی‌های متعارف تنظیم‌کننده‌های ولتاژ سه‌پایه

۱ـ بلوک دیاگرام مدار داخلی رگولاتور سه سر: در شکل ۲۰ـ۷ نمودار بلوکی مدار داخلی رگولاتور ولتاژ مجتمع سه سر نشان داده شده است. این رگولاتور مشتمل است بر:

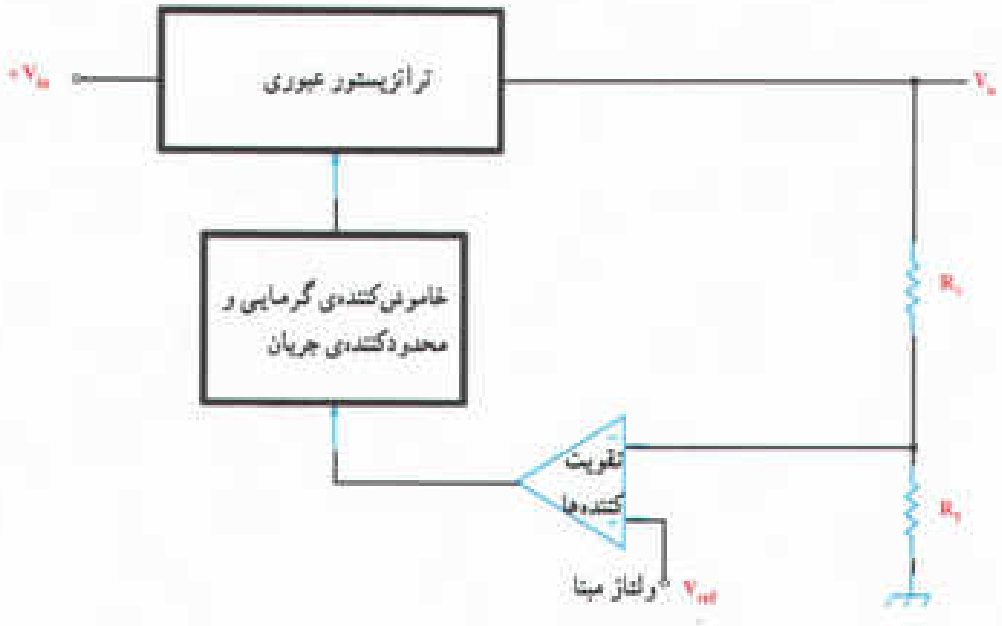
۱ـ ترانزیستور عبوری که جریان بار از آن می‌گذرد؛

۲ـ خاموش کننده‌ی گرمایی و محدود کننده‌ی جریان.

کار خاموش‌کننده‌ی گرمایی این است که اگر دمای داخلی رگولاتور تا حد خطرناکی بالا رود، مدار را خود به خود به حالت خاموشی می‌برد. این عمل یک اقدام احتیاطی برای جلوگیری از اتلاف بیش از حد توان مجاز است که به دمای محیط، ظرفیت حرارت‌گیر و سایر متغیرها بستگی دارد.

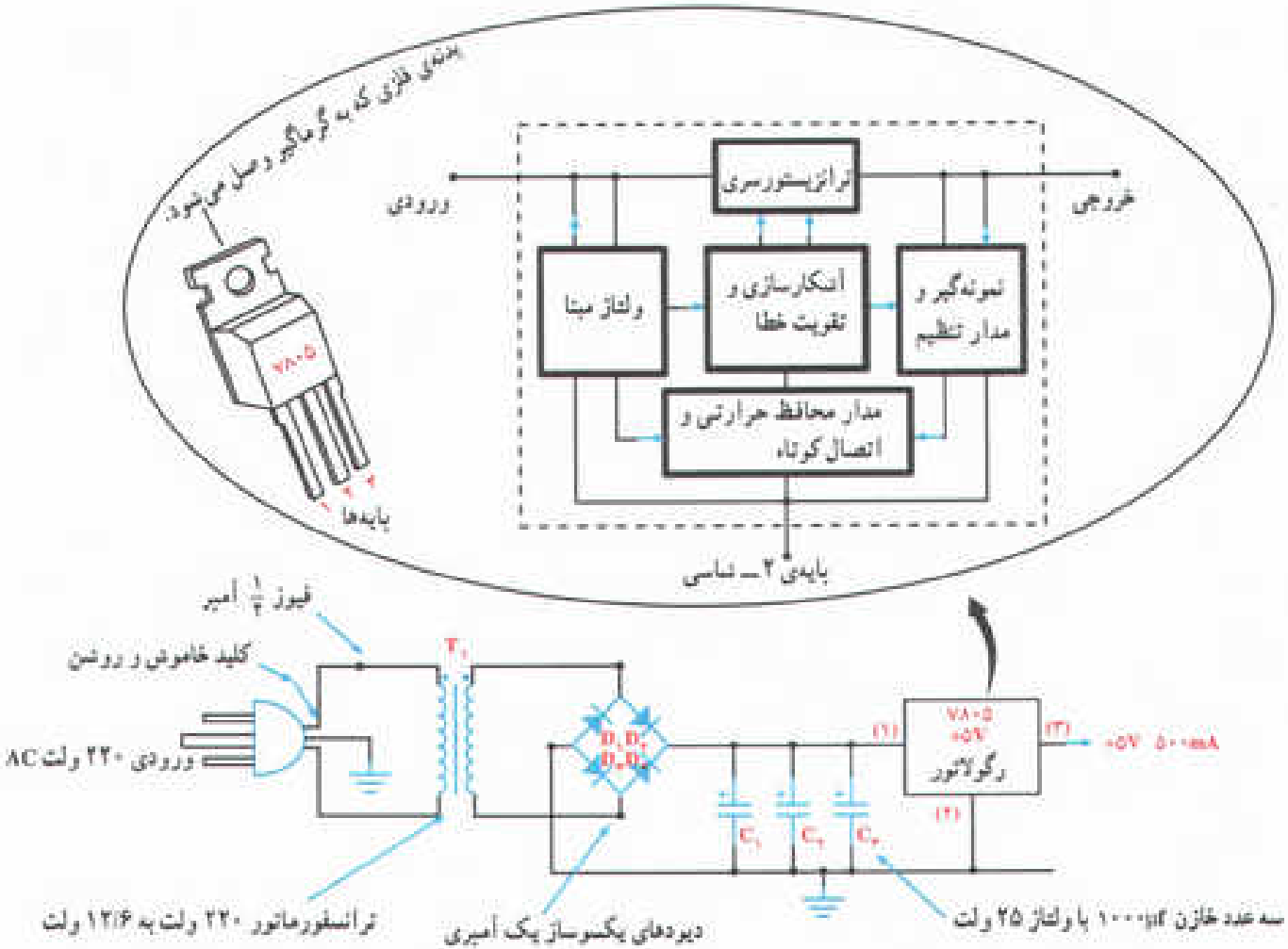
۳ـ تقویت‌کننده‌ی خطا که نمونه‌ی ولتاژ فیدبک شده‌ی خروجی را با ولتاژ مبنا مقایسه کرده و به خاموش‌کننده گرمایی و محدود کننده‌ی جریان اعمال می‌کند.

۴ـ مقاومت‌های R_1 و R_2 که به‌عنوان مقسم ولتاژ خروجی عمل می‌کنند.



شکل ۲۰ـ۷ـ نمودار بلوکی مدار داخلی رگولاتور ولتاژ مجتمع سه سر

۲ــ منبع تغذیه با رگولاتور مجتمع سه‌سر: در شکل ۲۱ــ۷ مدار یک منبع تغذیه با رگولاتور ۷۸۰۵ نشان داده شده است.



شکل ۲۱ــ۷ــ منبع تغذیه با رگولاتور ۷۸۰۵

شکل ظاهری رگولاتور و بلوک دیاگرام مدار داخلی آن نیز در بالای نقشه در داخل یک بیضی مشخص شده است. از خروجی رگولاتور می‌توان ولتاژ ۵V+ با حداکثر جریان ۵۰۰mA دریافت کرد.

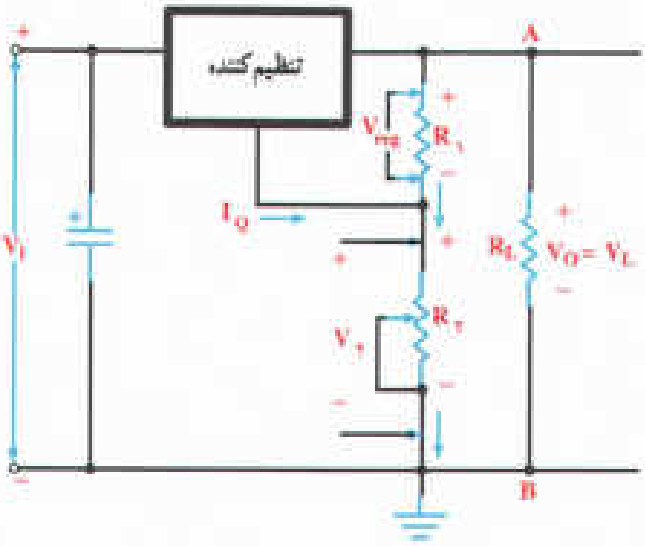
۳ــ تنظیم‌کننده‌ی ولتاژ متغیر با رگولاتور مجتمع سه سر: تنظیم‌کننده‌ی سه سر دارای یک ولتاژ خروجی ثابت است اما با استفاده از مدار شکل ۲۲ــ۷ می‌توان با آن یک تنظیم‌کننده با ولتاژ متغیر ساخت. در این مدار، بار به دو سر A و B متصل شده است.

در مدار جریان ثابت، جریان عبوری از R_1، به همراه I_Q از R_2 عبور می‌کند؛ این عمل باعث می‌شود که یک ولتاژ در دو سر آن به‌وجود آید. چون جریان ثابت است، ولتاژ در عرض R_2 نیز ثابت خواهد بود.

ولتاژ خروجی کلی V_L مجموع ولتاژ خروجی تنظیم‌کننده‌ی V_{reg} به‌علاوه‌ی ولتاژ در عرض R_2 است. به‌عبارت دیگر، اگر I_Q قابل صرف‌نظر کردن باشد:

$$V_O \cong V_{reg} + \frac{V_{reg}}{R_1} \times R_2 = V_{reg}(1 + \frac{R_2}{R_1})$$

با قابل تنظیم کردن R_2 می‌توانیم ولتاژ دو سر R_L را تنظیم کنیم و یک‌بار که آن را تنظیم کردیم دیگر همواره ثابت باقی خواهد ماند.



شکل ۲۲ـ۷ـ تنظیم‌کننده‌ی ولتاژ قابل تغییر

مثال ۶: در شکل ۲۲ـ۷ با فرض $I_Q = 100\mu A$، $V_{ref} = 1/25V$، $R_1 = 240\Omega$ و $R_2 = 2/4K\Omega$ مقدار ولتاژ V_O را محاسبه کنید.

راه‌حل:

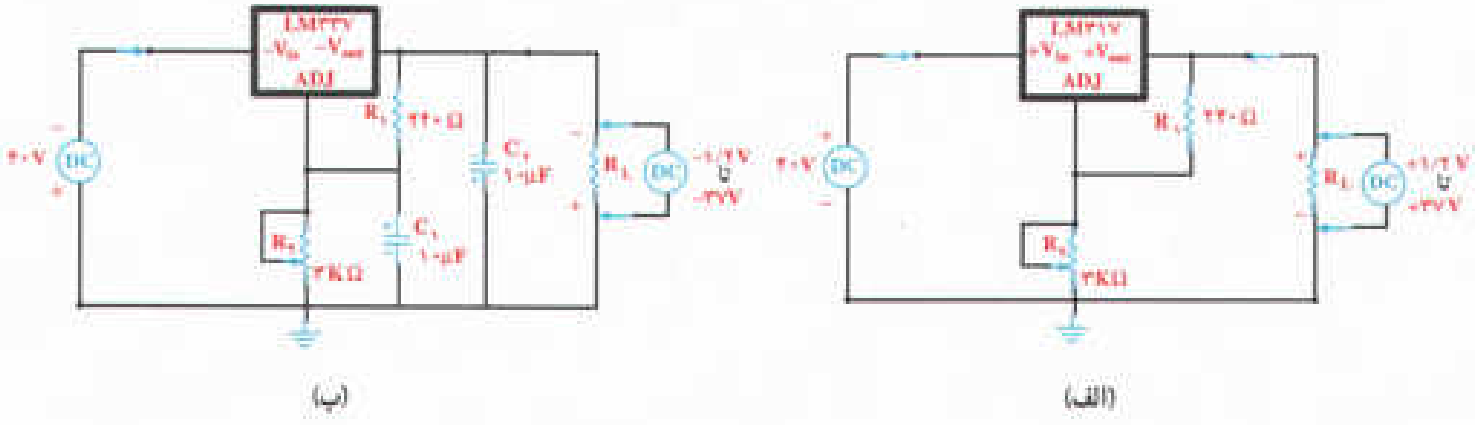
$$V_O = V_{reg}(1+\frac{R_2}{R_1}) + I_Q R_2$$

$$V_O = 1/25(1+\frac{2/4K}{240\Omega}) + 100\mu A(2/4K\Omega)$$

$$V_O = 13/75 + 0/24 = 13/99 \text{ ولت}$$

۴ـ مدارهای عملی با رگولاتورهای قابل تنظیم: در شکل ۲۳ـ۷ـ الف مدار یک رگولاتور قابل تنظیم مثبت و در شکل ۲۳ـ۷ـ ب مدار یک رگولاتور قابل تنظیم منفی نشان داده شده است. با تغییر پتانسیومتر R_2 ولتاژ دو سر بار از ۱/۲± ولت تا ۳۷± ولت تغییر می‌کند. ولتاژ مرجع از دو سر مقاومت R_1 تهیه می‌شود.

پتانسیومتر R_2 به پایه‌ی تنظیم ADj (AdJust) اتصال دارد.



شکل ۲۳ـ۷ـ مدارهای عملی با رگولاتورهای قابل تنظیم

۵ــ افزایش توانایی جریان خروجی تنظیم‌کننده‌های ثابت: ولتاژ دو سر باری را که جریانی بیش‌تر از جریان قابل تحمل تنظیم‌کننده دارد، ممکن است بتوان تنظیم کرد. در شکل ۲۴ــ۷، R_L مستقیماً به پایانه‌های خروجی تنظیم‌کننده متصل شده است؛ بنابراین، ولتاژ بار برابر V_{reg} می‌باشد.

با اعمال ولتاژ، جریان I_{reg} برقرار می‌شود. متناسب با I_{reg} ولتاژی در دو سر R_1 ظاهر می‌شود که ترانزیستور Q_1 را در جهت مستقیم تغذیه می‌کند. چون Q_1 با تنظیم‌کننده موازی شده است، جریان بار به دو بخش تقسیم می‌شود:

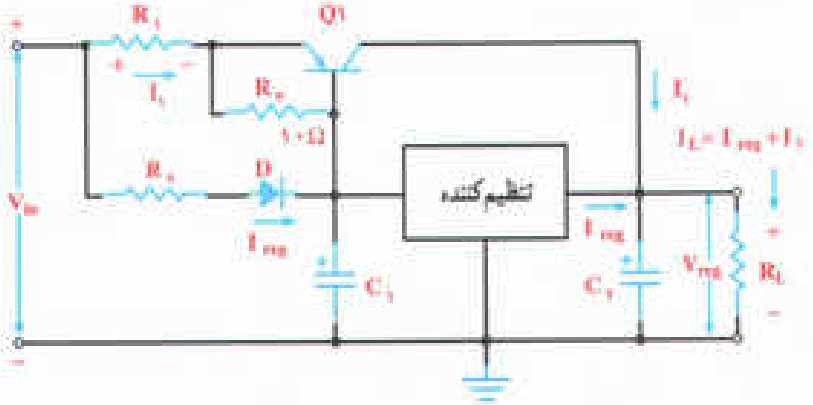
قسمتی از جریان بار از تنظیم‌کننده و قسمت دیگر از طریق Q_1 تأمین می‌گردد.

مقدار جریان عبوری از Q_1 توسط ولتاژ دو سر R_1 تعیین می‌شود که به‌وسیله‌ی ولتاژ دو سر R_2 کنترل می‌گردد.

هر دو جریان‌های I_1 و I_{reg} به‌طور معکوس به مقاومت‌های R_1 و R_2 بستگی دارند. به عبارت دیگر، داریم $I_1 = \frac{R_2}{R_1} \times I_{reg}$

ولتاژ دو سر دیود D با ولتاژ V_{EB} ترانزیستور برابر است.

$$R_1 \times I_1 + V_{EB} = R_2 I_{reg} + V_D \Rightarrow I_1 R_1 = R_2 I_{reg}$$



شکل ۲۴ــ۷ــ تنظیم‌کننده با جریان خروجی زیاد

مثال ۷: در مدار شکل ۲۴ــ۷ برای R_1 مقداری انتخاب کنید؛ که جریان بار کلی مساوی ۲ آمپر باشد. $I_{reg} = ۰/۵A$ و $R_2 = ۱۰\Omega$ انتخاب کنید.

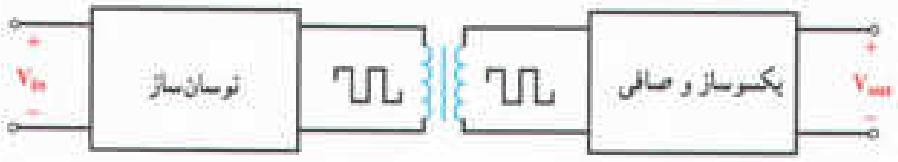
راه‌حل: جریان عبوری از Q_1 و بنابراین، از داخل R_1 باید $۱/۵A = ۲ - ۰/۵$ باشد. درنتیجه:

$$R_1 = R_2 \times \frac{I_{reg}}{I_1} = ۱۰ \times \frac{۰/۵}{۱/۵} = ۳/۳ \text{ اهم}$$

۸ــ۷ــ مبدل dc به dc

گاهی می‌خواهیم یک ولتاژ dc را به ولتاژ dc دیگری تبدیل کنیم؛ مثلاً، اگر سیستمی با یک منبع تغذیه‌ی مثبت ۵V+ داشته باشیم، به کمک یک مبدل dc به dc می‌توانیم خروجی ۱۵V+ تولید کنیم. در این‌صورت، برای سیستم خود دو منبع تغذیه با ولتاژهای ۵V+ و ۱۵V+ خواهیم داشت. طرح‌های مختلف و زیادی برای مبدل‌های dc به dc امکان‌پذیر است. در این بخش، درباره‌ی یک طرح ویژه به‌طور نظری بحث می‌کنیم تا ایده‌ای از چگونگی کارکرد مبدل dc به dc کسب کنیم.

۱ــ ایده‌ی اولیه: در اکثر مبدل‌های dc به dc، ولتاژ dc ورودی به یک نوسان‌ساز موج مربعی اعمال می‌شود که خروجی آن سیم‌پیچ اولیه یک ترانسفورماتور را تحریک می‌کند (شکل ۲۵ــ۷). معمولاً فرکانس از ۱kHz تا ۱۰۰kHz است. هرچه فرکانس بالاتر باشد، ترانسفورماتور و اجزای صافی کوچک‌ترند. از سوی دیگر، اگر فرکانس خیلی بالا باشد، تولید موجی مربعی با اضلاع قائم دشوار می‌شود. تجربه نشان داده است که فرکانس ۲۰kHz بهترین حالت میانه است و در بیش‌تر موارد از این فرکانس استفاده می‌شود.

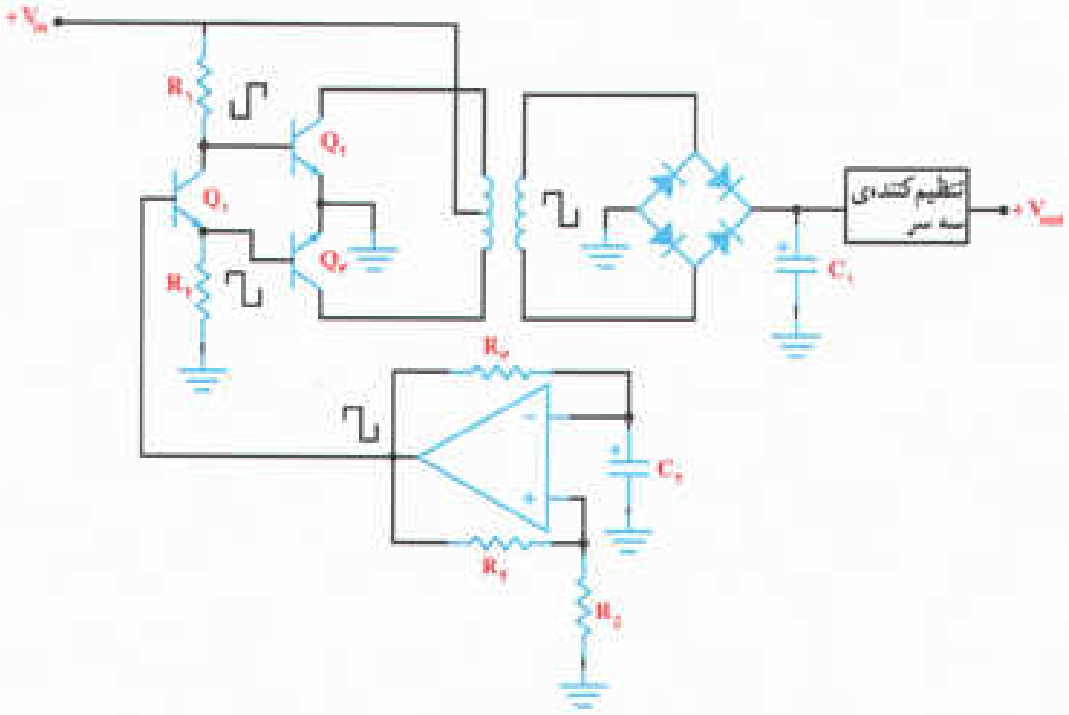


شکل ۲۵ـ۷ـ تبدیل dc به dc

با انتخاب نسبت دورهای مختلف، ولتاژ ثانویه‌ی ترانسفورماتور می‌تواند کوچک‌تر یا بزرگ‌تر شود. برای بالا بردن کارایی تبدیل، معمولاً از ترانسفورماتوری استفاده می‌شود که هسته‌ی چنبره‌ای دارد و حلقه‌ی پسماند آن مستطیل شکل است. با این کار، ولتاژ ثانویه به شکل موجی مربعی درمی‌آید. در این صورت، ولتاژ ثانویه را با یکسوسازی و صاف کردن به ولتاژ dc تبدیل می‌کنند. صاف کردن چنین سیگنالی نسبتاً آسان است؛ زیرا مربع یکسو شده‌ای است که فرکانس بالا دارد.

یکی از متداول‌ترین انواع مبدل‌ها عبارت است از تبدیل ۵V+ به ۱۵V+ . در سیستم‌های دیجیتال، ولتاژ منبع تغذیه‌ی استاندارد برای اکثر مدارهای مجتمع ۵V+ است اما در این سیستم‌ها معدودی از مدارهای مجتمع ــ مانند تقویت‌کننده‌های عملیاتی ــ ممکن است به ۱۵V+ نیاز داشته باشند. در چنین حالتی، معمولاً از یک مبدل dc به dc کم‌توان بهره می‌گیرند که ولتاژهای ۱۵V+ و ۱۵V− تولید کند. این ولتاژها فقط برای آن دسته‌ی معدود از مدارهای مجتمع که به‌ولتاژهای بالاتر احتیاج دارند، به‌کار می‌روند.

برای این‌که از چگونگی کارکرد این نوع مبدل ایده‌ای به‌دست آورید، به مثال شکل ۲۶ـ۷ـ که طرح نظری مبدل dc به dc را نشان می‌دهد ــ توجه کنید.



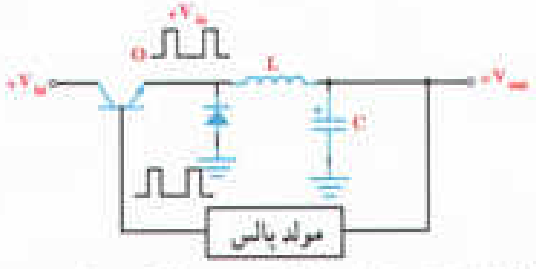
شکل ۲۶ـ۷ـ طرح نظری مبدل dc به dc

در این‌جا چگونگی کار این مدار را بیان می‌کنیم. موج مربعی توسط یک نوسان‌ساز مربعی تولید می‌شود که فرکانس آن را مقادیر R_2 و C_2 تعیین می‌کنند. معمولاً این فرکانس برحسب کیلوهرتز است. این موج مربعی به یک جداکننده‌ی فاز Q_1 که

خروجی‌هایش دو موج مربعی مساوی ناهم‌فازند، وارد می‌شود. این موج‌های مربعی به ترانزیستورهای کلیدزنی کلاس B (Q_1 و Q_2) اعمال می‌گردند. ترانزیستور Q_1 در خلال یک نیم‌پریود و Q_2 در خلال نیم‌پریود دیگر هدایت می‌کنند. موجی که از سیم‌پیچ ثانویه‌ی ترانسفورماتور خارج می‌گردد، ابتدا به یکسوساز پل و سپس به صافی خازنی وارد می‌شود. چون سیگنال حاصل به‌شکل موجی مربعی یکسو شده و برحسب کیلوهرتز است، صاف کردن آن به آسانی انجام می‌گیرد. بنابراین، ولتاژی dc ولی تنظیم نشده برای ورود به یک تنظیم‌کننده‌ی سه سر آماده می‌شود. در این حالت، خروجی نهایی ولتاژی dc است که مقدار آن با مقدار ورودی تفاوت دارد.

۲ــ تنظیم‌کننده‌های کلیدزنی[1]: تنظیم کننده‌های معمولی کاربرد زیادی دارند و اکثر نیازهای ما را برآورده می‌کنند. عیب اصلی آن‌ها اتلاف توان در ترانزیستور عبوری است. با افزایش جریان بار، ترانزیستور عبوری ناگزیر توان بیش‌تری تلف می‌کند که در حکم نیاز به گرماگیر بزرگ‌تری است. به این دلیل، تنظیم‌کننده‌های معمولی حجم بزرگی دارند. گاهی لازم است که گرمای تولید شده در ترانزیستور عبوری را با کمک یک گرماگیر از آن خارج کرد. راه‌حلی که برای این مسئله وجود دارد، استفاده از تنظیم‌کننده‌ی کلیدزنی است. این وسیله می‌تواند جریان‌های بار بزرگی را تولید کند؛ در حالی که اتلاف توان در ترانزیستور عبوری آن خیلی کم است.

۳ــ ایده‌ی اساسی: در شکل ۲۷ــ۷ بخش‌های اساسی یک تنظیم‌کننده‌ی کلیدزنی را مشاهده می‌کنید. رشته‌ای از پالس به بیس ترانزیستور عبوری وارد می‌شود. هرگاه ولتاژ بیس در تراز بالا باشد، ترانزیستور اشباع می‌شود. وقتی ولتاژ بیس در تراز پایین باشد، ترانزیستور قطع است.



شکل ۲۷ــ۷ــ اجزای تشکیل‌دهنده‌ی تنظیم‌کننده‌ی کلیدزنی

ایده‌ی اصلی این است که ترانزیستور مانند کلید عمل می‌کند. در شرایط ایده‌آل، وقتی کلیدی بسته یا باز (وصل یا قطع) است، هیچ‌گونه توانی تلف نمی‌شود. در حقیقت، کلید ترانزیستوری نمی‌تواند کامل عمل کند و بنابراین، مقداری توان تلف می‌شود اما این توان خیلی کوچک‌تر از توانی است که یک تنظیم‌کننده‌ی معمولی تلف می‌کند.

در این مدار، یک دیود بین امیتر و زمین وصل می‌شود. به علت ولتاژ القای معکوس، اتصال این دیود ضروری است. بوبین موجود در این مدار به این منظور اضافه شده است که جریان را ثابت نگه دارد. وقتی ترانزیستور قطع می‌شود، دیود مسیری را برای عبور جریان بوبین آماده می‌سازد. بدون دیود، ولتاژ معکوس آن‌قدر بالا می‌رود که ترانزیستور را تخریب می‌کند.

چرخه‌ی[2] کار D عبارت است از نسبت زمان وصل W (پهنای پالس) به‌دوره‌ی تناوب T. از طریق کنترل چرخه‌ی کار ولتاژی که از مولد پالس خارج گردد، می‌توان چرخه‌ی کار ولتاژی را که به صافی LC وارد می‌شود، کنترل کرد. اگر کار این مدار ایده‌آل باشد، ولتاژ ورودی به صافی ــ مطابق شکل ــ بین ۰ تا V_{in} تغییر می‌کند. گرچه صافی LC در منبع‌های تغذیه‌ی معمولی از دور خارج شده‌اند اما در تنظیم‌کننده‌های کلیدزنی کاربرد زیادی دارند؛ زیرا بسامد کلیدزنی نوعاً حدود ۲۰kHz است؛ یعنی، می‌توان از سلف و خازن کوچک‌تری بهره گرفت. ولتاژ خروجی صافی LC ولتاژی dc است که ضربان بسیار کوچکی دارد. این ولتاژ dc در خروجی به چرخه‌ی کار بستگی دارد و از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید.

$$V_{out} = DV_{in}$$

مثلاً، اگر چرخه‌ی کار ۰/۲۵ و ولتاژ ورودی dc برابر ۲۰V باشد، ولتاژ خروجی dc عبارت است از:

$$V_{out} = ۰/۲۵ \times ۲۰ = ۵V$$

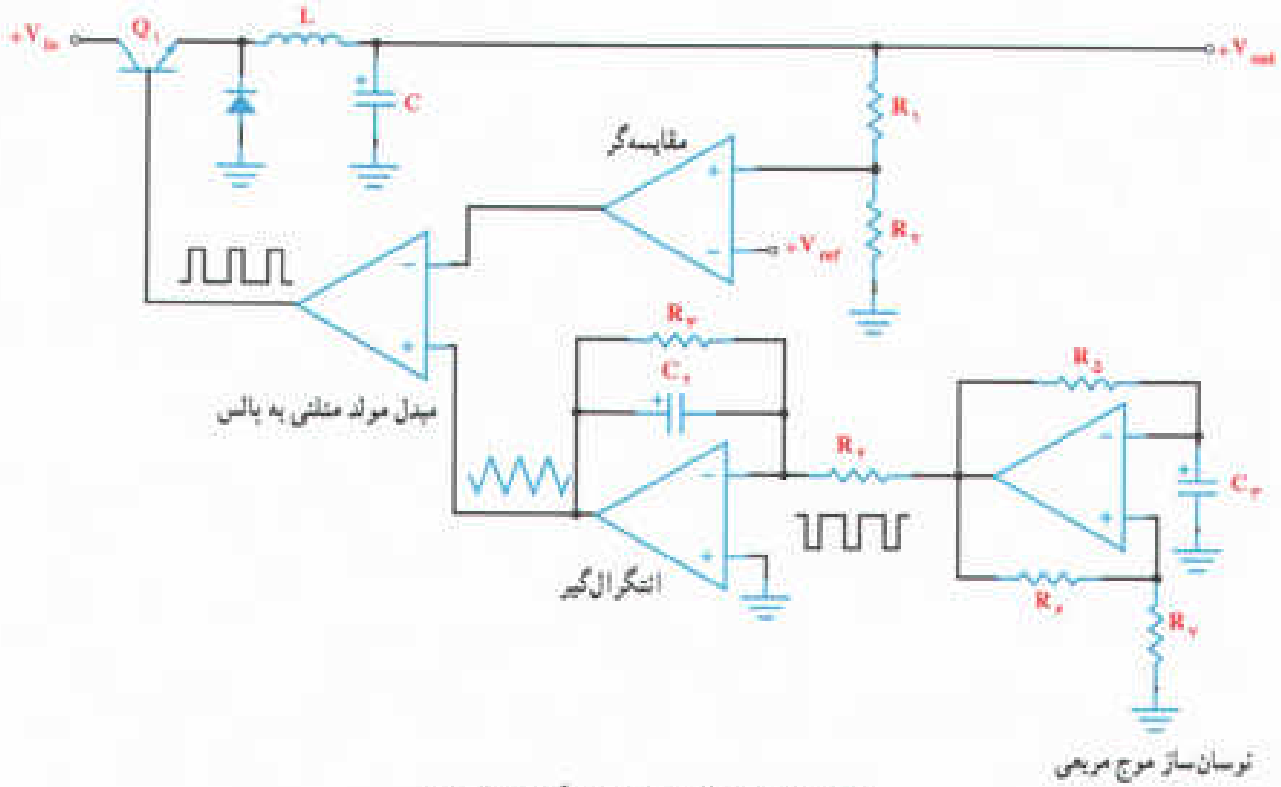
ولتاژ خروجی با روش فیدبک به مولد پالس برگشت داده می‌شود. در اکثر مولدهای کلیدزنی، چرخه‌ی کار با ولتاژ خروجی نسبت عکس دارد. اگر ولتاژ خروجی بخواهد افزایش یابد، چرخه‌ی کار کاهش خواهد یافت؛ یعنی، پالس‌های باریک‌تری به‌صافی LC وارد می‌شود و خروجی آن کاهش می‌یابد. به این

۱ــ Switching Regulators ۲ــ duty cycle

ترتیب، عملاً از فیدبک منفی استفاده کرده‌ایم. از ولتاژ خروجی برای فیدبک نمونه‌برداری شده است؛ پس، ولتاژ خروجی کمیّتی است که پایدار می‌ماند.

برای آن‌که از طرز کار تنظیم‌کننده‌ی کلیدزنی ایده‌ای عینی داشته باشید، به شکل ۲۸ـ۷ توجه کنید. این شکل، با استفاده از مدارهایی که تاکنون با آن‌ها آشنا شده‌ایم، طرحی را برای توان‌های پایین ارائه می‌دهد. نوسان‌ساز موجی مربعی تولید می‌کند که فرکانس آن به‌وسیله‌ی R_5 و C_4 تنظیم می‌شود. با انتگرال‌گیری از موج مربعی به موجی مثلثی می رسیم که به ورودی ناواروننگر یک مبدل مثلثی به پالس اعمال می‌شود. سپس قطار پالسی از این مدار بیرون می‌آید که براساس شرحی که قبلاً داده شد، ترانزیستور عبوری را راه‌اندازی می‌کند. یک مقسم ولتاژ از خروجی صافی LC نمونه‌برداری می‌کند و آن را به‌صورت ولتاژ فیدبک به ورودی مقایسه‌گر می‌رساند. این ولتاژ فیدبک با ولتاژ مرجعی که از یک دیود زنر یا منبع دیگری می‌آید، مقایسه می‌شود. آن‌گاه خروجی مقایسه‌گر به ورودی مبدل مولد مثلثی به پالس اعمال می‌شود.

در این‌جا چگونگی عمل تنظیم را برای این مدار توضیح می‌دهیم. اگر ولتاژ در خروجی تنظیم‌کننده بخواهد افزایش یابد، مقایسه‌گر ولتاژ خروجی بالاتری تولید می‌کند و باعث افزایش ولتاژ مرجع در مبدل مثلثی به پالس می‌شود. درنتیجه، ترانزیستور عبوری با پالس‌های باریک‌تری که به پیس آن وارد می‌شود، قطع و وصل می‌گردد. چون چرخه‌ی کار کوچک‌تر می‌شود، ولتاژ



شکل ۲۸ـ۷ـ یک نمونه مدار رگولاتور کلیدزنی

در خروجی پایین می‌آید و تقریباً همه‌ی افزایش اولیه‌ی ولتاژ خروجی را خنثی می‌کند.

برعکس، اگر ولتاژ در خروجی تنظیم‌کننده بخواهد کاهش یابد، خروجی مقایسه‌گر سبب کاهش ولتاژ مرجع در مبدل مثلثی به پالس می‌شود و به تبع آن چون پالس‌های پهن‌تری به ترانزیستور عبوری وارد می‌شوند، ولتاژ بیش‌تری از صافی LC اخذ می‌گردد. نتیجه آن‌که کاهش اولیه‌ای که در ولتاژ خروجی پدید آمده بود، به‌میزان مؤثری خنثی می‌شود.

بهره‌ی حلقه‌ی باز در این سیستم به‌قدری بزرگ است که می‌تواند ولتاژ خروجی را به طرز مطلوبی تنظیم کند. اثر خودافزایشی در مقایسه‌گر سبب برقراری رابطه‌ی زیر می‌شود.

$$V_{ref} = \frac{R_7}{R_1 + R_7} V_{out}$$

یا

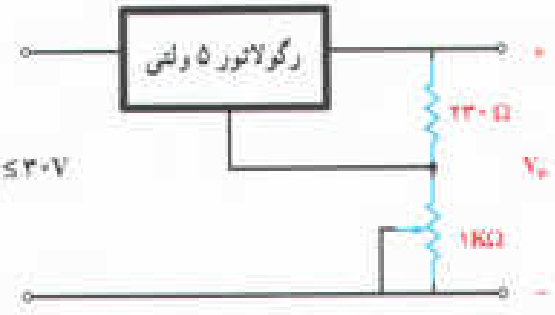
$$V_{out} = \left(\frac{R_1}{R_7} + 1\right) V_{ref}$$

اگـــر $R_1 = 3k\Omega$ ، $R_2 = 1k\Omega$ و $V_{ref} = 1/25V$ باشد، $V_{out} = 5V$ خواهد بود.

۴ــ تنظیم‌کننده‌های کلیدزنی مجتمع: تنظیم‌کننده‌های کلیدزنی کم‌توان را بر روی تراشه می‌سازند. نمونه‌ی خوبی از آن‌ها تنظیم‌کننده‌ی μA۷۸S۴۰ ساخت کارخانه‌ی فیرچایلد است. این مدار مجتمع، یک تنظیم‌کننده‌ی کلیدزنی با کاربری عام شناخته می‌شود و مشتمل است بر یک نوسان‌ساز، یک مقایسه‌گر، یک ترانزیستور عبوری، یک ولتاژ مرجع، یک تقویت‌کننده‌ی عملیاتی و چند مدار دیگر. برای آن‌که به طرز کار این تنظیم‌کننده پی ببرید، باید تا اندازه‌ای با مدارهای دیجیتال آشنا باشید؛ زیرا این تراشه شامل مدارهایی منطقی از نوع دریچه‌ی AND و فلیپ‌فلاپ RS است.

خودآزمایی

۱ــ در شکل ۷ــ۲۹ ولتاژ خروجی چند ولت است؟ آی‌سی از نوع LM۳۴۰K – ۵ است.

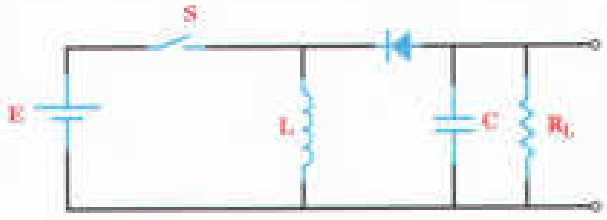


شکل ۷ــ۲۹

۲ــ در شکل ۷ــ۳۰ ولتاژ خروجی چند ولت است؟ $V_Z = 12V$

شکل ۷ــ۳۰

۳ــ شکل ۷ــ۳۱ اساس کار یک رگولاتور کلیدزنی را نشان می‌دهد. طرز کار مدار را بنویسید.



شکل ۷ــ۳۱

۴ــ اشکال اساسی رگولاتورهای غیر کلیدزنی چیست؟

۵ــ در شکل ۷ــ۲۴ کار دیود D چیست؟

۶ــ محدوده‌ی فرکانس نوسان‌سازهای رگولاتور کلیدزنی چه اندازه است؟

فصل هشتم

الکترونیک صنعتی

هدف کلی: هدف از این فصل، آموزش کاربردی قطعات الکترونیک صنعتی از قبیل SCR[1]، DIAC[2]، TRIAC[3]، UJT[4] و PUT[5] است.

هدف‌های رفتاری: در پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود:

۱ـ ساختمان دیود چهارلایه را شرح دهد.

۲ـ ساختمان SCR را شرح دهد.

۳ـ مدار معادل ترانزیستوری SCR را شرح دهد.

۴ـ نحوه‌ی تریگر کردن SCR را توضیح دهد.

۵ـ روش‌های مختلف خاموش کردن SCR را توضیح دهد.

۶ـ مدار محافظ بار SCR را توضیح دهد.

۷ـ طرز کار مدار دیمرِ با SCR را توضیح دهد.

۸ـ طرز کار مدار برق اضطراری با SCR را شرح دهد.

۹ـ به سؤال‌های مربوط به دیود چهارلایه و SCR پاسخ دهد.

۱۰ـ ساختمان دیاک را شرح دهد.

۱۱ـ مشخصه‌ی ولت آمپر دیاک را توضیح دهد.

۱۲ـ ساختمان تریاک را توضیح دهد.

۱۳ـ کاربرد دیاک و تریاک را در مدار کنترل فاز بیان کند.

۱۴ـ به سؤال‌های مربوط به دیاک و تریاک پاسخ دهد.

۱۵ـ ساختمان ترانزیستور UJT را شرح دهد.

۱۶ـ منحنی ولت‌آمپر UJT را بررسی کند.

۱۷ـ مدار معادل UJT را رسم کند.

۱۸ـ مدار نوسان‌ساز UJT را شرح دهد.

۱۹ـ راه‌اندازی SCR با UJT را شرح دهد.

۱ـ Silicon controlled Rectifier یکسوساز کنترل شده‌ی سیلیکونی

۲ـ Diode AC دیود جریان متناوب

۳ـ TRiode AC تریود جریان متناوب

۴ـ Unijunction Transistor ترانزیستور تک‌اتصالی

۵ـ Programmable UJT ترانزیستور تک‌اتصالی قابل برنامه‌ریزی

۲۰ـ ساختمان ترانزیستور PUT را شرح دهد.
۲۱ـ مدار نوسان‌ساز PUT را شرح دهد.
۲۲ـ به سؤال‌های مربوط به UJT و PUT پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

تریستورها[1] عناصر الکترونیکی نیمه‌هادی هستند که برای کنترل قدرت به‌کار می‌روند. آن‌ها دارای دو ناحیه‌ی پایدار می‌باشند: ناحیه‌ای را که جریانی از تریستور عبور نمی‌کند، **ناحیه‌ی قطع** و ناحیه‌ی دیگری را که عبور جریان از تریستور میسّر است، **ناحیه‌ی وصل** می‌نامند.

در این فصل، یکسوساز کنترل شده‌ی سیلیکانی (SCR) و ترياک ـ که اکثراً در مدارها به‌عنوان عناصر قدرت[2] به‌کار می‌روند ـ و هم‌چنین دیاک، UJT و PUT ـ که در مدارهای فرمان تریستورها به‌کار می‌روند ـ را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

تریستورها مانند کلید الکترونیکی کار می‌کنند. کار عمده‌ی آن‌ها کنترل مقادیر عظیم جریان برای موتورها، گرم‌کن‌ها، سیستم‌های روشنایی و وسایلی از این نوع است.

کلمه‌ی تریستور از واژه‌ی یونانی گرفته شده و به مفهوم «در» است.

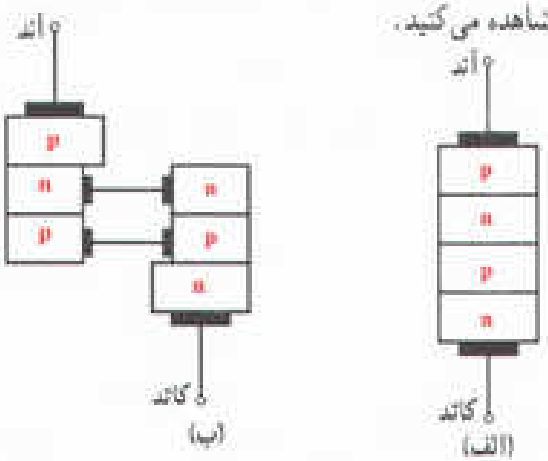
۱ـ۸ـ دیود چهارلایه (FLD)[3]

در درس‌های گذشته، با دیودهای معمولی که دارای دو اتصال N و P هستند، آشنا شدید. این دیودها جریان الکتریکی را در جهت موافق عبور می‌دهند و در جهت مخالف سد می‌کنند.

دیودهای چهارلایه، از چهار لایه‌ی PNPN تشکیل شده‌اند و خواص الکتریکی جالبی دارند. از جمله این‌که در حالت قطع می‌توانند ولتاژهای زیاد ـ در حدود چند صد ولت ـ را تحمل کنند و در حالتی که هادی باشند، قادرند جریان‌های زیاد ـ تا چند صد آمپر ـ را از خود عبور دهند. همان‌طور که از خواص این دیودها برمی‌آید، آن‌ها می‌توانند به‌صورت کلیدهای الکترونیکی مناسبی در تابلوهای برق قرار گیرند.

۲ـ۸ـ دیود شاکلی[4]

دیود شاکلی یک دیود چهارلایه‌ی PNPN است که تنها دو سر خارجی به‌نام‌های آند و کاتد دارد. آسان‌ترین روش برای شناخت طرز کار این دیود، تقسیم کردن آن به دو نیمه‌ی جداگانه است. دیود شاکلی و ساختار معادل آن را در شکل ۱ـ۸ـ الف و ب مشاهده می‌کنید.

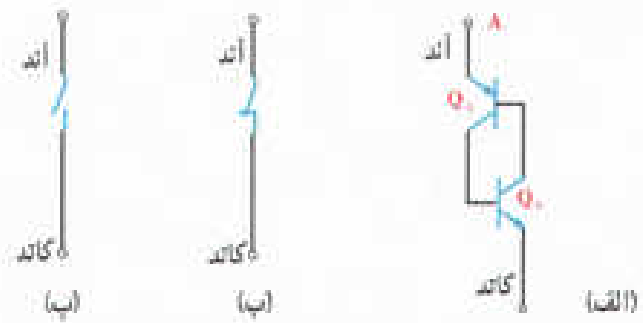


شکل ۱ـ۸ـ دیود شاکلی و ساختار معادل آن

شکل ۱ـ۸ـ ب نیمه‌ی سمت چپ یک ترانزیستور PNP و نیمه‌ی سمت راست یک ترانزیستور NPN را نشان می‌دهد. طبق شکل ۲ـ۸ـ الف دیود شاکلی از دو ترانزیستور PNP و NPN تشکیل می‌شود. این دو ترانزیستور به یک‌دیگر کوپلاژ مستقیم شده‌اند. این مجموعه به‌قفل[5] ترانزیستوری معروف است.

۱ـ Thyristors
۲ـ Power devices
۳ـ Four - Layer Diode
۴ـ Schockley Diode
۵ـ Latch

در شکل ۲ـ۸ـ ب و پ دیود شاکلی به‌صورت قفل بسته و قفل باز نشان داده شده است.



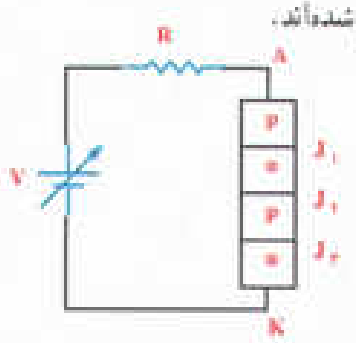
شکل ۲ـ۸ـ قفل ترانزیستوری، قفل بسته و قفل باز

وقتی که هر دو ترانزیستور در حالت اشباع باشند، قفل بسته و هنگامی که هر دو ترانزیستور قطع باشند؛ قفل باز است.

عمل قفل ترانزیستوری به این شرح انجام می‌پذیرد:

اتصال کلکتور به بیس دو ترانزیستور Q_1 و Q_2 یک فیدبک مثبت ایجاد می‌کند. هر تغییری در جریان در هر نقطه از حلقه‌ی فیدبک تقویت می‌شود و با همان فاز به نقطه‌ی شروع برمی‌گردد؛ مثلاً اگر جریان بیس Q_2 افزایش یابد، جریان کلکتور Q_2 افزایش می‌یابد. همین افزایش به جاری شدن جریان بیش‌تر بیس در Q_1 می‌انجامد. این جریان نیز جریان کلکتور Q_1 بیش‌تری را ایجاد می‌کند. درنتیجه، بیس Q_2 با شدت بیش‌تری راه‌اندازی می‌شود. بالا رفتن جریان‌ها ادامه می‌یابد تا این‌که هر دو ترانزیستور به‌اشباع بروند، در این حالت، این وسیله قفل می‌شود و مانند یک کلید بسته یا وصل ـ طبق شکل ۲ـ۸ـ ب ـ عمل می‌کند. از سوی دیگر، اگر عاملی باعث کاهش جریان بیس Q_2 شود، جریان کلکتور Q_2 کاهش می‌یابد. این امر نیز از جریان بیس Q_1 می‌کاهد. در این‌جا هم جریان کلکتور Q_1 کم‌تری به‌وجود می‌آید که جریان بیس Q_2 را بیش‌تر کاهش می‌دهد. این عمل ادامه می‌یابد تا این‌که هر دو ترانزیستور به قطع می‌روند. در این هنگام، این وسیله‌ی قفل کننده شبیه به یک کلید باز (قطع) ـ طبق شکل ۲ـ۸ـ پ ـ عمل می‌کند.

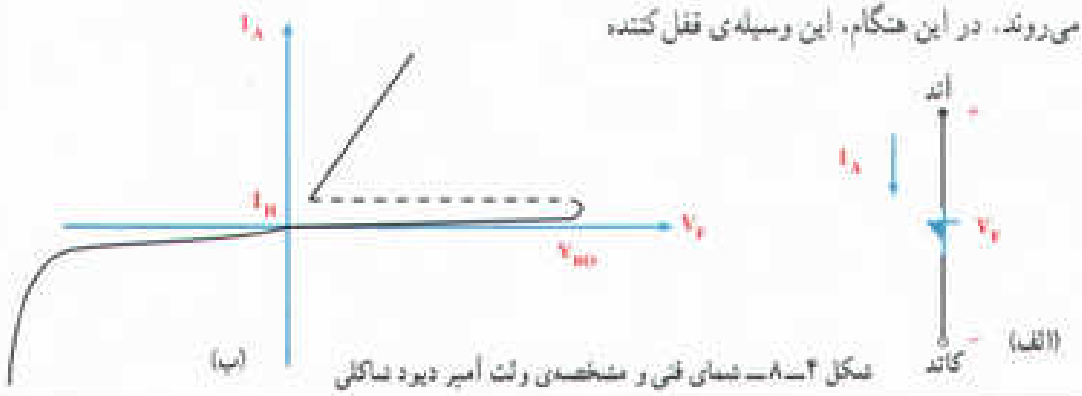
۱ـ مشخصه‌ی ولت‌آمپر دیود شاکلی: در شکل ۳ـ۸ منبع ولتاژ V از طریق مقاومت R به دو سر دیود شاکلی متصل می‌شود. دیود شاکلی سه پیوند داخلی دارد که با شماره‌های ۱ و ۲ و ۳ مشخص شده‌اند.



شکل ۳ـ۸ـ دیود چهار لایه در بایاس موافق

با توجه به بایاس موافق A و K، اتصال‌های J_1 و J_3 در بایاس موافق و اتصال J_2 در بایاس مخالف قرار دارد. اگر ولتاژ V_1 افزایش یابد، جریان نشتی بسیار کمی از اتصال J_2 عبور می‌کند. وقتی ولتاژ دو سر دیود به ولتاژ عبور از شکست[1] می‌رسد، دیود هادی می‌شود و ولتاژ دو سر آن ـ بسته به مقدار جریان عبورکننده ـ تا مقدار معینی افت می‌کند. برای قطع کردن دیود شاکلی باید ولتاژ V را کاهش داد تا جریان عبوری از دیود کم شود و به جریان نگه‌دارنده‌ی[2] I_H برسد. درصورتی که بعد از هدایت دیود، ولتاژ ورودی افزایش یابد، مشخصه‌ی آن مانند یک دیود معمولی خواهد بود.

اگر دیود شاکلی در بایاس مخالف قرار گیرد، با افزایش V مشخصه‌ی ولت‌آمپر آن مانند مشخصه‌ی ولت‌آمپر یک دیود معمولی در بایاس مخالف است. در شکل ۴ـ۸ شمای فنی یک دیود شاکلی و مشخصه‌ی ولت‌آمپر آن نشان داده شده است.



شکل ۴ـ۸ـ شمای فنی و مشخصه‌ی ولت آمپر دیود شاکلی

۱ـ Breakover Voltage

۲ـ Holding Current

مثال ۱: در شکل ۵ــ۸ دیود چهارلایه‌ی ۱N۵۱۵۸ دارای ولتاژ عبور از شکست ۱۰ ولت است. اگر دیود در حالت قطع باشد و ولتاژ ورودی را تا ۵+ ولت بالا ببریم، جریان دیود چه‌قدر می‌شود؟ اگر ولتاژ ورودی به ۱۵ ولت افزایش یابد، جریان دیود چه‌قدر خواهد شد؟ افت ولتاژ دو سر دیود را در حالت هدایت ۱ ولت فرض کنید.

شکل ۵ــ۸

راه‌حل: اگر ولتاژ ورودی ۵ ولت باشد، چون از ولتاژ عبور از شکست دیود کم‌تر است، لذا دیود قطع و جریان آن مساوی صفر می‌شود. اگر ولتاژ ورودی به ۱۵ ولت برسد، دیود هادی می‌شود و ولتاژ دو سر آن به ۱ ولت می‌رسد. در این‌حالت، جریان عبوری از دیود برابر است با:

$$I = \frac{V - V_D}{R} = \frac{۱۵ - ۱}{۱۰۰} = ۱۴۰ mA$$

مثال ۲: در شکل ۵ــ۸ جریان نگه‌دارنده‌ی دیود ۴ میلی‌آمپر است. اگر افت ولتاژ دیود در نقطه‌ی مایل به قطع ۰/۵ ولت باشد، کوچک‌ترین ولتاژ ورودی را ــ که جریان کوچک مایل به قطع را ایجاد می‌کند ــ پیدا کنید.

راه‌حل: برای قطع کردن دیود چهارلایه، ناگزیریم جریان را به پایین‌تر از جریان نگه‌دارنده‌ی ۴ میلی‌آمپر کاهش دهیم؛ یعنی، ولتاژ ورودی را به میزان اندکی کم‌تر از ۰/۹ ولت کم کنیم.

$$V = ۰/۵ + ۴mA \times ۱۰۰\Omega = ۰/۹V$$

۳ــ۸ــ یکسوساز کنترل شده‌ی سیلیکونی (SCR)

امروزه در بین قطعات چهار لایه، یکسوساز کنترل شده‌ی سیلیکونی پرمصرف‌ترین قطعه است. این قطعه اولین بار در سال ۱۹۵۶ در آزمایشگاه تلفن بل ساخته شد. چند مورد از کاربردهای SCR عبارت‌اند از: کنترل‌های رله، مدارهای تأخیر زمان، منابع تغذیه‌ی تثبیت شده، کلیدهای استاتیک، کنترل کننده‌های فاز و ... .

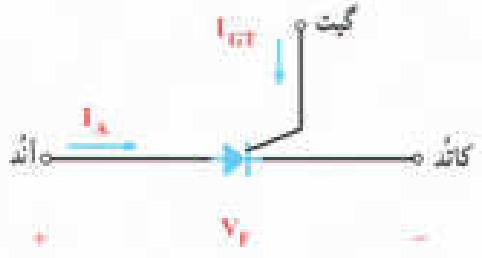
در سال‌های اخیر، SCRهایی طراحی و ساخته شده‌اند که توان‌هایی بسیار بالا را کنترل می‌کنند.

۱ــ ساختمان SCR و طرز کار آن: همان‌طور که از نام SCR برمی‌آید، این قطعه یکسوسازی است که از جنس سیلیکون ساخته شده و دارای پایه‌ی سومی به نام گیت برای کنترل جریان است.

اساس کار SCR به این دلیل با دیودهای دو لایه‌ی نیمه هادی تفاوت دارد که پایه‌ی گیت آن تعیین کننده‌ی زمان سوئیچ یکسوساز از حالت مدار باز به حالت مدار بسته است؛ زیرا در آن‌ها تنها بایاس موافق آند به کاتد برای هدایت کفایت نمی‌کند.

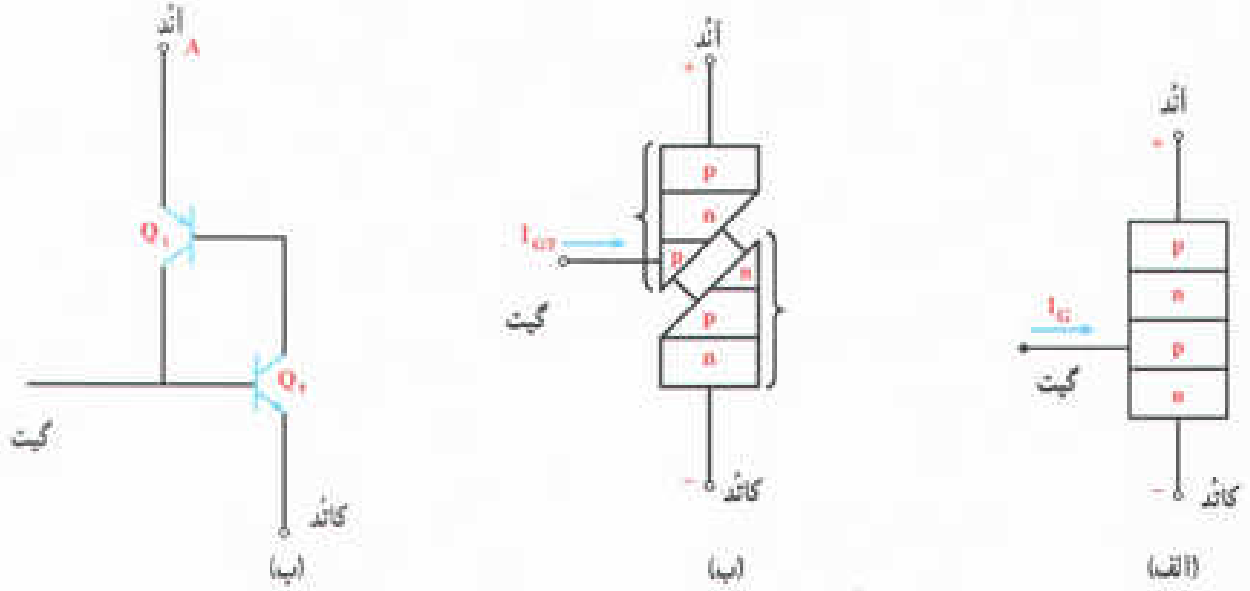
در ناحیه‌ی هدایت، مقاومت دینامیک SCR در حدود ۰/۰۱ تا ۰/۱ اهم و مقاومت معکوس آن بیش از ۱۰۰ کیلو اهم است.

شمای فنی SCR در شکل ۶ــ۸ نشان داده شده است. برای برقراری جریان باید آند نسبت به کاتد مثبت باشد. البته این شرط برای روشن کردن SCR کافی نخواهد بود. یک پالس مثبت با دامنه‌ی کافی باید به گیت اعمال گردد تا SCR هادی شود.



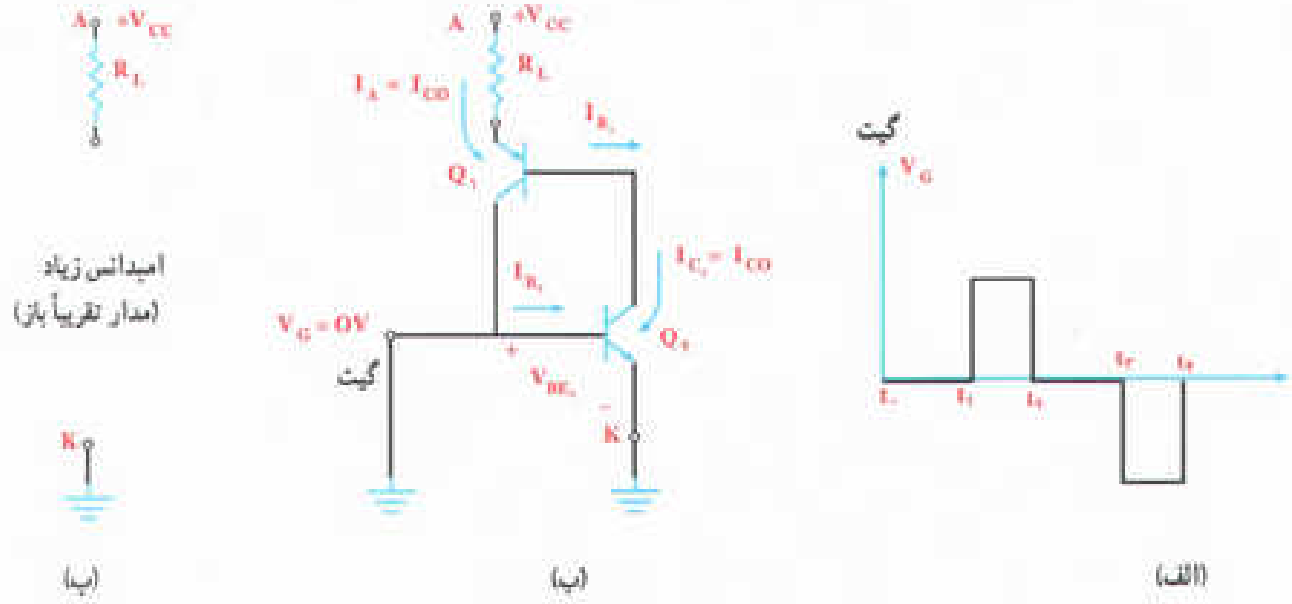
شکل ۶ــ۸ــ شمای فنی SCR

ساختمان SCR در شکل ۷ــ۸ــ الف نشان داده شده است. برای بررسی بیش‌تر، نحوه‌ی کار یک SCR بهتر است SCR مانند دیود چهار لایه ــ طبق شکل ۷ــ۸ــ ب ــ به دو نیمه‌ی جداگانه تقسیم شود. مدار معادل ترانزیستوری SCR در شکل ۷ــ ۸ــ پ نشان داده شده است.



شکل ۷ــ۸ــ ساختمان SCR، ساختار معادل و مدار معادل ترانزیستوری

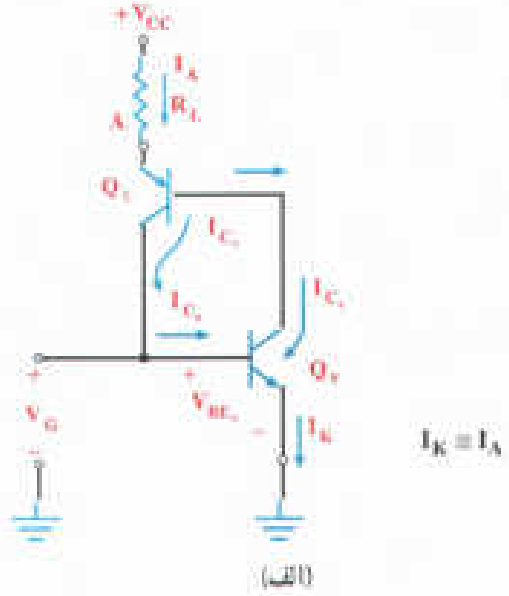
برای روشن کردن ترییستور باید آند نسبت به کاتد در بایاس موافق قرار گیرد و یک سیگنال راه‌انداز به پایه‌ی گیت آن اعمال شود. مشخصه‌ی ولت‌آمپر SCR مانند مشخصه‌ی دیود چهار لایه است. با این تفاوت که با کنترل جریان گیت، ولتاژ عبور از شکست آن کنترل می‌شود. به منظور تشریح کار SCR ــ طبق شکل ۹ــ۸ــ الف ــ سیگنال V_1 به گیت مدار معادل ترانزیستوری شکل ۸ــ۸ــ ب اعمال می‌گردد. در فاصله‌ی زمانی t_0 تا t_1 ولتاژ $V_G = 0$ است. جریان پس Q_2 مساوی صفر است و جریان Ic_2 تقریباً معادل I_{CO} خواهد بود. چون جریان I_{CO} بسیار ناچیز است، نمی‌تواند ترانزیستور Q_1 را روشن کند. در این‌حالت، هر دو ترانزیستور خاموش‌اند. طبق شکل ۸ــ۸ــ پ بین آند و کاتد امپدانس بالایی وجود دارد. که به معنای باز بودن مدار است.



شکل ۸ــ۸ــ حالت خاموش SCR

در لحظه‌ی t_1 یک پالس مثبت V_G به گیت اعمال می‌شود. دامنه‌ی V_G به اندازه‌ی کافی بزرگ انتخاب شده است تا Q_2 روشن گردد. در این حالت، جریان کلکتور Q_2 به اندازه‌ی کافی بزرگ به‌دست می‌آید تا Q_1 به هدایت برسد. با روشن شدن Q_1

جریان I_{C_1} افزایش خواهد یافت و به دنبال افزایش جریان کلکتور، افزایش متناسب در I_{B_2} به دست خواهد آمد. این عمل ادامه می‌یابد تا هر دو ترانزیستور به اشباع بروند. در این حالت، SCR به صورت اتصال کوتاه در می‌آید. در شکل ۹ـ۸ـ الف هدایت ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 و در شکل ۹ـ۸ـ ب اتصال کوتاه تریستور نشان داده شده است.



شکل ۹ـ۸ـ هدایت SCR و اتصال کوتاه آن

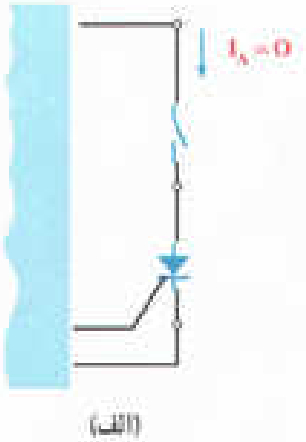
۲ـ خاموش کردن SCR: SCR را می‌توان پس از قطع کردن ولتاژ گیت با روش‌های زیر خاموش کرد:

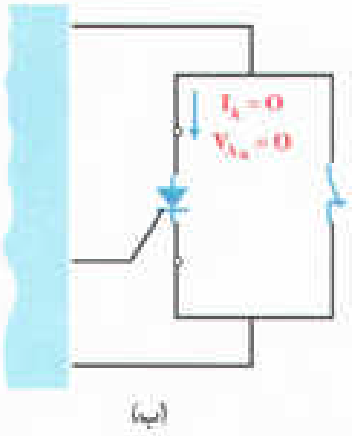
ـ صفر کردن لحظه‌ای ولتاژ آند

ـ قطع جریان آند (طبق شکل ۱۰ـ۸ ـ الف)

ـ اتصال کوتاه کردن آند به کاتد (طبق شکل ۱۰ـ۸ ـ ب).

در شکل ۱۰ـ۸ـ الف وقتی کلید را باز می‌کنیم I_A برابر یا صفر می‌شود، در حالی‌که در شکل ۱۰ـ۸ـ ب با بسته شدن کلید جریان عبوری از آند و ولتاژ آن همزمان صفر خواهد شد.





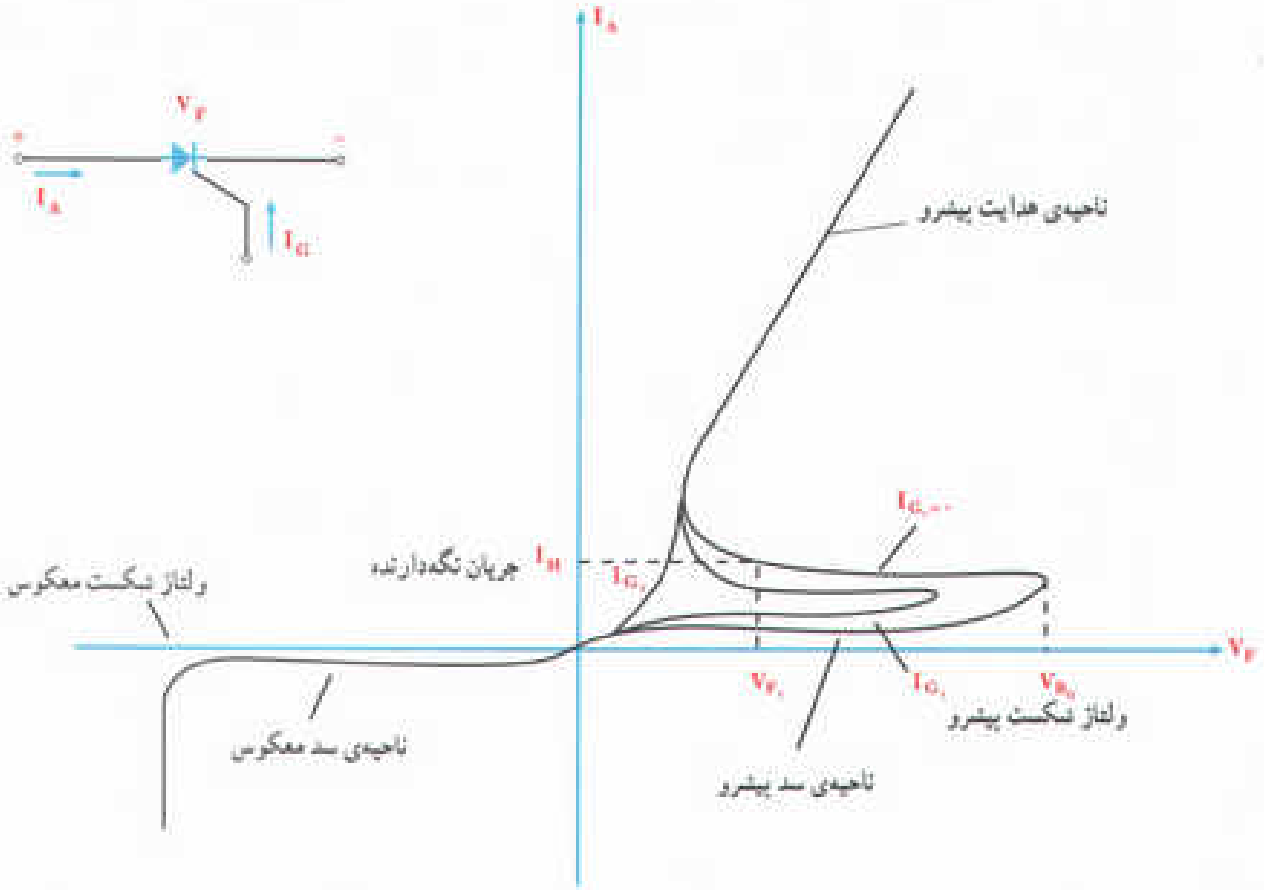
شکل ۱۰ـ۸ـ قطع جریان آند SCR

۳ـ مشخصه‌ی ولت‌آمپر SCR: در شکل ۱۱ـ۸ منحنی مشخصه‌ی یک SCR نشان داده شده است. منحنی مشخصه‌ی معکوس در این شکل شبیه به یک دیود معمولی است.

وقتی SCR در بایاس موافق است، ولتاژ دو سر آن می‌تواند تا ولتاژ عبور از شکست V_{BO} پیش برود. در این هنگام، SCR هدایت می‌کند و منحنی مشخصه‌ی آن شبیه به منحنی یک دیود

می‌شود. با این تفاوت که $V_F = ۱$ ولت (نه ۰/۷ ولت) است. همین‌که تریستور به حالت هدایت درآمد، به وضعیت قفل شدگی می‌رسد و اگر جریان گیت را قطع کنیم، به هدایت خود ادامه خواهد داد.

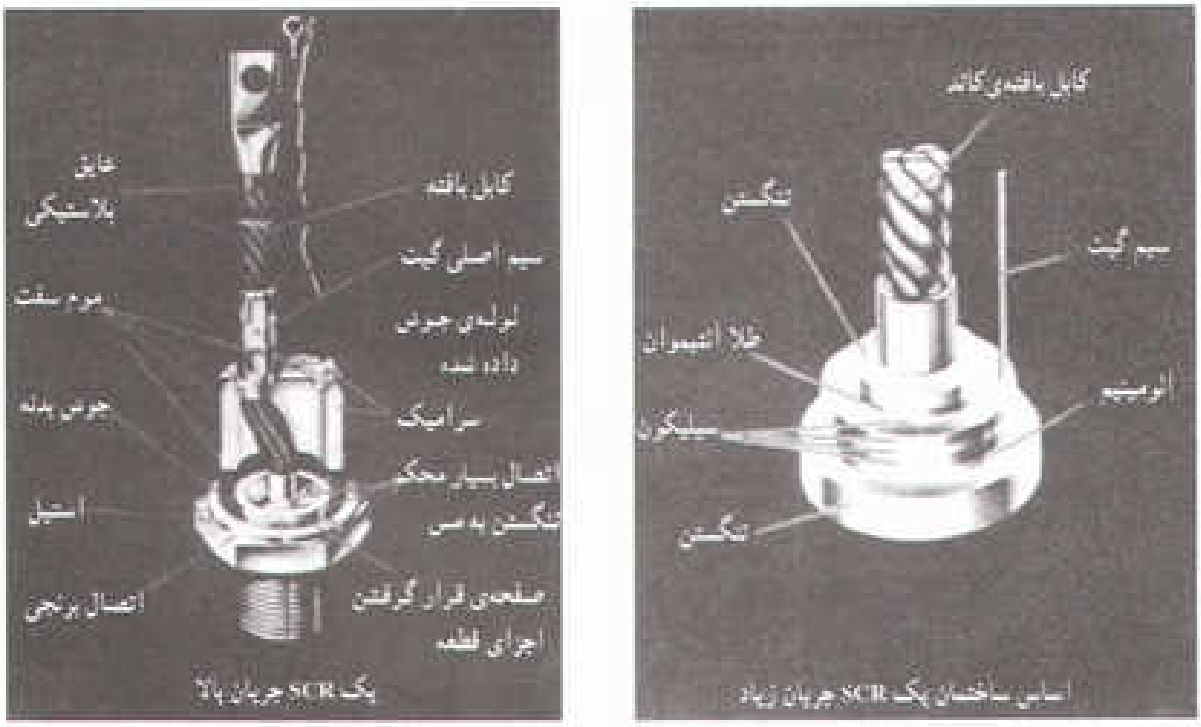
در شکل ۱۱ــ۸ برای مشخصه‌ای که دارای خط سیاه درشت در $I_G = ۰$ است، V_F باید به بالاترین ولتاژ عبور از شکست برسد. اگر جریان گیت تا I_{G_1} افزایش یابد، با اعمال یک ولتاژ بایاس به پایه‌ی گیت، مقدار V_F مورد نیاز برای هدایت به‌طور قابل ملاحظه‌ای کاهش خواهد یافت. با افزایش I_G مقدار جریان نگهدارنده‌ی I_H نیز افت می‌کند. اگر جریان گیت تا I_{G_2} افزایش یابد، SCR با مقادیر ولتاژ خیلی کم آنش خواهد شد و مشخصه‌ی آن به مشخصه‌ی دیود معمولی نزدیک می‌شود.



شکل ۱۱ــ۸ــ مشخصه‌ی ولت آمپر SCR

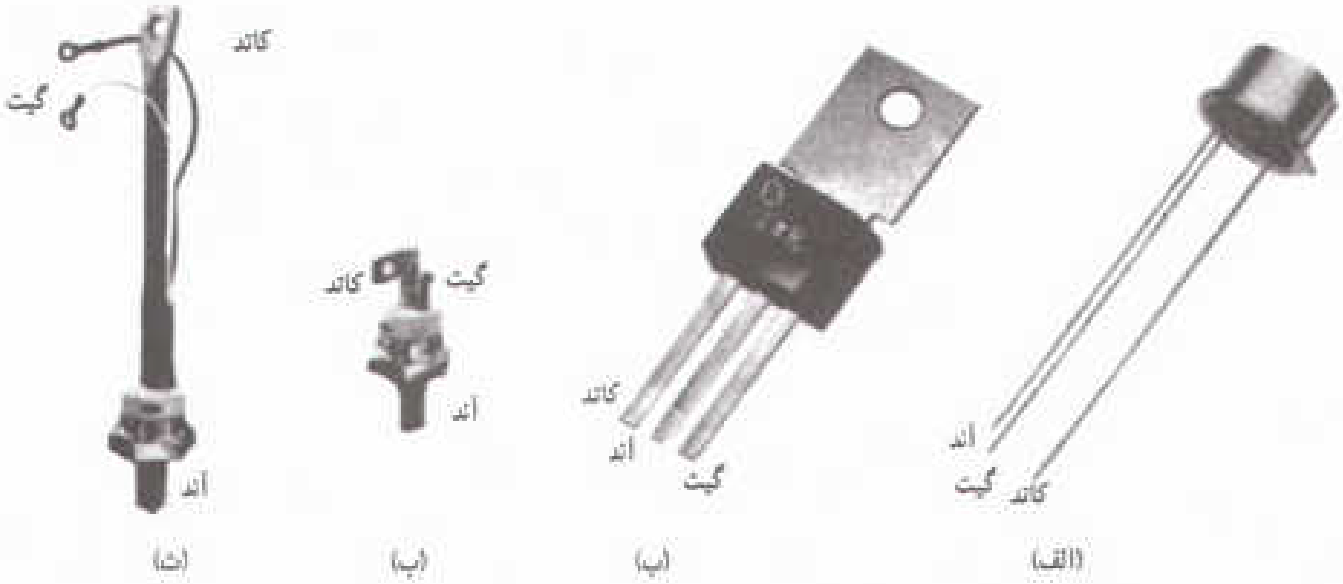
در شکل ۱۱ــ۸ روی منحنی $I_G = ۰$ جریان نگهدارنده به ازای V_{F_1} مشخص شده است. قسمتی از مشخصه که قبل از ولتاژ شکست واقع شده، به **ناحیه‌ی سد پیشرو** معروف است.

۴ــ شکل ظاهری چند نمونه‌ی SCR: در شکل ۱۲ــ۸ــ الف ساختمان یک SCR قدرت و در شکل ۱۲ــ۸ــ ب ساختمان کامل برش داده شده‌ی آن را مشاهده می‌کنید. در شکل‌های ۱۳ــ۸ الف، ب، پ و ت نیز چند نمونه‌ی SCR با مشخصات بدنه و پایه‌های متفاوت آمده است.



(الف) (ب)

شکل ۱۲ــ۸ ــ نقوهٔ آلیاژ بر صفحه‌ی SCR و برش یک SCR قدرت

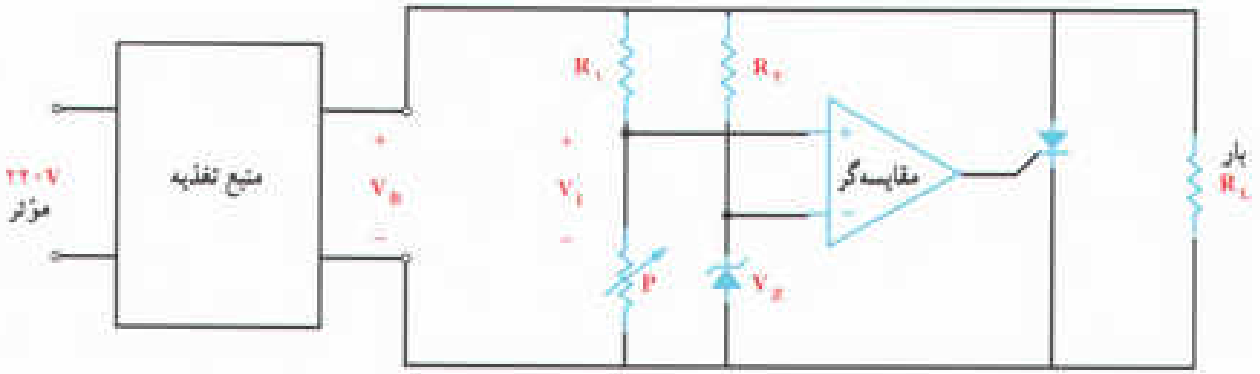


(ث) (ب) (پ) (الف)

شکل ۱۳ــ۸ ــ ساختمان بدنه‌ی چند نمونه‌ی SCR و مشخصه‌ی پایه‌های آن

۵ــ کاربردهای SCR: SCR در مدارهای DC و AC کاربردهای زیادی دارد. در این بخش چند کاربرد آن را معرفی خواهیم کرد.

الف ــ محافظ بار: اکثر مدارهای مجتمع دیجیتالی قادر به تحمل افزایش ولتاژ تغذیه نیستند. برای جلوگیری از خراب شدن این نوع مدارهای مجتمع ــ که گران قیمت نیز هستند ــ می‌توانیم از محافظ SCR استفاده کنیم. در شکل ۱۴ــ۸ یک نمونه مدار محافظ بار SCR با استفاده از مقایسه‌گر برای بالا بردن سرعت عمل، نشان داده شده است.

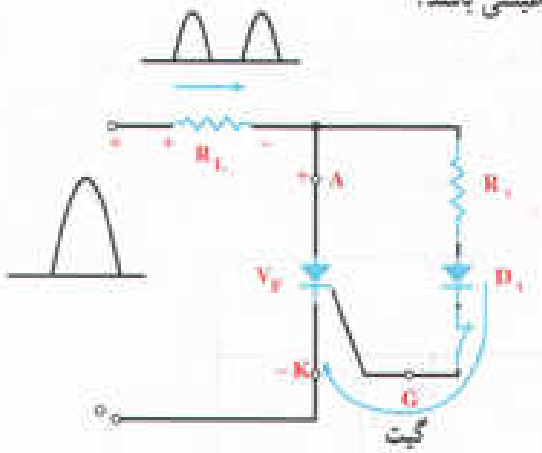


شکل ۱۴ ــ ۸ ــ مدار محافظ بار SCR با استفاده از مقایسه کننده

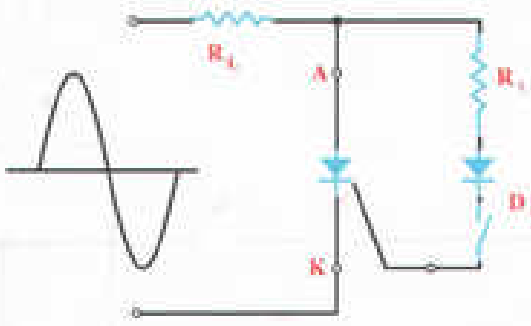
در این مدار با استفاده از دیود زنر V_Z و مقاومت R_2 ولتاژ مرجع V_Z برای ورودی منفی مقایسه کننده تأمین شده است.

پتانسیومتر P و مقاومت R_1 نیز ولتاژ ورودی مثبت مقایسه‌کننده را تأمین می‌کند. به کمک پتانسیومتر P می‌توان سطح ولتاژ مقایسه را تغییر داد. اگر ولتاژ ورودی مثبت مقایسه کننده از V_Z بیش‌تر باشد؛ خروجی آن مثبت می‌شود و گیت SCR تحریک می‌گردد. در حالت عادی SCR قطع است؛ زیرا ولتاژ ورودی مثبت مقایسه کننده به‌وسیله‌ی پتانسیومتر روی ولتاژ کم‌تر از V_Z تنظیم شده است. در نتیجه، ولتاژ خطا در ورودی مقایسه کننده ($V_1^+ - V_Z$) منفی است و مدار مقایسه کننده نیز خروجی منفی دارد. این خروجی نمی‌تواند SCR را به کار اندازد. اگر ولتاژ خروجی منبع تغذیه (V_B) افزایش یابد، ولتاژ ورودی مثبت مقایسه‌کننده از V_Z بیش‌تر می‌شود. از آن‌جا که ولتاژ خطا مثبت است، خروجی تقویت کننده‌ی عملیاتی (مقایسه‌گر) می‌تواند SCR را هادی کند. در این‌حالت، دو سر بار اتصال کوتاه می‌شود و منبع تغذیه به سرعت خاموش می‌گردد. منابع تغذیه‌ی مجهز به محافظ SCR به نوعی محدود کننده‌ی جریان نیاز دارند تا در هنگام هدایت SCR، جریان بیش از حد افزایش نیابد.

ب ــ کلید استاتیکی: در شکل ۱۵ــ۸ــ الف یک کلید استاتیک سری نیم‌موج نشان داده شده است. اگر طبق شکل ۱۵ــ۸ــ ب کلید بسته باشد، جریان گیت در نیم سیکل مثبت سیگنال ورودی جاری می‌شود و SCR را روشن می‌کند. مقاومت R_1 جریان گیت را محدود می‌سازد. وقتی که SCR روشن می‌شود، ولتاژ بین آند و کاتد آن (V_F) افت می‌کند. در نتیجه، کاهش زیادی در جریان گیت و اتلاف بسیار کمی در مدار گیت به‌وجود می‌آورد. برای قسمت منفی سیگنال ورودی، SCR خاموش خواهد شد؛ زیرا آند نسبت به کاتد منفی است. دیود D_1 برای ممانعت از جریان گیت معکوس به کار رفته است. در شکل ۱۵ــ۸ــ ب شکل موج‌های ولتاژ و جریان به دست آمده در عنصر مصرف کننده (بار) نشان داده شده است. نتیجه‌ی کار این مدار سیگنال یکسو شده‌ی نیم‌موجی است که از بار می‌گذرد. اگر هدایت کم‌تر از ۱۸۰ درجه مورد نظر باشد، در خلال قسمت مثبت سیگنال ورودی، کلید در هر فازی می‌تواند بسته شود. نوع کلید استفاده شده در مدار می‌تواند الکترونیکی، مکانیکی یا الکترومغناطیسی باشد.



ب



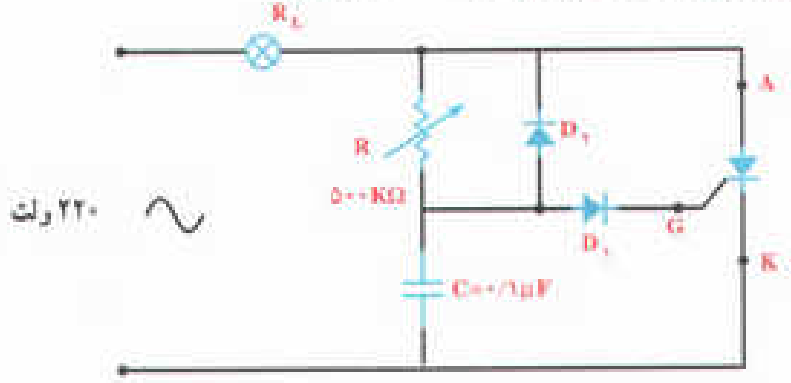
کلید مکانیکی، الکتریکی، یا الکترومکانیکی

الف

شکل ۱۵ــ۸ــ کلید استاتیکی سری نیم‌موج

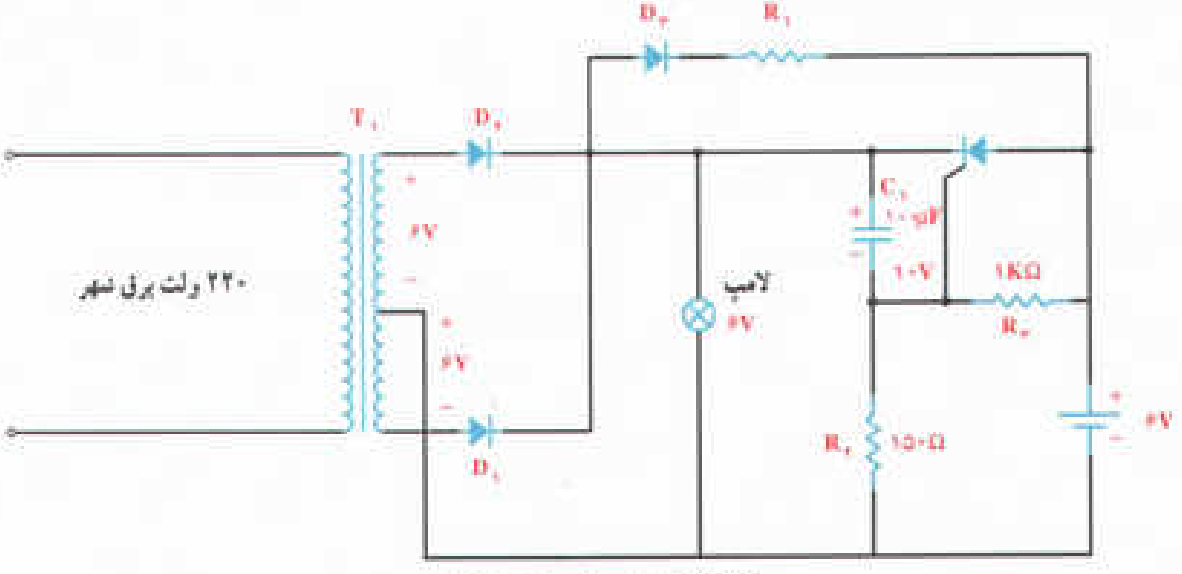
ب ــ مدار دیمر[1] یا تاریک کننده: به مدارهایی که می‌توانند نور لامپ را کنترل کنند، **تاریک کننده یا دیمر** می‌گویند. در شکل ۱۶ــ۸ مدار یک دیمر نشان داده شده است. در این مدار با تغییر پتانسیومتر R می‌توان زاویه‌ی برش ولتاژ را کنترل کرد. در نتیجه، قدرت داده شده به لامپ کنترل می‌شود. ولتاژ ورودی مدار ۲۲۰ ولت برق شهر است. لامپ نیز ۶۰ وات ۲۲۰ ولت در نظر گرفته شده است.

در نیم پریود مثبت، برق ورودی خازن C از طریق پتانسیومتر R و لامپ R_L شارژ می‌شود. وقتی ولتاژ دو سر خازن به ۱/۴ ولت می‌رسد، دیود D_1 جریان را هدایت می‌کند تا از گیت SCR بگذرد. از این لحظه به بعد SCR وصل می‌شود. زمان رسیدن ولتاژ خازن به ۱/۴ ولت به مقدار مقاومت پتانسیومتر R بستگی دارد. پس از گذشت نیم پریود مثبت، ولتاژ دو سر SCR ابتدا صفر می‌شود و سپس، در جهت عکس افزایش می‌یابد. درست در لحظه‌ی صفر شدن ولتاژ، SCR قطع می‌گردد. در نیم پریود بعدی باید SCR دوباره وصل شود. دیود D_4 عبور ولتاژ منفی را به گیت سد می‌کند و دیود D_3 در نیم پریودهای منفی خازن C را در جهت عکس شارژ می‌کند تا در نیم پریود مثبت بتوانیم با استفاده از مقاومت R، شارژ خازن را در محدوده‌ی وسیعی کنترل کنیم و زاویه‌ی برش‌های بزرگ‌تری داشته باشیم. این مدار می‌تواند جریان خروجی را تقریباً بین صفر تا ۱۸۰ درجه کنترل کند.



شکل ۱۶ ــ۸ــ مدار دیمر برای کنترل نور لامپ

ت ــ برق اضطراری: در شکل ۱۷ــ۸ یک مدار برق اضطراری تک منبعی نشان داده شده است. در این مدار، SCR کار شارژ یک باتری ۶ ولتی را برای اطمینان از در دسترس بودن آن و هم‌چنین تأمین انرژی DC یک لامپ در زمان قطع برق شهر به عهده دارد.



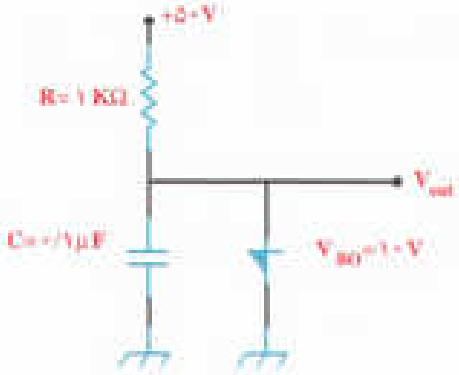
شکل ۱۷ ــ۸ــ مدار برق اضطراری

۱ ــ Dimmer

با توجه به کار دیودهای D_1 و D_2، ولتاژ یکسو شده‌ی تمام موجی در دو سر لامپ ۶ ولتی به‌وجود می‌آید. خازن C_1 به آرامی به اندازه‌ی کم‌تر از اختلاف مقدار پیک ولتاژ یکسو شده و ولتاژ dc دو سر R_2 ــ که به‌وسیله باتری ۶ ولتی تأمین می‌شود ــ شارژ می‌گردد. هرگاه ولتاژ کاتد SCR پیش‌تر از ولتاژ آند و ولتاژ گیت به کاتد مثبت باشد، مطمئناً SCR هدایت نخواهد کرد. باتری از طریق R_1 و D_2 تا حدی که R_1 اجازه می‌دهد (مقدار R_1 با توجه به شارژ مطلوب انتخاب می‌شود) شارژ می‌گردد. وقتی آند D_2 از کاتد آن مثبت‌تر باشد، شارژ باتری انجام می‌گیرد. زمانی که برق شهر وصل است، سطح dc ولتاژ یکسو شده لامپ را روشن نگه می‌دارد. چنان‌چه برق شهر دچار اشکال شود، خازن C_1 از طریق D_2، R_1 و R_2 تخلیه می‌گردد تا ولتاژ کاتد SCR از آند آن کم‌تر شود. در همین لحظه، محل اتصال R_2 و R_3 مثبت خواهد شد و ولتاژ کافی برای گیت کاتد تأمین می‌گردد تا SCR تحریک شود. همین که SCR روشن شد، باتری ۶ ولتی از طریق SCR تخلیه می‌گردد و به لامپ انرژی می‌دهد و آن را روشن نگه می‌دارد. زمانی که برق شهر وصل می‌شود، خازن C_1 دوباره شارژ می‌گردد و حالت خاموشی SCR ــ مطابق آن‌چه ذکر شد ــ بار دیگر برقرار خواهد شد.

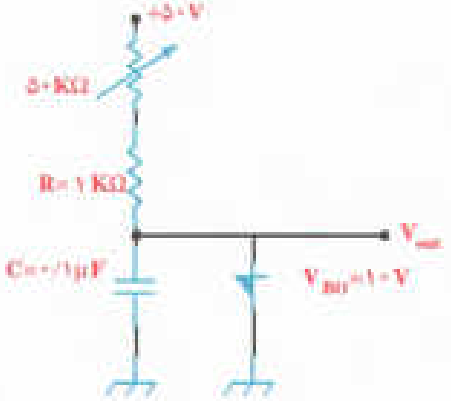
خودآزمایی

۱ــ در شکل ۱۸ــ۸ مدار مولد موج دندانه اره‌ای با استفاده از دیود چهار لایه نشان داده شده است. طرز کار این مدار را شرح دهید و شکل موج خروجی آن را رسم کنید.



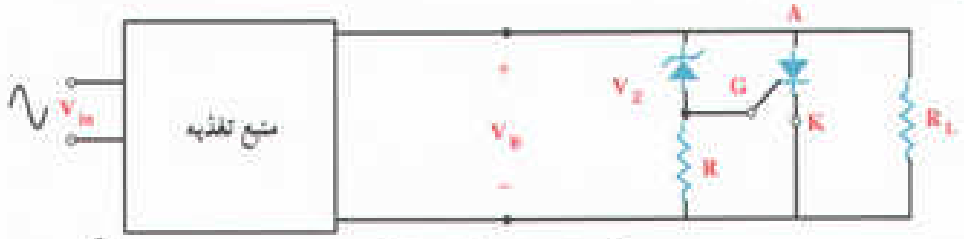
شکل ۱۸ــ۸ــ مدار مولد موج دندانه اره‌ای

۲ــ در شکل ۱۸ــ۸ اگر یک پتانسیومتر ۵۰ کیلواهم با مقاومت R سری شود (شکل ۱۹ ــ۸) با تغییر پتانسیومتر چه کمیتی از سیگنال خروجی تغییر می‌کند؟



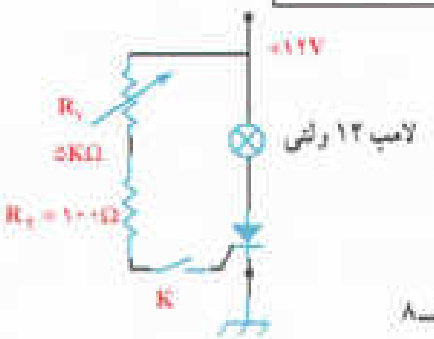
شکل ۱۹ــ۸ــ مدار مولد موج دندانه اره‌ای با پتانسیومتر قابل تنظیم

۳ــ در شکل ۲۰ــ۸ برای جلوگیری از افزایش ولتاژ دو سر بار از یک ترینستور محافظ بار استفاده شده است. طرز کار مدار را بنویسید.



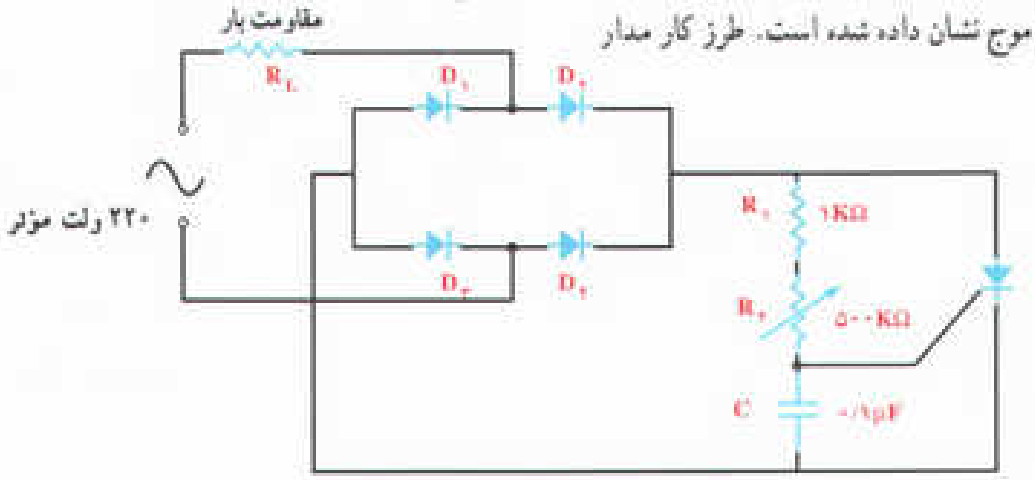
شکل ۲۰ــ۸ــ مدار محافظ بار

۴ــ در شکل ۲۱ــ۸ آیا با وصل کلید K لامپ روشن می‌شود؟ پتانسیومتر R_1 چه تأثیری بر کار مدار دارد؟



شکل ۲۱ــ۸

۵ــ در شکل ۲۲ــ۸ مدار کنترل زاویه‌ی برش توسط SCR به صورت تمام موج نشان داده شده است. طرز کار مدار را شرح دهید.



شکل ۲۲ــ۸ــ مدار کنترل زاویه‌ی برش توسط SCR

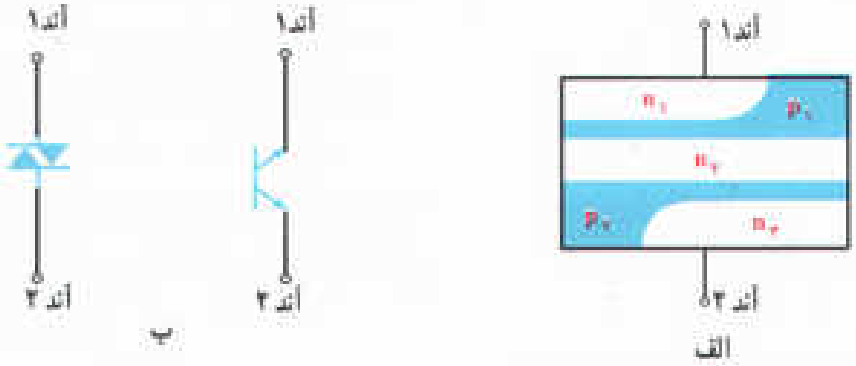
۶ــ طرز کار یک SCR را که در آن از دو ترانزیستور معادل استفاده شده است، شرح دهید.

۷ــ دو روش خاموش کردن SCR را توضیح دهید.

۸ــ عیب SCR در جریان متناوب چیست؟

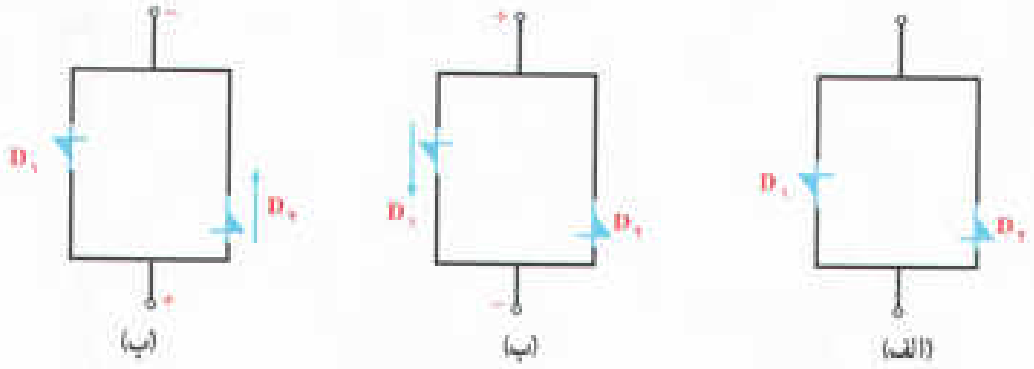
۴ــ۸ــ دیاک (Diac)

دیاک از یک زوج دیود چهار لایه به‌طور موازی و معکوس تشکیل شده است و در هر دو جهت تریگر می‌شود. بزرگ‌ترین مزیت کاربرد دیاک در ولتاژ AC، هدایت از هر دو سوی این قطعه است. در شکل ۲۳ــ۸ــ الف ساختمان دیاک و در شکل ۲۳ــ۸ــ ب نمای فنی آن نشان داده شده است.



شکل ۲۳ــ۸ــ ساختمان دیاک و نمای فنی آن

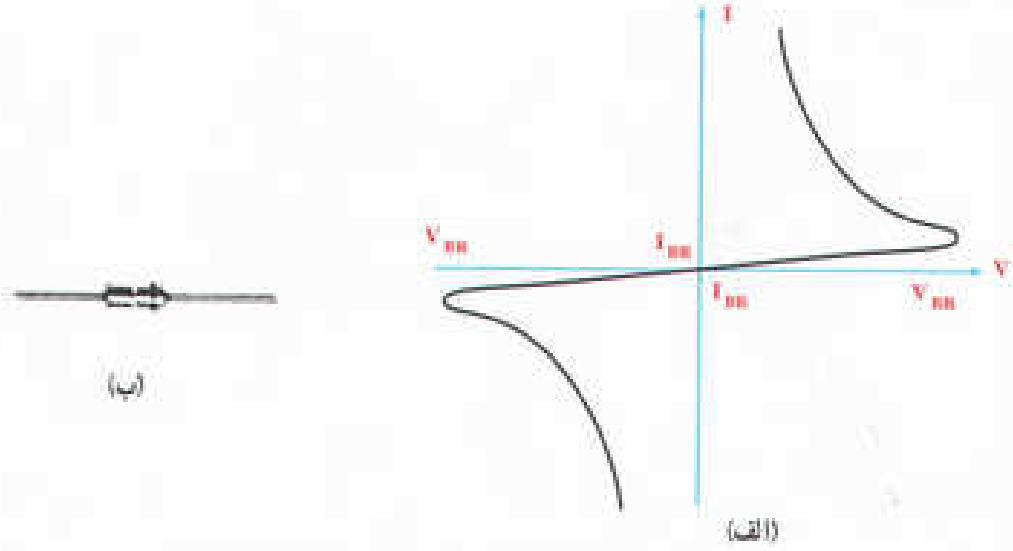
در دیاک پایه‌ای به نام کاتد وجود ندارد. در عوض دارای آند شماره‌ی ۱ (الکترود ۱) و آند شماره‌ی ۲ (الکترود ۲) است. مادامی که آند ۱ نسبت به آند ۲ مثبت است، لایه‌های نیمه‌هادی مورد استفاده p_1، n_1، p_2 و n_2 هستند. وقتی آند ۲ نسبت به آند ۱ مثبت است، لایه‌های قابل استفاده p_2، n_1، p_1 و n_1 می‌باشند. در شکل ۲۴ــ۸ الف ــ ب و پ مدار معادل دیاک و هدایت آن در دو جهت نشان داده شده است.



شکل ۲۴ ــ ۸ــ مدار معادل دیاک و هدایت آن در دو جهت

در حالت ب دیود D_1 هادی و D_2 قطع و در حالت پ دیود D_1 قطع و دیود D_2 هادی است.

۱ــ مشخصه‌ی ولت‌آمپر دیاک: در شکل ۲۵ــ۸ــ الف مشخصه‌ی ولت‌آمپر دیاک در بایاس موافق و مخالف نشان داده شده است. ولتاژ شکست[1] دیاک بین ۳۰ تا ۴۰ ولت است. دیاک از نظر شکل ظاهری مانند دیودهای معمولی استوانه‌ای است. در شکل ۲۵ــ۸ــب شکل ظاهری دیاک دیده می‌شود.



شکل ۲۵ ــ ۸ــ مشخصه دیاک و شکل ظاهری آن

۵ــ ۸ــ تریاک (Triac)

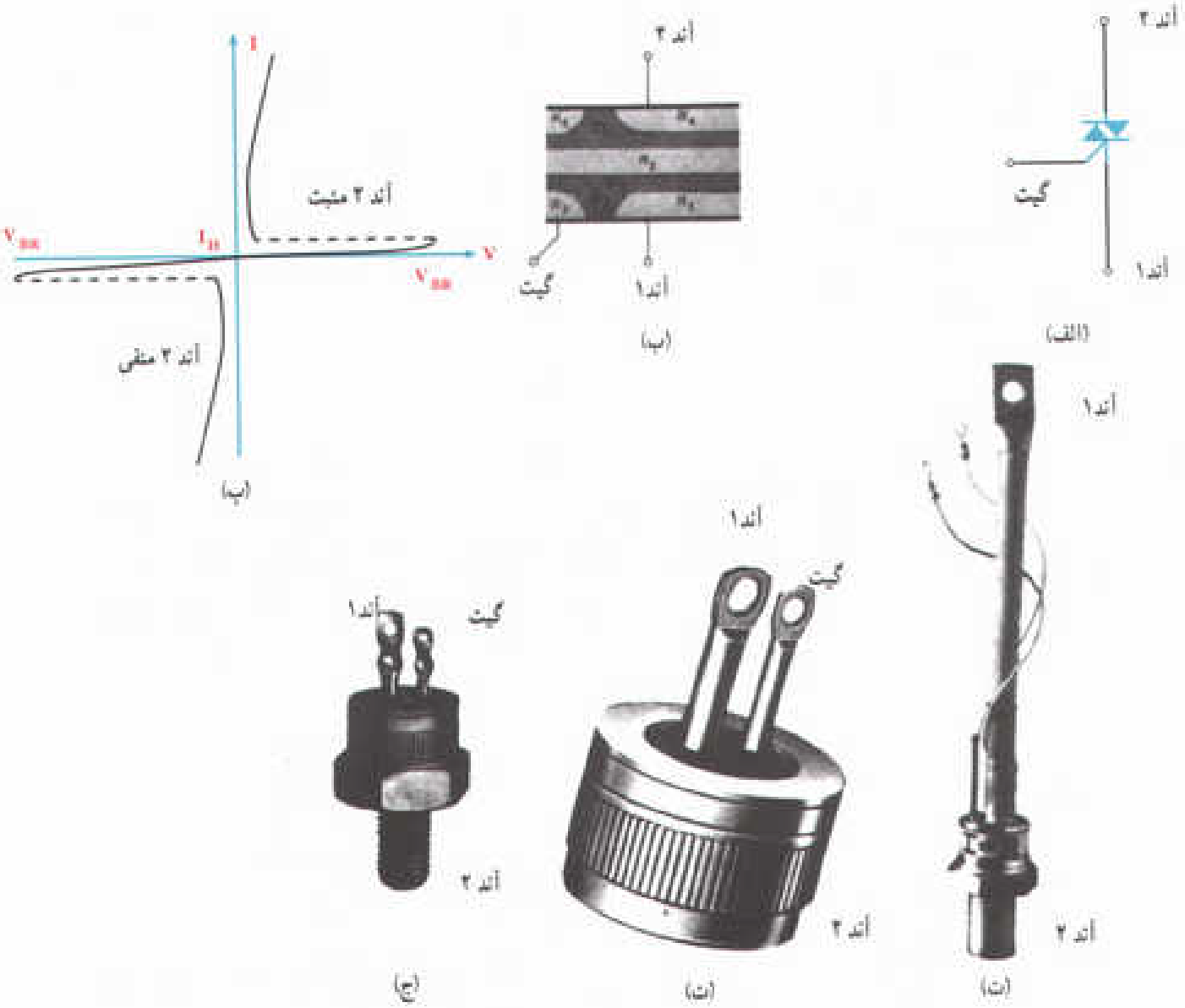
تریاک در اساس، دیاکی است که حالت‌های روشن آن از هر دو سو به‌وسیله یک پایه‌ی گیت کنترل می‌شود. به بیان دیگر، برای هر مسیر، جریان گیت می‌تواند کار قطعه را با روشنی مشابه با آن‌چه درباره‌ی SCR شرح داده شد، کنترل کند. البته مشخصات تریاک در اولین و سومین ربع محور مختصات، قدری با دیاک متفاوت است. شمای فنی تریاک و نحوه‌ی قرار گرفتن لایه‌های نیمه‌هادی، مشخصه‌ی ولت‌آمپر به همراه تصاویری از چند نمونه تریاک در شکل ۲۶ــ۸ نشان داده شده است.

تریاک را هم‌چنین می‌توان به‌صورت دو SCR موازی و معکوس در نظر گرفت که مدار معادل آن در شکل ۲۷ــ۸ نشان داده شده است. ولتاژ عبور از شکست تریاک معمولاً بالاست؛ به‌طوری که روش متعارف برای روشن کردن یک تریاک، تریگر کردن گیت آن است. در برگه‌ی مشخصات تریاک معمولاً ولتاژ تریگر گیت و جریان لازم گیت برای روشن کردن تریاک را ذکر می‌کنند. تریاک با ولتاژ تریگر مثبت و منفی هادی می‌شود.

ولتاژ شکست تریاک با کنترل جریان گیت قابل کنترل است.

---

۱ ــ Break down

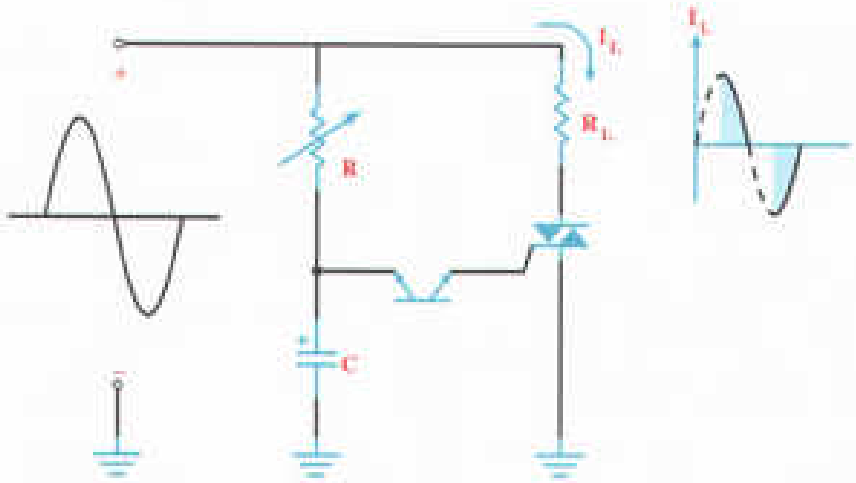


شکل ۲۶ ــ ۸ــ نمای فنی تریاک، ساختمان تریاک، مشخصه‌ی ولت‌آمپر و شکل ظاهری چند نمونه تریاک

شکل ۲۷ ــ ۸ــ تریاک معادل با دو SCR

۶ــ ۸ــ کاربرد دیاک و تریاک

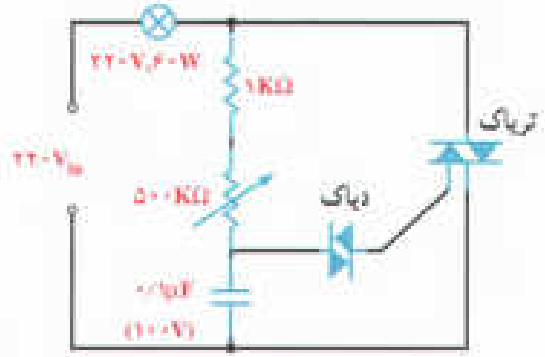
یکی از کاربردهای اساسی تریاک در شکل ۲۸ــ۸ آمده است. در این وضعیت، تریاک توان AC را برای بار R_L در ناحیه‌های مثبت و منفی سیگنال ورودی قطع و وصل می‌کند. کار این مدار برای قسمت مثبت سیگنال ورودی، خیلی شبیه به دیود شاکلی است که پیش از این درباره‌ی آن سخن گفتیم. مزیت این مدار آن است که در خلال قسمت منفی سیگنال ورودی، همان پاسخ نتیجه می‌شود؛ زیرا دیاک و تریاک هر دو می‌توانند در مسیر معکوس آتش شوند. شکل موج به‌دست آمده برای جریانی که از بار R_L می‌گذرد، در شکل نشان داده شده است. با تغییر مقاومت R، زاویه‌ی هدایت می‌تواند کنترل شود.



شکل ۲۸ ــ ۸ ــ کاربرد تریاک: کنترل فاز (توان)

خودآزمایی

۱ــ شکل ۲۹ــ۸ مدار دیمر لامپ به وسیله‌ی تریاک است. طرز کار مدار را شرح دهید.



شکل ۲۹ ــ ۸ ــ مدار دیمر لامپ به‌وسیله‌ی تریاک

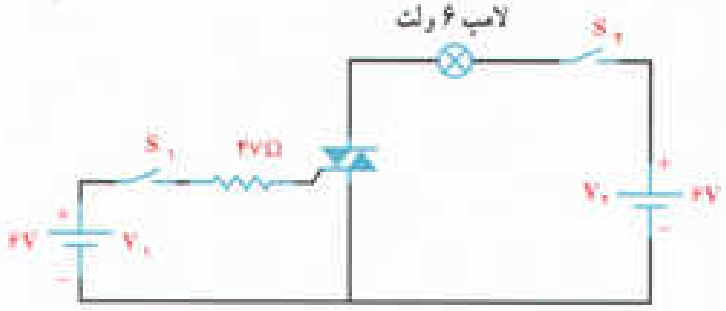
۲ــ در شکل ۲۹ــ۸ اگر به جای پتانسیومتر، یک فتورزیستور قرار گیرد، با زیاد شدن نور تابیده بر آن، نور لامپ چه تغییری می‌کند؟ توضیح دهید.

۳ــ تفاوت SCR و تریاک در چیست؟

۴ــ در شکل ۳۰ــ۸ از دیاک به عنوان نوسان‌ساز استفاده شده است. طرز کار مدار را بنویسید.

شکل ۳۰ ــ ۸ ــ نوسان ساز با دیاک

۵ــ در شکل ۳۱ــ۸ مدار تحریک یک تریاک نشان داده شده است.



شکل ۳۱ ــ ۸ ــ مدار تحریک تریاک

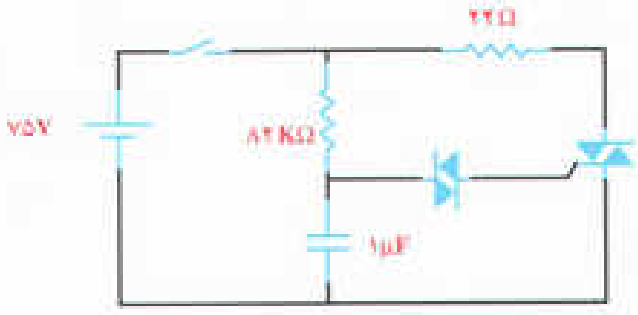
الف ــ کلید S_2 را ببندید سپس کلید S_1 را فعال کنید. آیا لامپ روشن می‌شود؟

ب ــ کلید S_1 را باز کنید؛ آیا لامپ خاموش می‌شود؟

پ ــ در شکل ۳۱ــ۸ اگر پلاریته‌ی V_1 و V_2 هر دو معکوس شوند، چند حالت برای روشن کردن لامپ وجود دارد؟

۶ــ با توجه به منحنی ولت‌آمپر دیاک در شکل ۲۵ــ۸ــ الف، آیا ولتاژ شکست دیاک در دو جهت یکسان است؟

۷ــ در شکل ۳۲ــ۸ اگر با بستن کلید، تریاک هادی شود از مقاومت ۲۲ اهم چه جریانی عبور می‌کند؟ (در حالت هدایت تریاک را ایده‌آل فرض کنید).

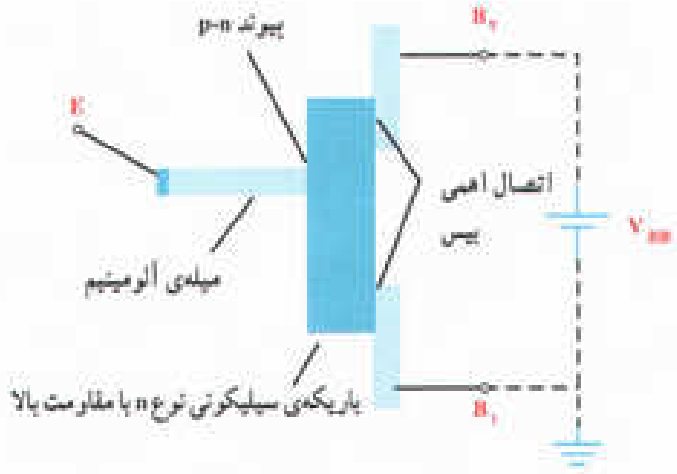


شکل ۳۲ــ۸

۸ــ در شکل ۳۲ــ۸ ولتاژ شکست دایاک ۳۲ ولت، ولتاژ تحریک گیت تریاک ۱ ولت و جریان تحریک تریاک ۱۰ میلی‌آمپر فرض می‌شود. ولتاژ دو سر خازن هنگام روشن شدن تریاک چند ولت است؟ (کلید بسته است.)

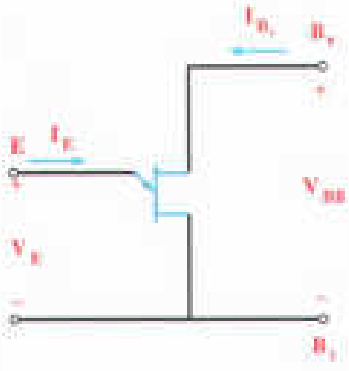
۷ــ۸ ــ ترانزیستور تک اتصالی (UJT)

ترانزیستور تک اتصالی یا تک پیوندی اولین بار در سال ۱۹۴۸ طراحی شد اما تا سال ۱۹۵۲ به صورت تجارتی در دسترس عموم قرار نگرفت. قیمت ارزان و نیز مشخصه‌ی بسیار خوب آن، کاربردهای مختلف از این قطعه را تضمین کرد. از ترانزیستور UJT در نوسان‌سازها، مدارهای تریگر، کنترل کننده‌های فاز و مدارهای تایمر استفاده می‌شود. کم مصرف بودن UJT در زمان کار عادی، علت اساسی است که سبب می‌شود این قطعه در طراحی دستگاه‌ها مورد توجه قرار گیرد. در شکل ۳۳ــ۸ ساختمان UJT نشان داده شده است.



شکل ۳۳ــ۸ ــ ساختمان ترانزیستور UJT

طبق شکل ۳۳ــ۸ یک میله‌ی سیلیکانی نوع N یا ناخالصی کم (در نتیجه با مقاومت زیاد) دارای دو پیس است که به دو سر آن وصل گردیده و نیز میله‌ی آلومینیمی که به طرف دیگر آن مونتاژ شده است. به این ترتیب، یک پیوند PN در محل اتصال میله‌ی آلومینیمی و میله‌ی سیلیکانی نوع N به‌وجود می‌آید. همین پیوند PN علت نام‌گذاری این قطعه به ترانزیستور تک پیوندی است. با دقت در شکل ۳۳ــ۸ درمی‌یابیم که محل اتصال میله‌ی آلومینیمی به میله‌ی سیلیکانی به پیس ۲ نزدیک‌تر از پیس ۱ است و پیس ۲ نسبت به پیس ۱ با توجه به ولتاژ V_{BB} مثبت‌تر است. نمای فنی ترانزیستور UJT در شکل ۳۴ــ۸ نشان داده شده است.



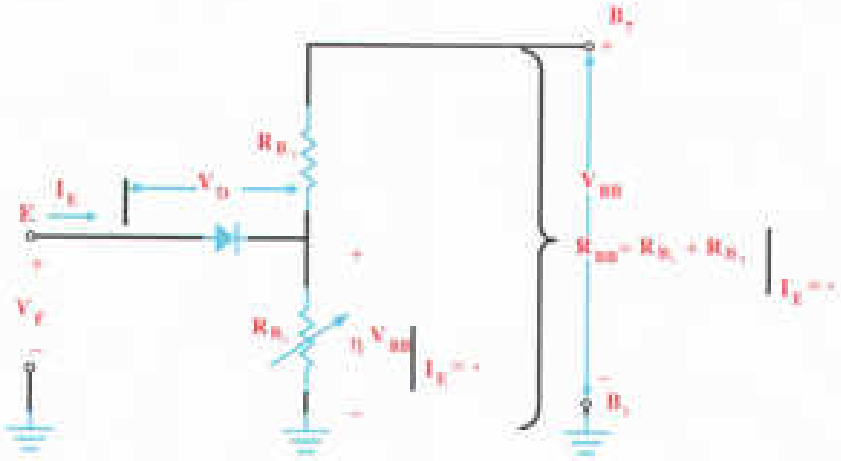
شکل ۳۴ــ۸ ــ نمای فنی UJT

با توجه به شکل، پایه‌ی امیتر به خط عمودی به طور زاویه‌دار وصل شده است. پیکان (فلش) روی امیتر جهت جریان را نشان می‌دهد.

مدار معادل UJT در شکل ۳۵ــ۸ نشان داده شده است. طبق شکل، یک مقاومت ثابت، یک مقاومت متغیر و یک دیود این مدار را تشکیل می‌دهد. مقاومت R_{B_1} به مثابه‌ی مقاومتی متغیر است که مقدار آن با جریان I_E تغییر می‌کند. مقاومت R_{BB} مقاومت بین دو پیس B_1 و B_2 است؛ وقتی که I_E مساوی صفر باشد.

$$R_{BB} = R_{B_1} + R_{B_2}$$

R_{BB} معمولاً بین ۴ تا ۱۰ کیلو اهم است. افت ولتاژ دو سر R_{B_1} از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید.



شکل ۳۵ـ۸ ــ مدار معادل UJT

$$V_{R_{B_1}} = \frac{R_{B_1} V_{BB}}{R_{B_1} + R_{B_2}} = \eta V_{BB}\Big|_{I_E = 0}$$

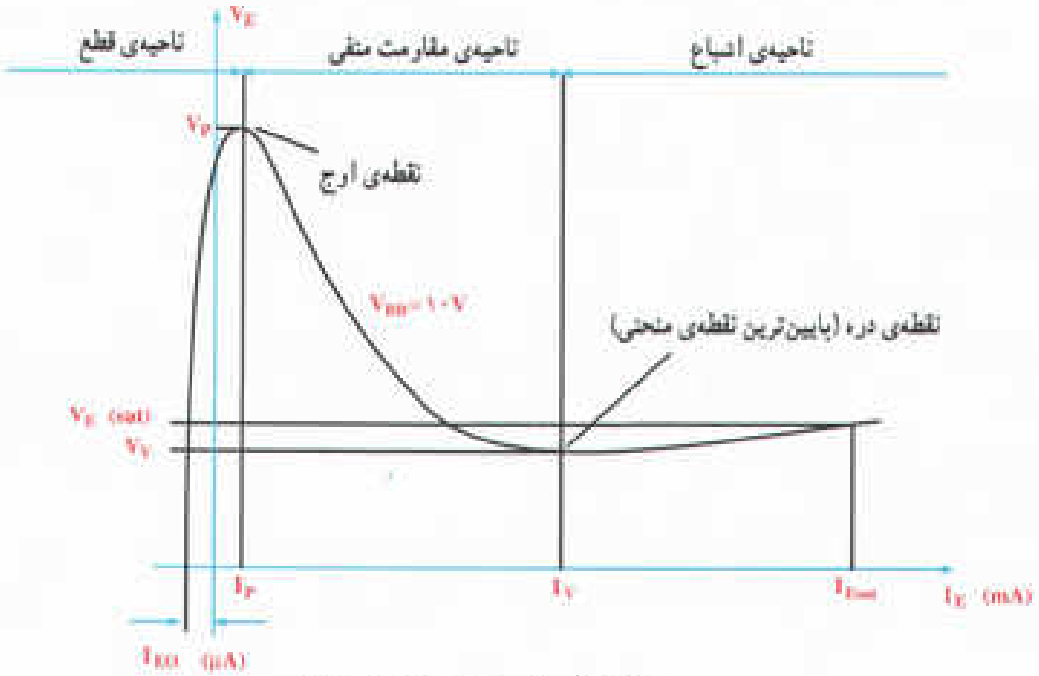
حرف یونانی اِتا[1] (η) **نسبت ایستادگی ذاتی** UJT نامیده می‌شود و آن را به‌صورت $\eta = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}}\Big|_{I_E = 0}$ تعریف می‌کنند.

در اصل η ضریب تقسیم ولتاژ مدار معادل UJT است.

محدوده‌ی η بین ۰/۵ تا ۰/۸ است؛ مثلاً برای UJT از نوع 2N2646، η برابر ۰/۶۵ است.

۱ــ منحنی مشخصه‌ی UJT: در شکل ۳۶ـ۸ منحنی مشخصه‌ی یک ترانزیستور تک پیوندی نمایشی $V_{BB} = 10V$ نشان داده شده است. توجه کنید که برای پتانسیل‌های امیتر در سمت چپ نوک منحنی، اندازه‌ی I_E هرگز از I_{EO} بزرگ‌تر نیست.

جریان I_{EO} شباهت بسیار زیادی با جریان نشتی معکوس I_{CO} یک ترانزیستور دو قطبی معمولی دارد. این ناحیه ــ همان‌گونه که در شکل نشان داده شده است ــ **ناحیه‌ی قطع** نامیده می‌شود. به محض این که هدایت در $V_E = V_P$[2] صورت گیرد، با افزایش I_E، پتانسیل امیتر V_E افت خواهد کرد (مقدار V_P از رابطه‌ی $V_P = \eta V_{BB} + V_D$ به‌دست می‌آید). همان‌گونه که قبلاً گفته شد، این درست شبیه به کاهش مقاومت R_{B_1} برای افزایش جریان I_E است. بنابراین، UJT دارای یک ناحیه‌ی مقاومت منفی است که به قدر کافی ثبات دارد تا با ضریب اطمینان زیاد مورد استفاده قرار گیرد. سرانجام، نقطه‌ی دره[3] (V_V) در پایین منحنی به‌دست خواهد آمد و هر افزایش اضافی در I_E، قطعه را در ناحیه‌ی اشباع قرار خواهد داد.

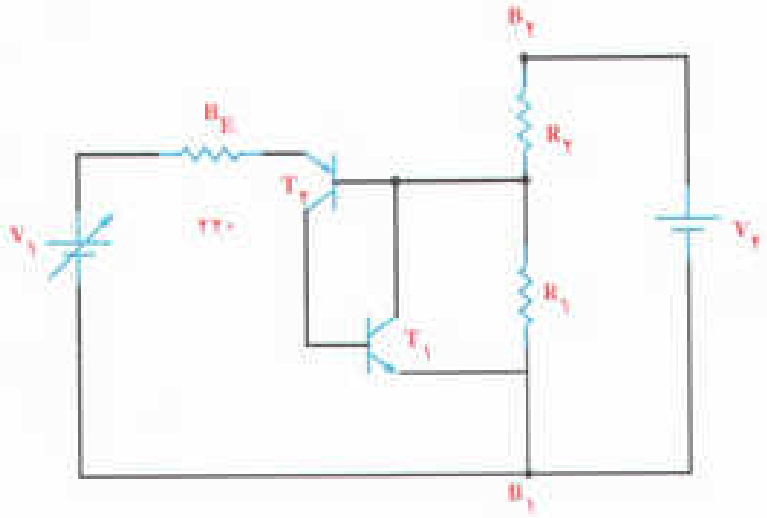


شکل ۳۶ـ۸ ــ منحنی مشخصه‌ی UJT

۱ــ Intrinsic Stand - off ratio
۲ــ Peak Point نقطه‌ی اوج
۳ــ Valley Point نقطه‌ی دره

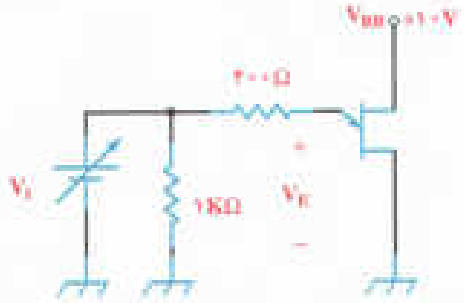
۲ــ طرز کار UJT: برای بهتر روشن شدن طرز کار UJT مدار معادل آن را با دو ترانزیستور معمولی مطابق شکل ۳۷ــ۸ در نظر می‌گیریم. ولتاژ V_i در حالت عادی بین دو مقاومت R_1 و R_2 تقسیم می‌شود. ولتاژ دو سر مقاومت R_1 که V_{R_1} نام دارد به بیس T_2 اعمال می‌شود. اگر ولتاژ V_i را از صفر کم‌کم زیاد کنیم، تا زمانی که از V_{R_1} کم‌تر است، امیتر T_2 نسبت به بیس آن منفی‌تر خواهد بود و T_2 هیچ هدایتی ندارد.

به‌محض این که ولتاژ V_i به اندازه‌ی تقریبی ۰/۶ ولت از V_{R_1} بیش‌تر شد، ترانزیستور T_2 هادی می‌شود. در نتیجه، جریانی از کلکتور آن خواهد گذشت که وارد بیس T_1 می‌شود و T_1 را هم هادی می‌کند. همین که T_1 هادی شد، از کلکتور آن نیز جریان وارد بیس T_2 می‌شود و آن‌را اشباع می‌کند. این عمل بسیار سریع اتفاق می‌افتد و T_1 و T_2 یک‌دیگر را اشباع می‌کنند. دراین‌حالت، V_{R_1} به صفر می‌رسد.



شکل ۳۷ــ۸ــ مدار معادل UJT

مثال ۳: در شکل ۳۸ــ۸ با فرض $\eta = ۰/۸۵$ و $V_i = ۲۰V$، جریان امیتر در حالت ایده‌آل چه‌قدر است؟



شکل ۳۸ــ۸

راه‌حل: در حالت ایده‌آل، وقتی UJT آتش می‌شود، ولتاژ امیتر را مساوی صفر در نظر می‌گیریم. لذا

$$I_E \cong \frac{۲۰V}{۴۰۰\Omega} = ۵۰mA$$

مثال ۴: در شکل ۳۸ــ۸ ولتاژ آتش امیتر چند ولت است؟

راه‌حل:

$$V_E = \eta V_{BB} = ۰/۸۵ \times ۱۰ = ۸/۵V$$

در عمل، باید V_E اندکی از ۸/۵ ولت پیش‌تر باشد تا دیود امیتر روشن شود.

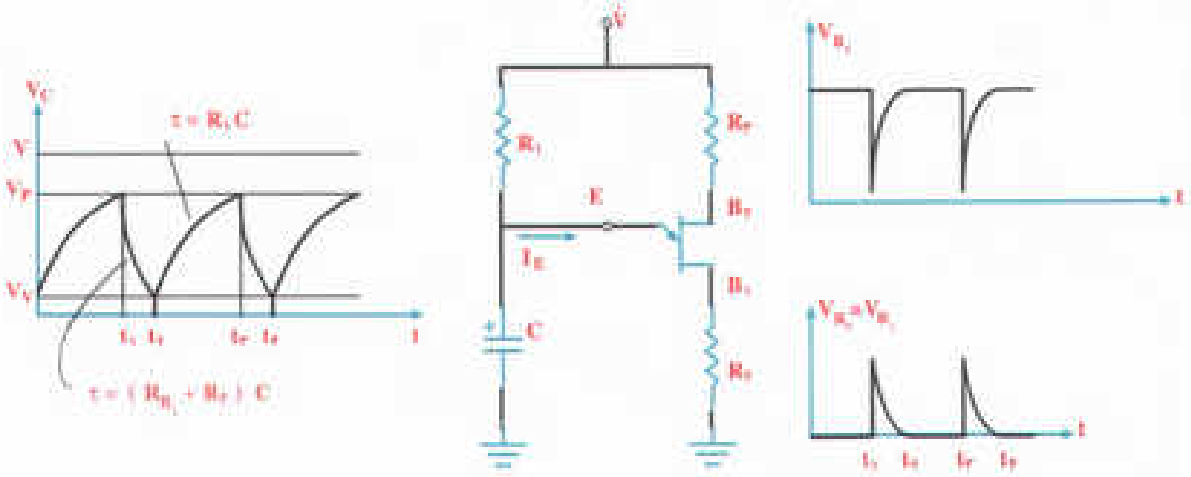
مثال ۵: در شکل ۳۸ــ۸ جریان دره $I_V = ۷mA$ و ولتاژ امیتر متناظر با این نقطه برابر ۱ ولت است. ولتاژ تغذیه‌ی امیتر چه‌قدر باید باشد تا ترانزیستور تک پیوندی قطع شود؟

راه حل: با کاهش دادن ولتاژ تغذیه‌ی امیتر، جریان امیتر کاهش پیدا می‌کند. در نقطه‌ای که این جریان مساوی ۷mA است، $V_E = ۱V$ می‌شود و UJT تقریباً در وضعیت قطع شدن قرار می‌گیرد. ولتاژ تغذیه‌ی امیتر در این حالت برابر است با:

$$V_i = ۱V + (۷mA) \times ۴۰۰\Omega = ۳/۸V$$

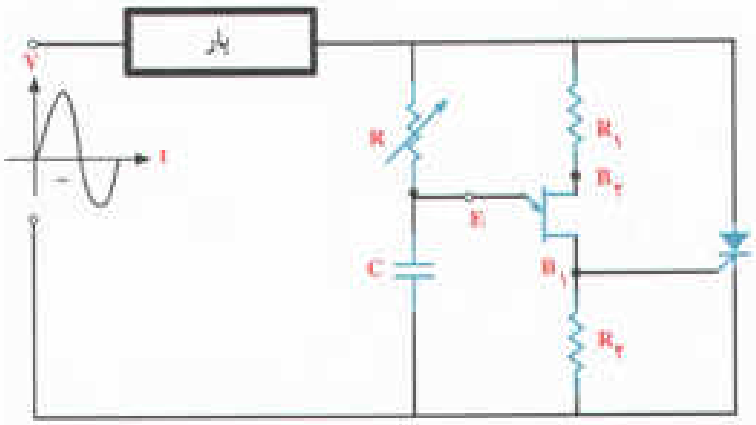
وقتی V_1 از ۳/۸ ولت کم‌تر شود، ترانزیستور تک پیوندی قطع می‌گردد. پس از آن، لازم است V_1 را تا بیش‌تر از ۸/۵V بالا ببریم تا ترانزیستور تک پیوندی وصل شود.

۳ــ نوسان‌ساز UJT: در شکل ۳۹ــ ۸ مدار یک نوسان‌ساز با ترانزیستور UJT نشان داده شده است. طرز کار مدار با توجه به مطالب گفته شده به شرح زیر است. با وصل شدن خط تغذیه‌ی V جریان از طریق مقاومت R_1، خازن C را به‌آهستگی شارژ می‌کند. با شارژ خازن، ولتاژ امیتر UJT (ولتاژ دو سر خازن) افزایش می‌یابد. به محض این که V_E به‌حدی می‌رسد که بتواند UJT را هادی کند، خازن C از طریق EB_1 و مقاومت R_1 به سرعت خالی می‌شود. این جریان ممکن است ترانزیستور را بسوزاند؛ لذا مقاومت R_1 جریان خالی شدن خازن را محدود می‌کند. ثابت زمانی شارژ خازن مساوی R_1C و ثابت زمانی دشارژ آن مساوی $(R_{B_1}+R_1)C$ است[1]. شکل موج پایه‌های E، B_1 و B_2 در شکل ۳۹ــ ۸ نشان داده شده است. مقاومت R_1 در تغییر فرکانس نقش کمی دارد که به علت کم بودن این نقش، از آن صرف نظر شده است.



شکل ۳۹ــ ۸ ــ مدار نوسان‌ساز UJT

۴ــ راه‌اندازی SCR با ترانزیستور تک پیوندی: در شکل ۴۰ــ ۸ مدار تحریک SCR با نوسان‌ساز UJT نشان داده شده است. بار این مدار ممکن است موتور، لامپ، گرم‌کن یا وسیله‌ای دیگر می‌باشد. با تغییر دادن مقاومت R، می‌توان ثابت زمانی RC و نقطه‌ای را که UJT در آن‌جا به کار می‌افتد، تغییر داد. بدین ترتیب، زاویه‌ی آتش SCR کنترل می‌شود.



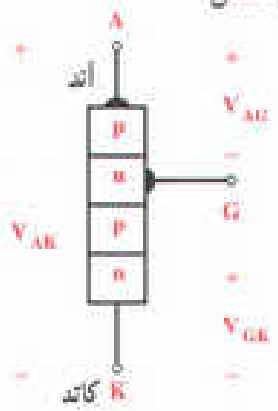
شکل ۴۰ــ ۸ ــ مدار راه‌انداز SCR با ترانزیستور UJT

۱ــ رابطه‌ی تقریبی فرکانس $f \approx \frac{1}{R_1C\ln\left[\frac{1}{(1-\eta)}\right]}$ است.

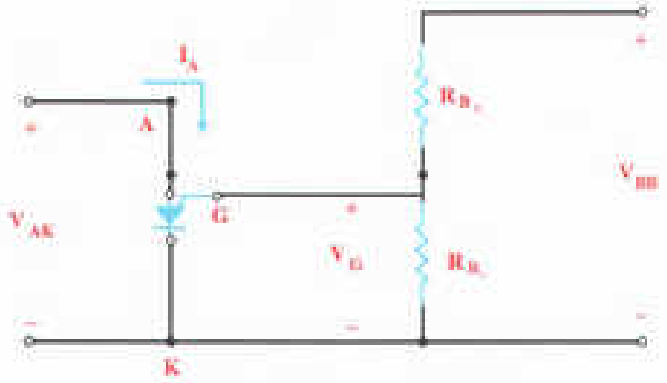
۸ ــ ۸ ــ ترانزیستور تک قطبی قابل برنامه‌ریزی (PUT)

به رغم تشابه اسمی، اساس ساختمان و شیوه‌ی کار ترانزیستور PUT با ترانزیستور تک قطبی (UJT) کاملاً متفاوت است. در واقع، مشابهت مشخصه‌های I-V و کاربرد آن با UJT سبب انتخاب این اسم برای قطعه‌ی مورد بحث بوده است.

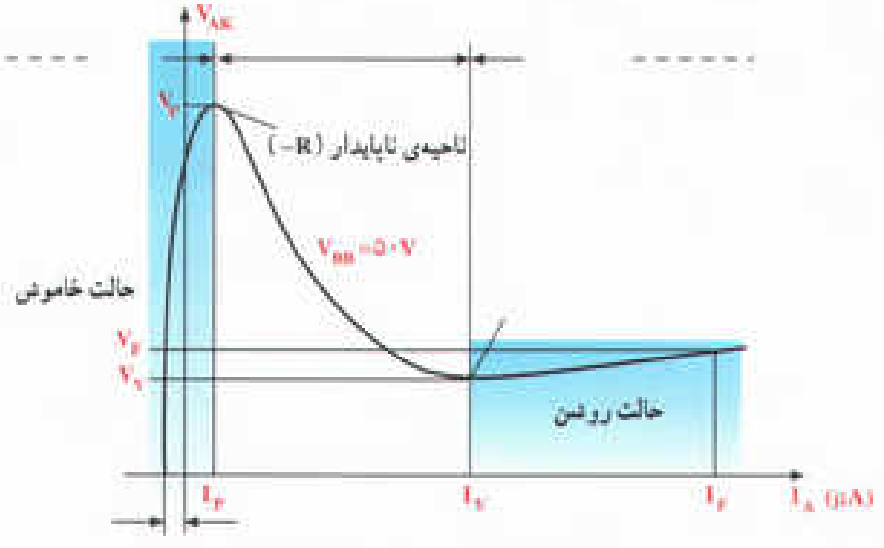
همان‌طور که در شکل ۴۱ــ۸ مشاهده می‌کنید، این قطعه چهارلایه‌ی PNPN یک گیت دارد که به لایه‌ی N میانی متصل است. در شکل ۴۲ــ۸ بایاس PUT نشان داده شده است. این قطعه در اساس، یک SCR است. اصطلاح «قابل برنامه‌ریزی» از آن‌رو به‌کار می‌رود که R_{BB} ، η و V_P ــ همان‌گونه که در مورد UJT گفته شد ــ به‌وسیله‌ی مقاومت‌های R_{B_2} ، R_{B_1} و منبع تغذیه‌ی V_{BB} کنترل می‌شود. در شکل ۴۳ــ۸ مشخصه‌ی PUT را مشاهده می‌کنید که شبیه به مشخصه‌ی ترانزیستور UJT است.



شکل ۴۱ــ۸ ــ UJT قابل برنامه‌ریزی (PUT)



شکل ۴۲ــ۸ ــ روش تغذیه در PUT



شکل ۴۳ــ۸ ــ مشخصه‌های PUT

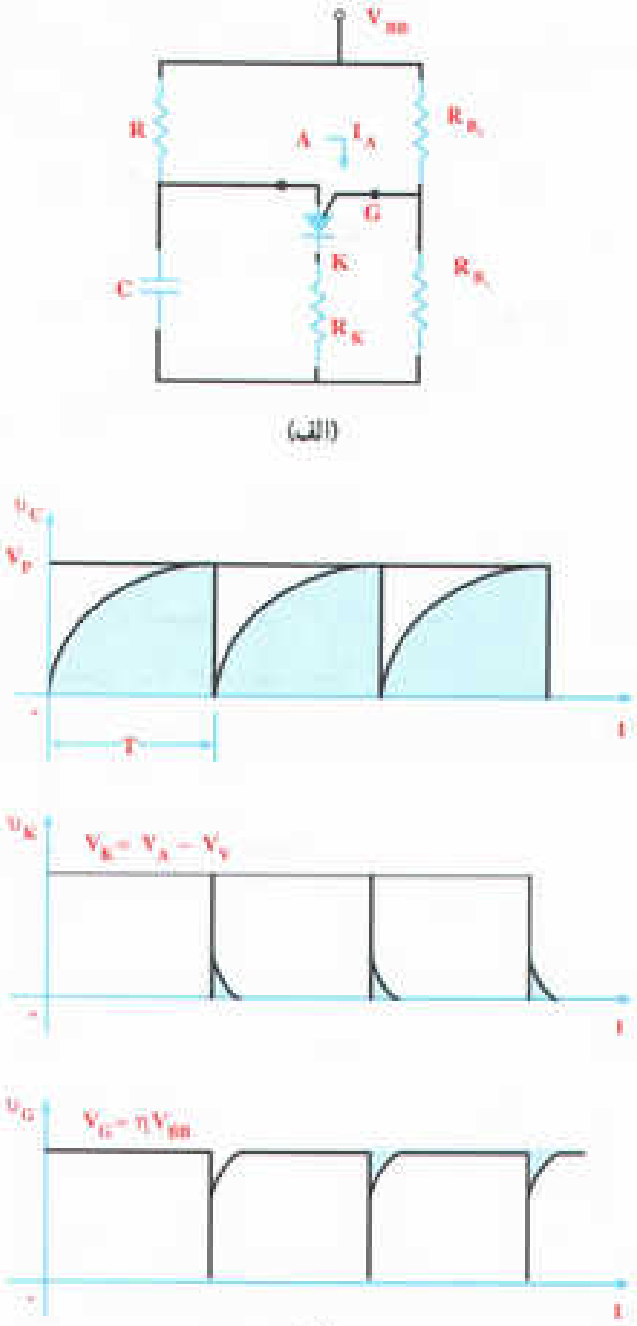
۱ــ نوسان‌ساز PUT: در شکل ۴۴ــ۸ نوسان‌ساز PUT را مشاهده می‌کنید. کار مدار به این ترتیب است که با وصل کردن منبع تغذیه، خازن C از طریق R شروع به شارژ می‌کند. وقتی ولتاژ دو سر خازن به V_P می‌رسد، PUT روشن می‌شود و جریان I_P در PUT برقرار می‌گردد.

با روشن شدن PUT، خازن به سرعت از طریق PUT و R_K تخلیه می‌شود. وقتی ولتاژ خازن به یک سطح پایین نزول کرد، PUT، بار دیگر خاموش می‌شود و سیکل شارژ دوباره تکرار می‌گردد[1].

ولتاژ V_P از رابطه‌ی زیر قابل محاسبه است.

$$V_P = \eta V_{BB} + ۰/۷ \equiv \eta V_{BB} = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{BB}$$

در شکل ۴۵ــ ۸ شکل موج پایه‌های PUT نشان داده شده است.



(الف)

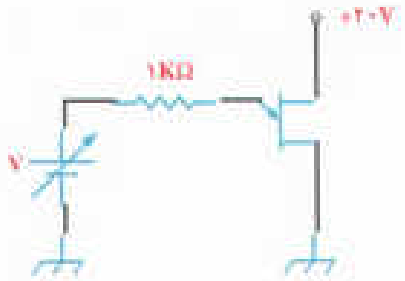
(ب)

شکل ۴۴ــ۸ــ شکل موج برای نوسان‌ساز PUT

۱ــ پریود نوسانات مدار از رابطه‌ی $T \equiv RC\text{Ln}\frac{V_{BB}}{V_{BB} - V_P} = RC\text{Ln}(۱ + \frac{R_{B_1}}{R_{B_2}})$ به‌دست می‌آید.

خودآزمایی

۱ـ در شکل ۴۵ـ۸ فرض کنید $\eta = ۰/۶۳$ است. اگر ۰/۷ ولت در دو سر دیود امیتر افت کند، حداقل مقدار V که ترانزیستور UJT را روشن می‌کند، چه‌قدر است؟



شکل ۴۵ـ۸

۲ـ در شکل ۴۲ـ۸ منظور از ناحیه‌ی ناپایدار PUT چیست؟

۳ـ در شکل ۳۹ـ۸ دامنه‌ی V_{B_1} چند ولت است؟

۴ـ با توجه به شکل ۳۶ـ۸، توضیح دهید ترانزیستور UJT به ازای کدام یک از ولتاژهای V_P ، V_E و V_V آتش می‌شود؟

۵ـ تفاوت دو ترانزیستور UJT و PUT چیست؟

منابع و مآخذ

۱ـ Robert Boylestad, Louis Nashlsky, «Electronic devices and circuit theory», Prentice - Hall, 1987

* [1]خلیل باغانی، قدرت سپید فام، «قطعات و مدارات الکترونیک»، جلد دوم، انتشارات خراسان، ۱۳۷۷

۲ـ Martin H. Jones, «A practical introduction to electronic Circuits», Cambridge University Press, 1985

* بهزاد رضوی، همایون نیکوکار، «روشهای الکترونیک از تئوری تا عملی»، انتشارات باستان

۳ـ دکتر خلیل مافی‌نژاد، محسن کفایی رضوی، «طراحی مدارهای عملی الکترونیک»، انتشارات آستان قدس، ۱۹۷۶.

۴ـ غلامحسین نصری، «الکترونیک عمومی ۲»، شرکت چاپ و نشر کتابهای درسی ایران، ۱۳۷۸

۵ ـ ابوالقاسم جاربانی، محمود همتایی، فتح‌الله نظریان، محمود صموتی، «الکترونیک عمومی ۱»، شرکت چاپ و نشر کتابهای درسی ایران، ۱۳۷۹.

۶ ـ محمود صموتی، احمد رضایی، محمود همتایی، «الکترونیک عملی»، مجتمع آموزش عالی شهید شمسی‌پور ۱۳۵۵.

۱ـ منظور از علامت * این است که منبع فارسی ترجمه منبع انگلیسی ماقبل آن است.

شابک ۶-۱۵۶-۰۵-۹۶۴
ISBN 964-05-0956-6

قیمت در تمام کشور ۴۶۰۰ ریال

۱۳۸۴