بسم الله الرحمن الرحیم

الکترونیک عمومی(۲)

رشتهٔ الکترونیک

زمینهٔ صنعت

شاخهٔ آموزش فنی وحرفه‌ای

شمارهٔ درس ۲۰۹۴

۶۲۱
/۳۸۱
الف۵۶۳ص
۱۳۹۳

صموتی، سید محمود
الکترونیک عمومی(۲)/ مؤلفان : یدالله رضازاده، غلامحسین نصری،فتح‌الله نظریان (۱۳۸۹)، سیّد محمود صموتی، شهرام نصیری سوادکوهی(۱۳۹۰). ــ تهران : شرکت چاپ و نشر کتاب‌های درسی ایران، ۱۳۹۳.
۲۳۷ص. : مصور. ــ (آموزش فنی و حرفه‌ای؛ شمارهٔ درس ۲۰۹۴)
متون درسی رشتهٔ الکترونیک، زمینهٔ صنعت.
برنامه‌ریزی و نظارت، بررسی و تصویب محتوا : کمیسیون برنامه‌ریزی و تألیف کتاب‌های درسی رشتهٔ الکترونیک دفتر تألیف کتاب‌های درسی 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 رشتهٔ الکترونیک. ج. عنوان. د. فروست.

۱۳۹۳

همکاران محترم و دانش‌آموزان عزیز :

پیشنهادات و نظرات خود را دربارهٔ محتوای این کتاب به نشانی تهران ـ صندوق پستی شمارهٔ ۴۸۷۴/۱۵ دفتر تألیف کتاب‌های درسی فنی و حرفه‌ای و کاردانش، ارسال فرمایند.

پیام‌نگار (ایمیل) tvoccd@medu.sch.ir

وب‌گاه (وب‌سایت) www.tvoccd.medu.ir

جدول هدف محتوای کتاب الکترونیک عمومی (۲) در سال ۱۳۸۷ با توجه به فناوری های جدید، نیازهای جامعه و درخواست هنرآموزان و گروه‌های آموزشی سراسر کشور و تأیید کمیسیون تخصصی رشته الکترونیک، مورد بازنگری و اصلاحات کلی قرار گرفت و سپس در سال‌های ۱۳۸۹ و ۱۳۹۰ با تغییراتی متجاوز از ۵۰ درصد، تألیف مجدد و بازسازی شد.

وزارت آموزش و پرورش

سازمان پژوهش و برنامه‌ریزی آموزشی

برنامه‌ریزی محتوا و نظارت بر تألیف : **دفتر تألیف کتاب‌های درسی فنی و حرفه‌ای و کاردانش**

نام کتاب : **الکترونیک عمومی (۲) ـ ۴۹۰/۵**

مؤلفان : **سیّدمحمود صموتی، شهرام نصیری سوادکوهی(۱۳۹۰)**

یدالله رضازاده، غلامحسین نصری و فتح‌الله نظریان(۱۳۸۹)

اعضای کمیسیون تخصصی : **رسول ملک محمد، محمود شبانی، مهین ظریفیان جولایی، فرشته داوودی لعل‌آبادی، سهیلا ذوالفقاری و هادی عابدی**

آماده‌سازی و نظارت بر چاپ و توزیع : **ادارهٔ کلّ نظارت برنشر و توزیع موادآموزشی**

تهران : خیابان ایرانشهر شمالی ـ ساختمان شمارهٔ ۴ آموزش و پرورش(شهید موسوی)

تلفن : ۹ـ۸۸۸۳۱۱۶۱، دورنگار : ۸۸۳۰۹۲۶۶ ، کدپستی : ۱۵۸۴۷۴۷۳۵۹،

وب‌سایت : www.chap.sch.ir

مدیر امور فنی و چاپ : **سیّداحمد حسینی**

رسام : **محمد سیاحی ، مریم دهقان زاده**

طراح جلد : **مریم کیوان**

صفحه‌آرا : **خدیجه محمدی، راحله زاد فتح‌اله**

حروفچین : **فاطمه باقری مهر**

مصحح : **پری ایلخانی زاده، شهلا دالایی**

امورآماده‌سازی خبر : **زینت بهشتی شیرازی**

امور فنی رایانه‌ای : **حمید ثابت‌کلاچاهی، پیمان حبیب‌پور**

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

تلفن : ۵ ـ ۴۴۹۸۵۱۶۱، دورنگار : ۴۴۹۸۵۱۶۰، صندوق پستی : ۱۳۹ـ۳۷۵۱۵

چاپخانه : **شرکت چاپ و نشر کتاب‌های درسی ایران «سهامی خاص»**

سال انتشار و نوبت چاپ : **چاپ چهارم ۱۳۹۳**

حقّ چاپ محفوظ است.

شابک ۷- ۱۹۳۸- ۰۵- ۹۶۴- ۹۷۸ ISBN 978-964-05-1938-7

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»

فصل اول: یادآوری دیود و ترانزیستور و آشنایی با تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری هدف کلی ــ هدف رفتاری ــ پیش گفتار (۲)
۱ــ۱ــ یادآوری دیود ــ اتصال PN ــ دیود در بایاس موافق ــ دیود در بایاس مخالف ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود ــ مدار معادل دیود ــ حل برخی مسایل مدارهای دیودی (۲ تا ۴)
۲ــ ۱ــ الگوی پرسش (۶)
۳ــ۱ــ مروری بر ساختمان و طرز کار ترانزیستور Bjt ــ معادل دیودی ترانزیستور NPN و PNP ــ نحوهٔ بایاس نمودن ترانزیستور در منطقهٔ فعال (۶ و ۷)
۴ــ۱ــ کتاب اطلاعات Data book و برگهٔ اطلاعات Data Sheet (۷)
۵ــ۱ــ تقسیم‌بندی ترانزیستورها بر اساس پارامترهای آن ــ ترانزیستور کاربرد عمومی و سیگنال کوچک ــ ترانزیستورهای قدرت ــ ترانزیستورهای فرکانس بالا ــ فتوترانزیستور (۱۱ و ۱۲)
۶ــ۱ــ الگوی پرسش (۱۴)
۷ــ۱ــ روش‌های مختلف بایاس کردن ترانزیستور ــ بایاس ثابت با دو باتری ــ بایاس ثابت با یک‌باتری ــ بایاس اتوماتیک (خودکار) ــ بایاس سرخود (۱۴ و ۱۵)
۸ــ۱ــ الگوی پرسش (۱۷)
۹ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ ترانزیستور ــ منحنی مشخصه ورودی ترانزیستور یا منحنی‌های بیس امیتر ــ منحنی مشخصهٔ انتقالی ترانزیستور ــ منحنی مشخصهٔ خروجی ترانزیستور (۱۹ تا ۲۲)
۱۰ــ۱ــ بررسی تقویت سیگنال‌های الکتریکی از روی منحنی‌های مشخصه ترانزیستور (۲۵)
۱۱ــ۱ــ عمل کلیدزنی و سوئیچینگ ترانزیستور (۲۸)
۱۲ــ۱ــ الگوی پرسش (۲۸)

فصل دوم ــ مشخصات ویژهٔ تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری ــ هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۳۰)
۱ــ۲ــ روش‌های مختلف تغذیهٔ ترانزیستور ــ تغذیهٔ ثابت ــ تغذیهٔ خودکار ــ بایاس با مدار تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ (۳۰ تا ۳۲)
۲ــ۲ــ مدار معادل تونن بایاس سرخود (۳۳)
۳ــ۲ــ تأثیر تغییر مقاومت‌های بایاس روی ولتاژ و جریان پایه‌های ترانزیستور ــ تغییرات R_{B1} ــ تغییرات R_{B2} ــ تغییرات R_C ــ تغییرات R_E (۳۴ تا ۳۶)
۴ــ۲ــ الگوی پرسش (۳۶)
۵ــ۲ــ رفتار قطعات مدار تقویت‌کننده در سیگنال DC و AC ــ عکس‌العمل خازن در مدار ــ عکس‌العمل سیم‌پیچ در مدار ــ عکس‌العمل باتری در مدار (۳۷ تا ۳۹)
۶ــ۲ــ الگوی پرسش (۴۲)
۷ــ۲ــ نقش فیدبک در تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری تعریف فیدبک ــ انواع فیدبک ــ نقش R_E به عنوان عامل فیدبک منفی ــ چگونگی تثبیت نقطهٔ کار توسط R_E (۴۳ و ۴۴)
۸ــ۲ــ اصلاح بهرهٔ ولتاژ در هنگام تزریق سیگنال متناوب ــ تعیین مقدار ظرفیت خازن بای پاس (۴۵)
۹ــ۲ــ الگوی پرسش (۴۶)
۱۰ــ۲ــ تحلیل تقویت‌کنندهٔ امیترمشترک (CE) ــ محاسبهٔ مقاومت‌های R_C ، R_E ، R_1 و R_2 ــ بهرهٔ جریان ــ بهرهٔ ولتاژ ــ اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی و خروجی ــ مقاومت ورودی ــ مقاومت خروجی (۴۷ و ۴۸)
۱۱ــ ۲ــ بررسی تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک ــ بهرهٔ جریان ــ تقویت ولتاژ ــ اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی و خروجی ــ مقاومت ورودی ــ مقاومت خروجی (۴۹ و ۵۰)
۱۲ــ۲ــ بررسی تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک (cc) ــ بهرهٔ جریان ــ بهرهٔ ولتاژ ــ اختلاف فاز بین سیگنال‌های ورودی و خروجی ــ مقاومت ورودی ــ مقاومت خروجی (۵۰ تا ۵۲)
۱۳ــ۲ــ انجام بعضی اصلاحات در مدار تقویت‌کنندهٔ (cc) (۵۲)
۱۴ــ۲ــ مقایسهٔ سه نوع آرایش تقویت‌کننده‌ها از نظر مشخصات (۵۳)
۱۵ــ۲ــ کاربرد آرایش‌های مختلف تقویت‌کننده ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک (۵۴)
۱۶ــ۲ــ بیان بهرهٔ یک تقویت‌کننده برحسب دسی بل ــ تضعیف برحسب دسی بل ــ محاسبهٔ ضریب تقویت طبقات متوالی برحسب dB ــ محاسبهٔ ضریب تقویت توان برحسب بهرهٔ ولتاژ ــ تقویت توان برحسب بهرهٔ جریان (۵۴ تا ۵۹)
۱۷ــ۲ــ پاسخ فرکانس تقویت کننده‌ها ــ تعریف باند مفید و فرکانس قطع (۵۹ و ۶۰)
۱۸ــ۲ــ الگوی پرسش (۶۰)

فصل سوم ــ ترانزیستور اثر میدان FET ــ هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۶۲)
۱ــ ۳ــ ترانزیستور با اثر میدان ــ ساختمان JFET با کانال N ــ ساختمان JFET با کانال P ــ رفتار JFET ــ اعمال ولتاژ مخالف به گیت (۶۳ تا ۶۵)
۲ــ۳ــ اصطلاحات و تعاریف مهم و متداول ــ ولتاژ بحرانی ــ جریان درین سورس اشباع IDSS ولتاژ شکست درین سورس ــ ولتاژ قطع گیت سورس (VGSOFF) (۶۶)
۳ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ JFET ــ نواحی کار روی منحنی مشخصه ــ ناحیهٔ قطع ــ ناحیهٔ اهمی ــ ناحیهٔ اشباع یا فعال ــ ناحیهٔ شکست بهمنی (۶۷ تا ۶۹)
۴ــ ۳ــ منحنی مشخصه انتقالی JFET ــ هدایت انتقالی (gm) و نحوهٔ به دست آوردن آن (۷۰ و ۷۱)
۵ــ۳ــ برگهٔ اطلاعات (۷۱)
۶ــ ۳ــ الگوی پرسش (۷۳)
۷ــ۳ــ تغذیهٔ JFET ــ بایاس مستقل JFET ــ تحلیل ترسیمی بایاس مستقل با استفاده از منحنی مشخصهٔ خروجی JFET ــ بایاس سرخود یا خود تغذیه ــ تحلیل ترسیمی بایاس سرخود با استفاده از منحنی مشخصهٔ انتقالی ــ بایاس تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ ــ تحلیل ترسیمی بایاس مدار با تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی با استفاده از منحنی مشخصهٔ انتقالی (۷۴ تا ۸۰)
۸ــ۳ــ موارد کاربرد ترانزیستورهای اثر میدان ــ استفاده از FET در ساختن منابع جریان ــ استفاده از FET به عنوان مقاومت متغیر ــ استفاده از FET به عنوان تقویت‌کنندهٔ اولیه ــ تقویت‌کنندهٔ سیگنال کوچک FET (۸۲ و ۸۳)
۹ــ۳ــ مقایسهٔ تقویت‌کننده‌های BJT با تقویت‌کننده‌های FET (۸۵)
۱۰ــ ۳ــ الگوی پرسش (۸۶)
۱۱ــ ۳ــ ترانزیستور اثر میدان با گیت عایق شده یا IGFET ــ ترانزیستور MOSFET با کانال تهی شوندهٔ نوع N ــ اتصال ولتاژ به پایه‌های DMOSFET ــ ساختمان DMOSFET با کانال تهی شونده نوع P ــ علامت اختصاری DMOSFET ــ منحنی‌های مشخصهٔ DMOSFET با کانال N (۸۸ تا ۹۰)
۱۲ــ ۳ــ ساختمان MOSFET با کانال تشکیل‌شونده (EMOSFET) ــ منحنی مشخصهٔ EMOSFET با کانال N ــ علامت اختصاری EMOSFET (۹۰)
۱۳ــ ۳ــ MOSFETهای قدرت ــ VMOSFET (۹۲)
۱۴ــ ۳ــ عملکرد MOSFET به عنوان کلید (۹۲)
۱۵ــ ۳ــ CMOS (۹۳)
۱۶ــ ۳ــ شکل ظاهری ترانزیستورهای FET (۹۴)
۱۷ــ ۳ــ برای هنرجویان علاقمند (۹۴)
۱۸ــ ۳ــ الگوی پرسش (۹۴)

فصل چهارم ــ تقویت‌کننده‌های چند طبقه ــ هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۹۶)
۱ــ ۴ــ ساختار تقویت‌کننده‌های چند طبقه (۹۶)
۲ــ ۴ــ بهرهٔ تقویت‌کننده‌های چند طبقه (۹۶)
۳ــ ۴ــ اتصال تقویت‌کننده‌ها به یک دیگر (۹۹)
۴ــ ۴ــ کوپلاژ خازنی ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ RC ــ مدار معادل DC تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی ــ مدار معادل AC تقویت‌کننده با کوپلاژ RC ــ شکل موج نقاط مختلف مدار ــ مزایا و معایب کوپلاژ خازنی (۹۹ تا ۱۰۳)
۵ــ ۴ــ تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری ــ مدار معادل DC تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری ــ مدار معادل AC تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری ــ نقش ترانسفورماتور به‌عنوان تطبیق دهندهٔ امپدانس بین دو طبقه ــ محاسبهٔ امپدانس اولیه و ثانویه ترانسفورماتور تطبیق ــ مزایا و معایب کوپلاژ ترانسفورماتوری (۱۰۳ تا ۱۰۶)
۶ــ ۴ــ کوپلاژ مستقیم ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ مستقیم ــ مزایا و معایب کوپلاژ مستقیم (۱۰۶)
۷ــ۴ــ الگوی پرسش (۱۰۸)
۸ــ۴ــ زوج دارلینگتون ــ انواع زوج دارلینگتون ــ زوج دارلینگتون در یک بسته‌بندی ــ تأثیر جریان نشتی روی نقطهٔ کار مدار زوج دارلینگتون (۱۰۹ و ۱۱۰)
۹ــ۴ــ تقویت‌کنندهٔ آبشاری (۱۱۱)
۱۰ــ۴ــ الگوی پرسش (۱۱۲)

فصل پنجم ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت (۱۱۴)
هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۱۱۴)
۱ــ ۵ــ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت (۱۱۵)
۲ــ ۵ــ عوامل مهم در تقویت‌کننده‌های قدرت ــ بازده تقویت‌کننده‌ــ پخش گرمای ایجاد شده در تقویت‌کننده (۱۱۵)
۳ــ ۵ــ تقویت‌کننده کلاس A ــ محاسبهٔ راندمان تقویت‌کنندهٔ کلاس A ــ ضریب شایستگی ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری (۱۱۶ تا ۱۱۸)
۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس B ــ تقویت‌کنندهٔ پوش‌ــ پول ترانسفورماتوری ــ محاسبهٔ راندمان مدار ــ معایب پوش پول کلاس B ــ معایب تقویت‌کنندهٔ پوش پول ترانسفورماتوری (۱۱۹ تا ۱۲۱)
۵ــ ۵ــ الگوی پرسش (۱۲۲)
۶ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول بدون ترانسفورماتور ــ ایجاد دو سیگنال هم دامنه و با فاز مخالف توسط مدار جداکنندهٔ فاز ــ عیب پوش پول بدون ترانسفورماتور
۷ــ ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول با ترانزیستورهای مکمل ــ روش‌های قرار دادن ترانزیستورها در آستانهٔ هدایت (کلاس AB) ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول مکمل با طبقهٔ راه‌انداز ــ پایداری حرارتی ــ مدار کاربردی تقویت‌کنندهٔ پوش پول با مدار راه‌انداز (۱۲۲ تا ۱۲۷)
۸ــ ۵ــ خنک‌کننده یا رادیاتور حرارت برای ترانزیستورهای قدرت ــ مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطهٔ آن با توان تلف شده (۱۲۸ و ۱۲۹)
۹ــ ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس C (۱۳۱)
۱۰ــ ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس D (۱۳۲)
۱۱ــ ۵ــ تقویت‌کننده‌های قدرت در یک تراشه (مدار مجتمع) ــ تقویت‌کنندهٔ پل ــ تقویت‌کننده با بهرهٔ ولتاژ متغیر (۱۳۲ و ۱۳۳)
۱۲ــ ۵ــ الگوی پرسش (۱۳۴)

فصل ششم ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی (۱۳۷)
هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۱۳۷)
۱ــ ۶ــ نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی (۱۳۷)
۲ــ ۶ــ مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی (۱۳۸)
۳ــ ۶ــ بررسی رفتار DC تقویت‌کنندهٔ تفاضلی (۱۳۸)
۴ــ ۶ــ مدار منبع جریان (۱۴۰)
۵ــ ۶ــ الگوی پرسش (۱۴۲)
۶ــ ۶ــ بررسی رفتار AC تقویت‌کنندهٔ تفاضلی ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با دو ورودی و دو خروجی با عملکرد ورودی تفاضلی ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در حالت سیگنال مشترک (۱۴۳ تا ۱۴۶)
۷ــ ۶ــ ضریب حذف سیگنال مشترک (۱۴۶)
۸ــ ۶ــ الگوی پرسش (۱۴۷)

فصل هفتم ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی (۱۵۰)
هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۱۵۰)
۱ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی، نماد و شکل ظاهری آن
۲ــ۷ــ بلوک دیاگرام مدار واقعی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ــ طبقهٔ ورودی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ــ طبقهٔ میانی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ــ تحلیل سادهٔ یک نمونه مدار ورودی و میانی ــ طبقهٔ خروجی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی (۱۵۱ تا ۱۵۳)
۳ــ ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل (۱۵۳)
۴ــ ۷ــ پایه‌های تقویت‌کنندهٔ عملیاتی و کمیت‌های مربوط به آن ــ پایه‌های تغذیه ــ پایهٔ خروجی ــ سطح ولتاژ خروجی‌ــ جریان خروجی ــ پایه‌های ورودی (۱۵۴ و ۱۵۵)
۵ــ ۷ــ بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ باز ــ انتخاب مقدار ورودی تفاضلی (۱۵۵ و ۱۵۶)
۶ــ ۷ــ بهرهٔ ولتاژ در صورت حلقهٔ بسته (۱۵۶)
۷ــ۷ــ کاربردهای تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ــ تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده (وارونگر) ــ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده (ناوارونگر) ــ مدار بافر منفی ــ مدار بافر مثبت ــ مدار جمع‌کننده ــ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی (۱۵۷ تا ۱۶۱)
۸ــ ۷ــ الگوی پرسش (۱۶۲)
۹ــ۷ــ مقایسه‌کننده (۱۶۴)
۱۰ــ ۷ــ آشکار ساز عبور از صفر ــ مدار آشکارساز عبور از صفر از طریق اعمال سیگنال به ورودی منفی‌ــ آشکارساز سطوح ولتاژ غیرصفر ــ روش عملی تأمین ولتاژ مبنا (۱۶۵ و ۱۶۶)
۱۱ــ۷ــ تبدیل امواج سینوسی به امواج مربعی (۱۶۷)
۱۲ــ۷ــ محدود کردن ولتاژ خروجی (۱۶۷)
۱۳ــ۷ــ یکسوسازنیم موج ایده‌آل (۱۶۸)
۱۴ــ۷ــ مدارهای تغییردهندهٔ شکل موج ــ مدارمشتق‌گیر ــ مدار انتگرال‌گیر (۱۶۹)
۱۵ــ۷ــ برخی تعاریف در تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ــ جریان‌های بایاس ورودی ــ جریان آفست ورودی ــ جبران اثر جریان آفست در تقویت‌کننده‌ها ــ ولتاژ آفست ورودی ــ رانش ولتاژ آفست ــ ولتاژ آفست خروجی ــ تنظیم ولتاژ آفست ــ سرعت چرخش (۱۶۹ تا ۱۷۱)
۱۶ــ۷ــ الگوی پرسش (۱۷۳)

فصل هشتم ــ تنظیم کننده‌های ولتاژ (۱۷۵)
هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری ــ پیش‌گفتار (۱۷۵)
۱ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ (۱۷۶)
۲ــ۸ــ ضرایب تثبیت رگولاتور ولتاژ ــ ضریب تثبیت خط یا ضریب تثبیت ولتاژ ــ ضریب تثبیت بار یا جریان ــ ضریب تثبیت حرارت (۱۷۷ و ۱۷۸)
۳ــ۸ــ رگولاتور زنری (۱۷۹)
۴ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان (۱۸۰)
۵ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان به صورت زوج دارلینگتون (۱۸۱)
۶ــ۸ــ رگولاتور سری با مدار فیدبک ــ مدار رگولاتور با فیدبک چگونه عمل می‌کند ؟ ــ رابطهٔ ولتاژ خروجی و اجزای مدار (۱۸۲ تا ۱۸۴)
۷ــ۸ــ رگولاتور با فیدبک موازی (۱۸۵)
۸ــ۸ــ رگولاتور جریان (۱۸۷)
۹ــ۸ــ الگوی پرسش (۱۸۸)
۱۰ــ۸ــ تنظیم کننده‌های مجتمع سه سر ــ بلوک دیاگرام مدار داخلی آی سی سری XX ۷۸ (۱۸۹ و ۱۹۰)
۱۱ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ خطی قابل تنظیم مثبت ــ نحوهٔ عملکرد مدار ــ رابطهٔ ولتاژ خروجی و اجزای مدار‌ــ رگولاتور ولتاژ خطی قابل تنظیم منفی (۱۹۱ تا ۱۹۳)
۱۲ــ۸ــ افزایش جریان بار به بیش از جریان حد آی سی رگولاتور (۱۹۳)
۱۳ــ۸ــ الگوی پرسش (۱۹۴)
۱۴ــ۸ــ مبدل dc به dc (۱۹۵)
۱۵ــ۸ــ اساس کار رگولاتورهای کلیدزنی سوئیچینگ‌ــ ایده‌اصلی دربارهٔ چگونگی کار مدار منبع تغذیهٔ سوئیچینگ‌ــ چرخهٔ کار‌ــ نحوهٔ فرمان دادن به نوسان ساز برای تنظیم چرخهٔ کار‌ــ تنظیم کننده‌های کلیدزنی مجتمع (۱۹۶ تا ۲۰۰)
۱۶ــ۸ــ الگوی پرسش (۲۰۱)

فصل نهم ــ الکترونیک صنعتی (۲۰۲)
هدف کلی ــ هدف‌های رفتاری‌ــ پیش‌گفتار (۲۰۲)
۱ــ۹ــ دیود چهار لایه (FLD) ــ مدار معادل دیودی FLD ــ نحوهٔ بایاس کردن دیود چهار لایه ــ مدار معادل ترانزیستوری دیود چهار لایه ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود چهار لایه (۲۰۳ تا ۲۰۵)
۲ــ۹ــ کاربرد دیود چهار لایه به عنوان نوسان ساز لخت (۲۰۶)
۳ــ۹ــ یکسو ساز کنترل شدهٔ سیلیکونی ــ ساختمان SCR ــ مدار معادل SCR و عملکرد آن ــ روشن کردن SCR ــ روش‌های خاموش کردن SCR ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر SCR (۲۰۷ تا ۲۱۱)
۴ــ۹ــ کاربردهای SCR ــ مدار کنترل قطع و وصل جریان توسط SCR ــ کلید استاتیکی ــ مولد موج دندانه اره‌ای توسط SCR ــ محافظ بار ــ مدار محافظ ولتاژ اضافی بار ــ کنترل قدرت نیم موج توسط SCR ــ مدار دیمر یا تاریک‌کننده ــ برق اضطراری (۲۱۱ تا ۲۱۷)
۵ــ۹ــ SCR نوری LASCR‌ــ یک نمونه کاربرد LASCR (۲۱۸)
۶ــ۹ــ کلیدقابل‌کنترل‌سیلیکونی(SCS)‌ــ مدار معادل ترانزیستوری SCS و طرز کار آن ــ روش‌های خاموش کردن SCS ــ کاربردهای SCS (۲۱۸ و ۲۱۹)
۷ــ۹ــ الگوی پرسش (۲۲۰)
۸ــ۹ــ دایاک ــ مشخصهٔ ولت آمپر دایاک ــ شکل ظاهری دایاک (۲۲۳ و ۲۲۴)
۹ــ۹ــ ترایاک ــ مدار معادل ترایاک و نحوهٔ تحریک آن ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر ترایاک ــ شکل ظاهری ترایاک ــ کنترل فاز توسط ترایاک ــ مدار کنترل فاز (توان) توسط دایاک و ترایاک (۲۲۴ تا ۲۲۶)
۱۰ــ۹ــ الگوی پرسش (۲۲۷)
۱۱ــ۹ــ ترانزیستور تک اتصالی (UJT) ــ مدار معادل UJT ــ بایاس UJT ــ نسبت ایستادگی ذاتی در UJT ــ منحنی مشخصهٔ UJT ــ مدار معادل ترانزیستوری UJT و طرز کار آن (۲۲۸ تا ۲۳۰)
۱۲ــ۹ــ کاربردهای UJT‌ــ نوسان‌ساز UJT ــ راه‌اندازی SCR با ترانزیستور تک پیوندی (۲۳۱ و ۲۳۲)
۱۳ــ۹ــ ترانزیستور تک قطبی قابل برنامه‌ریزی (PUT) ــ تنظیم ولتاژ تحریک PUT ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر PUT ــ نوسان‌ساز PUT (۲۳۲ تا ۲۳۴)
۱۴ــ۹ــ الگوی پرسش (۲۳۴)

سخنی با همکاران محترم

این کتاب بر مبنای برنامه‌ریزی درسی الکترونیک عمومی (۲) جهت دانش‌آموزان سال سوم رشتهٔ الکترونیک در نظام جدید آموزش متوسطه، روش سالی واحدی، تدوین شده است.

برنامه‌ریزی نظام جدید متوسطه در شاخه صنعت، توسط کمیسیون تخصصی رشتهٔ الکترونیک، با همکاری کارشناسان و مسئولین آموزشی و دفاتر ستادی ذی‌ربط در سال ۱۳۷۲، بر اساس تجزیه و تحلیل مشاغل صورت گرفته است. این کتاب از مراحل نخستین برنامه‌ریزی تا مرحلهٔ تدوین و تألیف، با توجه به نیازهای کشور، وضعیت روحی و سنّی دانش‌آموزان و بافت فرهنگی جامعه، تغییراتی کمّی و کیفی داشته و اولین چاپ آن در سال ۱۳۷۳ بوده است و فرآیند چاپ تا سال ۱۳۷۸ به طور مستمر ادامه یافت. این کتاب طی مراحل مختلف مورد ارزش‌یابی و بررسی قرار گرفت و با توجه به بازخوردهای دریافتی، اصلاح شد. در سال ۱۳۷۸ به سبب تغییر روش نیم‌سالی واحدی به سالی واحدی و پیشرفت تکنولوژی، محتوای کتاب مورد بازبینی قرار گرفت و مباحثی از آن حذف و مباحثی به آن اضافه شد.

از سال ۱۳۸۳ تا سال ۱۳۸۶، اظهارات متفاوتی از گروه‌های آموزشی استان‌ها و هنرآموزان سراسر کشور مبنی بر به روز کردن کتاب، دریافت شد. در همایش‌ها و دوره‌های بازآموزی نیز، مجدداً به نقد کشیده شد تا این که در سال ۱۳۸۷ جدول هدف ــ محتوای جدید با توجه به نظرات دریافتی تدوین شد و روی وب‌گاه (سایت) دفتر قرار داده شد. هم چنین به طور مستقیم از تعدادی از استان‌ها خواسته شد تا جدول هدف ــ محتوا را بررسی و اصلاح کنند. تعدادی از این استان‌ها، جداول مربوطه را بررسی کردند و تعدادی دیگر نیز در فرآیند اصلاح جداول به طور مستمر تا نهایی شدن آن همکاری داشته‌اند. پس از آماده شدن جدول «هدف ــ محتوا» به منظور روزآمد کردن کتاب و توصیهٔ کمیسیون تخصصی در سال ۱۳۸۹، تغییرات کلی داده شد و متجاوز از ۵۰ درصد کتاب به صورت جدید تألیف گردید.

در این بازنگری به موارد زیر توجه شده است :

۱ــ در تدریس، به استفاده از نرم‌افزار توسط معلم و نمایش آن در کلاس، توجه و توصیه شده است.

۲ــ به منظور تقویت مشارکت هنرجویان در کلاس و فراهم نمودن زمینهٔ فعال و پویا، و شکوفا شدن خلاقیت آنان، فعالیت‌های خارج از کلاس نیز برای هنرجویان در نظر گرفته شده است.

۳ــ به منظور ایجاد انگیزه در هنرجویان و آشنا نمودن آنان با زندگی دانشمندان با توجه به موضوع، شرح حال زندگی آنان آمده است.

۴ــ در لابه‌لای کتاب، به صورت مجزّا یا در هم تنیده، مسائل فرهنگی و تربیتی مانند ایجاد حس اعتماد، مسئولیت‌پذیری، انگیزه، برای رشد و ارتقاء خودباوری آمده است.

۵ــ در سرتاسر کتاب سعی شده است از تصاویر رنگی، با کیفیت مناسب، استفاده شود تا از نظر ایجاد انگیزه، زمینهٔ مناسب‌تری برای یادگیری فراهم آید.

۶ــ این کتاب در مجموع دارای ۹ فصل است که فصل اول با یادآوری شروع می‌شود و فصل نهم با قطعات الکترونیک صنعتی خاتمه می‌یابد. به طور کلی کتاب تأکید بر آموزش مفاهیم اصلی و تخصصی مباحث الکترونیک عمومی دارد و مباحث مورد آموزش در کتاب شامل دیود، ترانزیستور، تقویت‌کننده‌ها (ترانزیستوری، چندطبقه، قدرت، تفاضلی، عملیاتی و با ترانزیستور اثر میدان) رگولاتورها و قطعات الکترونیک صنعتی است. هم چنین الگوهای پرسش در این کتاب به گونه‌ای طراحی شده است که مجموعه‌ای از انواع پرسش‌های تشریحی، صحیح یا غلط، تشریحی، جورکردنی، محاسباتی ، چهارگزینه‌ای و پرکردنی را پوشش می‌دهد.

با توجه به این که کتاب با دیدگاهی جدید بازنگری شده است زمانی می‌توان آن را با موفقیت آموزش داد که قبل از تدریس کلیهٔ محتوای کتاب توسط هنرآموزان عزیز مورد مطالعه قرار گرفته باشد و در صورت نیاز در دوره‌های ضمن خدمت شرکت کرده باشند. لذا توصیه می‌کنیم قبل از ورود به کلاس درس محتوای کتاب را به طور کامل و دقیق مطالعه کنید .

از آن جایی که هیچ‌گونه فعالیتی، از جمله تألیف این کتاب، برکنار از خطا و اشتباه نیست، از این رو بسیار خوشحال خواهیم شد تا همکاران محترم با طرح رهنمودهای سازندهٔ خود، ما را در مسیری که برگزیده‌ایم کمک کنند و یاریگر باشند.

از طرّاحان محترم سؤالات آزمون‌ها تقاضا می‌شود از مباحث «برای مطالعه» «برای دانش‌آموزان علاقه‌مند» و مواردی مانند «خلاقیت و ابتکار»، « زندگی‌نامه دانشمندان»، «فکر کنید»، «بحث کنید» و «تجربه کنید» تحت هیچ شرایطی سؤال طرح ننمایند.

برای درک بهتر مطالب توصیه می‌کنیم که از آزمایشگاه مجازی و نرم‌افزارهای مرتبط با آن استفاده کنید. در جلد دوم کتاب آزمایشگاه مجازی، چگونگی استفاده از آزمایشگاه مجازی و آزمایش‌ها و مدارهای مرتبط با آن به همراه یک لوح فشرده آمده است.

توصیه‌هایی دربارهٔ روش تدریس کتاب

برای این‌که بتوانید به اهداف آموزشی و اهداف رفتاری کتاب دسترسی پیدا کنید و نتیجهٔ مطلوب به دست آورید، قبل از شروع آموزش حتماً این صفحه را مطالعه کنید و آن را عملاً اجرا نمایید.

۱ــ تدوین طرح درس سالانه : طرح درس سالانه را بر اساس بودجه‌بندی پیشنهادی در ابتدای کتاب، تهیه نمایید.

در این طرح درس باید دقیقاً تعداد روزهای تدریس فعال در طول سال با ذکر روز (شنبه، یکشنبه و....) مشخص شود. درصورتی که تعداد روزهای فعال ۳۰ روز (۳۰ جلسه) در سال باشد، عناوین دروس و صفحات مورد تدریس را در طرح درس قید کنید. در صورتی که تعداد روزها بیشتر از ۳۰ روز باشد، برای روزهای اضافی، تمرین در نظر بگیرید. در صورتی که تعداد روزها کمتر از ۳۰ روز باشد، یا باید برنامه را فشرده‌تر کنید یا برای روزهای حذف شده، کلاس فوق‌العاده در نظر بگیرید. در نظر داشته باشید هنگام تهیهٔ طرح درس سالانه، باید روزهای تعطیل رسمی را از برنامه حذف کنید.

۲ــ تدوین طرح درس روزانه : در این طرح درس، علاوه بر تدوین برنامهٔ دقیق تدریس مربوط به یک جلسه (از احوال‌پرسی و حضور و غیاب تا پایان درس)، مواردی مانند آزمون‌های تشخیصی ، تکوینی و پایانی منطبق با زمان تدریس می‌بایستی پیش‌بینی شود. ارائهٔ مثال‌هایی از زندگی روزمره و شرایط اقلیمی متناسب با موضوع تدریس، معمولاً بر جذابیت تدریس می‌افزاید.

۳ــ یک هفته قبل از اجرای آموزش، تعداد صفحات را که می‌خواهید هفتهٔ بعد آموزش دهید، مشخص کنید و از هنرجویان بخواهید به عنوان پیش‌مطالعه، یک بار آن را مطالعه نمایند.

۴ــ قبل یا پس از اتمام تدریس در هر جلسه، از هنرجویان بخواهید که متن تدریس شدهٔ کتاب را با صدای بلند بخوانند. اجرای این فرآیند، میزان تسلط هنرجویان را در ارتباط با آشنایی با کلمات و جملات تخصصی ارزیابی می‌کند. پس از خواندن هر پاراگراف از هنرجو بخواهید، مفهوم کلّی آن پاراگراف را از دید خود بیان کند.

۵ــ هنگام اجرای تدریس سعی کنید به صورت تعاملی عمل کنید و از روش پرسش پاسخ استفاده نمایید. همچنین از هنرجویان بخواهید تا در اجرای برنامهٔ درسی مشارکت نمایند و مباحثی را به انتخاب خود در کلاس به صورت کنفرانس ارائه دهند. همچنین به هنرجویان فرصت پرسیدن سؤال داده شود.

۶ــ در فرآیند اجرای آموزش از فیلم‌ها، پویانمایی‌ها (Animations) مناسب موجود برای عمیق‌تر کردن آموزش استفاده نمایید.

۷ــ به منظور درک بهتر مفاهیم، قبل از آغاز درس، با استفاده از نرم‌افزارهای موجود مانند ادیسون، مولتی‌سیم، پروتئوس، لب‌ویو موارد را شبیه‌سازی کنید و به کلاس ارائه دهید. همچنین از هنرجویان بخواهید مراحل شبیه‌سازی را در خارج از برنامهٔ کلاسی اجرا نمایند و نتایج را به کلاس ارائه دهند.

۸ــ تمرین‌های کلاسی را که در لابه‌لای درس آمده است، در همان کلاس درس حل کنید. متناسب با نیاز، تمرین‌های دیگری را ارائه دهید تا هنرجویان اقدام به حل آن نمایند و اشکال خود را برطرف کنند.

۹ــ تمرین‌های اضافی منطبق با مباحث درسی تهیه کنید و از هنرجویان بخواهید آن را در کلاس یا خارج از کلاس حل نمایند.

۱۰ــ از هنرجویان بخواهید از مباحث تدریس شده، پرسش امتحانی استخراج کنند و آن‌ها را به کلاس ارائه نمایند.

۱۱ــ کلیهٔ واژه‌های انگلیسی و مباحث مربوط به برگهٔ اطلاعات (Data Sheet) می‌بایستی آموزش داده شود و در آزمون مربوطه نیز مورد ارزشیابی قرار گیرد.

۱۲ــ اجرای تکالیفی را که به هنرجویان می‌دهید، پیگیری نمایید و از مسئولین و مشاوران مربوطه بخواهید، هنرجویان فعال را تشویق و عدم اجرای تکالیف توسط برخی از آن‌ها را بررسی نمایند و نتیجه را به مربی مربوطه گزارش کنید.

۱۳ــ تکالیف ارائه شده را به صورت جمعی یا به صورت فردی اصلاح نمایید تا هنرجویان نسبت به اشکالات خود آگاه شوند و

آن‌ها را تکرار نکنند.

۱۴ــ نتایج فعالیت و پیشرفت هنرجویان را در دفتر کلاسی یا دفترچهٔ جداگانه و یا پوشه‌ای اختصاصی مستندسازی کنید و در هر زمانی که تشخیص دادید، هنرجویان را تشویق کنید یا به آنان تذکر دهید.

۱۵ــ در اجرای ارزشیابی‌های تشخیصی، تکوینی و پایانی هر جلسه یا آزمون‌های ماهانه یا میان‌ترم و پایان ترم، سؤالات را به صورت پرسش‌های مفهومی، کوتاه پاسخ، تشریحی توصیفی، تشریحی محاسباتی، جورکردنی، صحیح غلط و صحیح و غلط اصلاحی طراحی نمایید.

با آرزوی موفقیت

مؤلفان

سخنی با هنرجویان عزیز

کتاب الکترونیک عمومی (۲) از مجموعهٔ کتاب‌های درسی تخصصی پایه‌ای است که در صورت فراگیری عمیق آن، انگیزهٔ لازم برای تداوم آموزش رشتهٔ الکترونیک در فراگیران ایجاد می‌شود. در ویرایش و تألیف جدید کتاب در سال ۱۳۸۹ سعی شده است که مفاهیم به صورت گام‌به گام و با تصاویری واضح و زیبا و با نثری ساده و روان بیان شود؛ به طوری که هنرجو بتواند به طور خودآموز و خودگام کتاب را مورد استفاده قرار دهد.

هدف اصلی از تدوین این کتاب، آموزش مفاهیم اصلی و تخصصی پایه‌ای در رشتهٔ الکترونیک است. برای رسیدن به این هدف لازم است تا هنرجویان عزیز ضمن مطالعهٔ دقیق متون کتاب، کلیهٔ مثال‌ها، تمرین‌ها، تمرین‌های کلاسی و سؤالات الگوی پرسش را حل کنند و به پاسخ‌های قابل قبول برسند. هم‌چنین لازم است هنرجویان در ارتباط با موضوع‌هایی که ابهام دارند با هم به بحث بنشینند و با بحث و گفت و گو به نتیجه برسند.

در این کتاب، برای هنرجویان علاقه‌مند، مطالب اضافی، مانند تحقیق، فعالیت فوق‌برنامه پیش‌بینی شده است که می‌توانند ضمن افزایش دانش و تجربه زمینه‌های شکوفایی و خلاقیت را برای خود و سایر هنرجویان فراهم آورند.

هم‌چنین در کتاب قسمت‌هایی تحت عنوان «برای مطالعه» آمده است که صرفاً جهت دانش‌افزایی است و از این قسمت‌ها آزمون به عمل نمی‌آید.

دانش‌آموزانی که به فراگیری مطالب اضافی، بیش از مطالب عنوان شده در کتاب علاقه‌مندند، می‌توانند از مراجع و مآخذ اعلام شده در انتهای کتاب استفاده کنند.

در فرآیند آموزش تعدادی از مدارها توسط معلم شما، از طریق آزمایشگاه مجازی شبیه‌سازی می‌شود و برای کلیه هنرجویان به نمایش درمی‌آید. برای این که بتوانید مفاهیم اصلی را به خوبی فراگیرید، لازم است اجرای آزمایشگاه مجازی را به صورت مستقل در خارج از مدرسه انجام دهید و اشکالات خود را برطرف کنید.

در داخل متن کتاب نام قطعات و مفاهیم اصلی به زبان انگلیسی آمده است. ضرورت دارد به منظور پر کردن خلأ زبان تخصصی، کلیه هنرجویان این مفاهیم را یاد بگیرند. از این واژه‌ها آزمون به عمل می‌آید.

هدف کلی کتاب

شناخت مفاهیم اساسی الکترونیک و مدارهای مرتبط با آن

کتاب الکترونیک عمومی (۲) در شهریورماه ۱۳۹۰ در یک دورهٔ بازآموزی کشوری توسط ۲۸ نفر از هنرآموزان مدرس این درس که از استان‌های مختلف کشور حضور داشته‌اند اعتبار بخشی قضاوتی شده است.

جدول بودجه‌بندی زمانی

شمارهٔ فصل	عنوان فصل	زمان اختصاص داده شده (ساعت آموزشی)
۱	یادآوری دیود و ترانزیستور و آشنایی با تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری	۱۲
۲	مشخصات ویژهٔ تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری	۲۰
۳	ترانزیستور اثر میدان (FET)	۱۶
۴	تقویت‌کننده‌های چندطبقه	۱۲
۵	تقویت‌کننده‌های قدرت	۱۲
۶	تقویت‌کنندهٔ تفاضلی	۸
۷	تقویت‌کنندهٔ عملیاتی	۸
۸	تنظیم‌کننده‌های ولتاژ	۱۲
۹	الکترونیک صنعتی	۲۰

کتاب آزمایشگاه مجازی جلد دوم را برای اجرای فعالیت‌های نرم‌افزاری مطالعه نمایید و آزمایش‌های مربوط به آن را اجرا کنید. تقریباً تمام آزمایش‌هایی که امکان اجرای آن وجود دارد را می‌توانید در لوح فشردهٔ ضمیمهٔ کتاب مشاهده کنید.

فصل اوّل

یادآوری دیود و ترانزیستور و آشنایی با تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری

زمان اجرا : ۱۲ ساعت آموزشی

هدف کلی : یادآوری مدارهای دیودی و تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ ساختمان و نماد مداری دیود را تشریح کند.
۲ــ کاربردهای دیود را بیان کند.
۳ــ ساختمان و نماد مداری ترانزیستور را تشریح کند.
۴ــ با استفاده از Data book و Data Sheet به زبان اصلی، اطلاعات ترانزیستور را استخراج کند و توضیح دهد.
۵ــ انواع ترانزیستورهای قدرت، سیگنال، نوری و ... را توضیح دهد.
۶ــ انواع بایاس ترانزیستور را تشریح کند.
۷ــ مسائل مربوط به بایاس ترانزیستور را حل کند.
۸ــ منحنی‌های مشخصهٔ ورودی، خروجی و انتقالی ترانزیستور را توضیح دهد.
۹ــ اطلاعات قابل استخراج از منحنی‌های مشخصهٔ ورودی، انتقالی و خروجی را شرح دهد.
۱۰ــ با استفاده از اطلاعات قابل استخراج از منحنی‌های ترانزیستور، مسایل مربوطه را حل کند.
۱۱ــ مقاومت استاتیکی و دینامیکی دیود بیس امیتر و قابلیت هدایت انتقالی را محاسبه کند.
۱۲ــ چگونگی تقویت سیگنال ac را توسط ترانزیستور، در آرایش امیتر مشترک و با استفاده از منحنی‌های مشخصه شرح دهد.
۱۳ــ حالت کلیدی ترانزیستور را شرح دهد.
۱۴ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

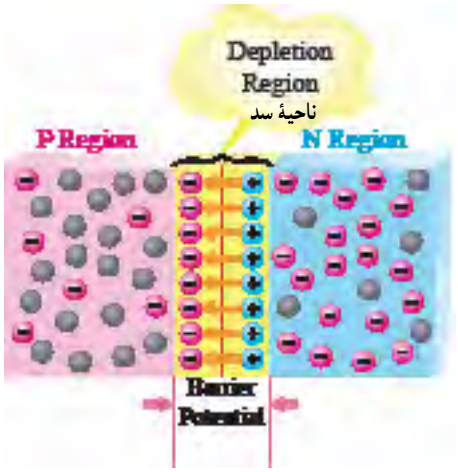
در مورد ساختمان و کاربرد انواع دیود در الکترونیک(۱) به تفصیل بحث شده است. در این مبحث پس از مرور مختصری در مورد ساختمان و نحوهٔ بایاس کردن دیود، به حل مدارهای با دیود می‌پردازیم تا پس از تشخیص وضعیت قطع یا وصل (off-oN) دیود در مدار، در مورد محاسبهٔ جریان و افت ولتاژ و نوشتن معادلهٔ KVL در یک حلقه، مهارت لازم را کسب نمایید. چون ترانزیستور نیز معادل دو دیود است، با حل مسایل دیودی، توانایی تجزیه و تحلیل مدارهای ترانزیستوری نیز آسان خواهد شد.

۱ــ۱ــ یادآوری در مورد دیود

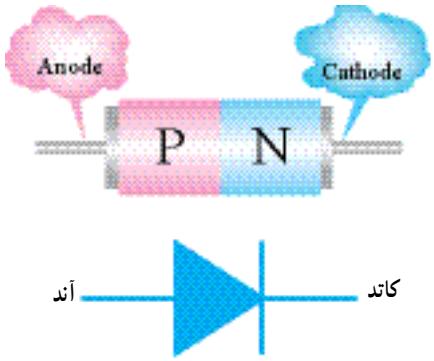
۱ــ۱ــ۱ــ اتصال P ــ N (P ــ N Junction) : اگر یک قطعه نیمه هادی نوع P را به یک قطعه نیمه هادی نوع N وصل کنیم، اتصال P ــ N به وجود می‌آید.

به اتصال P ــ N دیود گویند. شکل ۱ــ۱ اتصال P ــ N و سد ایجاد شده در محل اتصال و پتانسیل سد را نشان می‌دهد.

۱ــ۱ــ۲ــ ساختمان کریستالی و نماد مداری دیود : شکل ۱ــ۲ــ ساختمان کریستالی و علامت اختصاری (نماد) دیود را نشان می‌دهد.

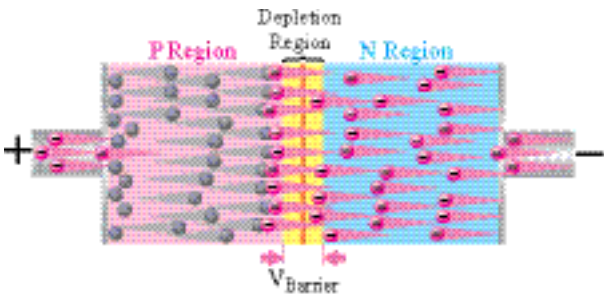


شکل ۱ــ۱ــ اتصال PN و ناحیهٔ سد



شکل ۲ــ۱ــ ساختمان کریستالی و نماد مداری دیود

۳ــ۱ــ۱ــ دیود در بایاس موافق : هرگاه مطابق شکل ۳ــ۱ نیمه هادی نوع P را به قطب مثبت باتری و نیمه هادی نوع N را به قطب منفی باتری اتصال دهید، دیود را در بایاس موافق قرار داده‌اید.

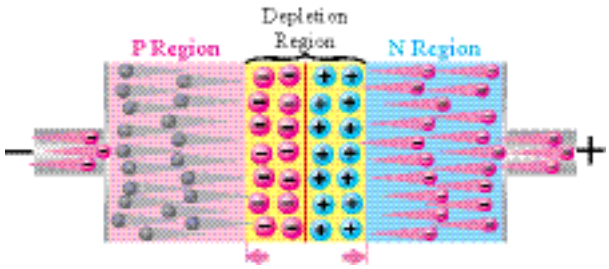


شکل ۳ــ۱ــ دیود در بایاس موافق

اگر جنس دیود سیلیسیم باشد و ولتاژ باتری بیش‌تر از ۰/۶ ولت شود، سد بین P و N شکسته شده و در مدار جریان برقرار می‌شود. در مورد دیود در بایاس موافق باید نکات مهم زیر مورد توجه قرار گیرد.

- اگر در دیود سیلیسیومی ولتاژ آند تقریباً ۰/۶ ولت بیشتر از کاتد آن شود، دیود هدایت می‌کند.
- اگر در دیود ژرمانیومی ولتاژ آند آن تقریباً ۰/۱۵ ولت بیشتر از کاتد آن شود، دیود هدایت می‌کند.
- برای هدایت دیود جریان مدار باید به اندازهٔ کافی باشد.
- در دو سردیودی که در حال هدایت است ولتاژی حدود ۰/۷ ولت افت می‌کند که به آن ولتاژ وصل دیود گویند و آن را با V_γ نشان می‌دهند. ولتاژ وصل برای دیود ژرمانیومی حدود ۰/۲ ولت است.
- در حالت ایده‌آل دیود وصل مانند یک کلید بسته است و $V_\gamma = 0$ است.
- در هنگام وصل دیود، باید جریان عبوری از آن را توسط مقاومتی کنترل نمود تا جریان عبوری از آن، از مقدار ماکزیمم مجاز تجاوز نکند.

۴ــ۱ــ۱ــ دیود در بایاس مخالف : هرگاه مطابق شکل ۴ــ۱ نیمه هادی نوع N را به قطب مثبت باتری و نیمه هادی نوع P را به قطب منفی باتری وصل کنیم دیود در بایاس مخالف قرار می‌گیرد.



شکل ۴ــ۱ ــ دیود در بایاس مخالف

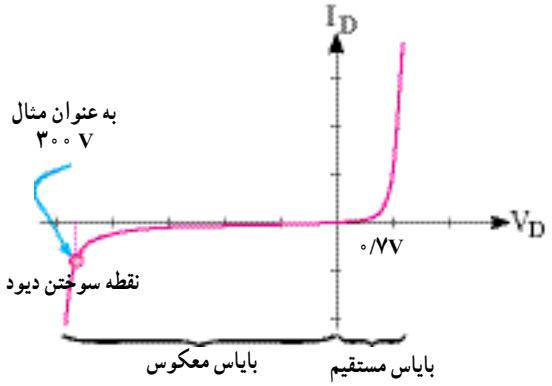
در دیود در بایاس مخالف، سد بین P و N افزایش می‌یابد لذا در این حالت از دیود جریانی به جزء جریان اشباع معکوس عبور نمی‌کند. افزایش ولتاژ منبع، سبب افزایش ناحیهٔ سد می‌شود. در مورد دیود در بایاس مخالف باید نکات مهم زیر مورد توجه قرار گیرد.

- از دیود در بایاس مخالف جریانی به غیر از جریان اشباع

معکوس نمی‌گذرد.

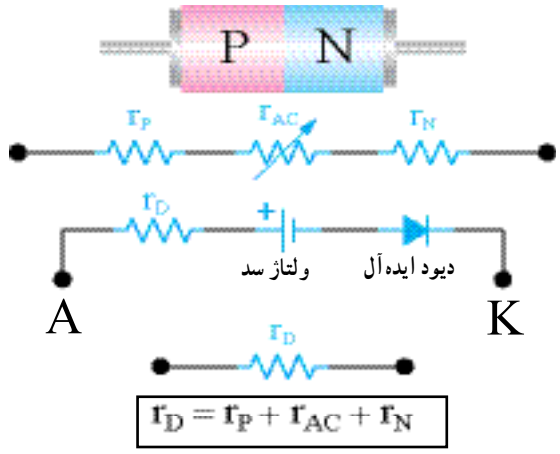
- دیود در بایاس مخالف، در حالت ایده‌آل مانند یک کلید باز است.
- در بایاس مخالف تمام ولتاژ منبع در دو سر دیود افت می‌کند.
- در بایاس مخالف، ولتاژی که در دو سر دیود افت می‌کند نباید از حداکثر ولتاژ معکوس مجاز دیود بیش‌تر شود.

۵ــ۱ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود : منحنی مشخصهٔ ولت آمپر یک دیود از جنس سیلیسیم در شکل ۵ــ۱ رسم شده است.



شکل ۵ ــ ۱ ــ منحنی مشخصه دیود در بایاس موافق و مخالف

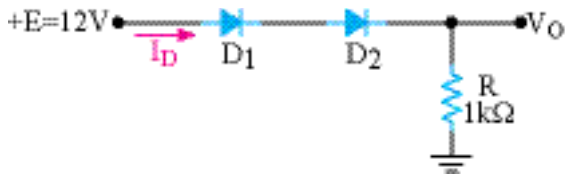
۶ــ۱ــ۱ــ مدار معادل دیود : برای دیود معمولی می‌توان مدار معادلی مانند شکل ۶ــ۱ رسم کرد. در مدار، r_p مقاومت نیمه هادی نوع P، r_N مقاومت نیمه هادی نوع N و r_{AC} مقاومت لایه سد است.



شکل ۶ــ۱ــ مدار معادل دیود معمولی

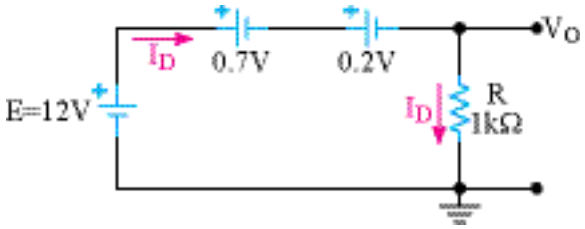
۷ــ۱ــ۱ــ حل برخی مسائل مدارهای دیودی : در مسایل مطرح شده، ابتدا باید وصل یا قطع بودن دیودها تشخیص داده شود، سپس مدار معادل مسئلهٔ مورد نظر ترسیم گردد. در مدار معادل، با نوشتن معادلهٔ KVL می‌توان جریان مدار، افت ولتاژ دو سر هر قطعه و سایر مجهولات مورد نظر را محاسبه نمود.

مثال ۱ــ۱ : در شکل ۷ــ۱ اگر دیود D_1 از جنس سیلیسیم و ولتاژ وصل آن ۰/۷ ولت و دیود D_2 از جنس ژرمانیوم و ولتاژ وصل آن ۰/۲ ولت باشد، I_D و V_O را محاسبه کنید.



شکل ۷ــ۱

پاسخ : چون مثبت منبع E+ به آند دیودها وصل است، دیودها در بایاس موافق و در حال هدایت هستند. می‌توان افت ولتاژ دو سر دیودها در مدار شکل ۷ــ۱ را به صورت شکل ۸ــ۱ در نظر گرفت.



شکل ۸ ــ ۱

با نوشتن معادله KVL می‌توان I_D را محاسبه نمود.

$$-۱۲ + ۰/۷ + ۰/۲ + ۱\ I_D = ۰$$

$$I_D = \frac{۱۲ - ۰/۹}{۱K\Omega} = ۱۱/۱mA$$

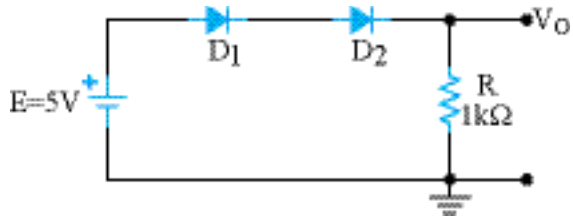
محاسبهٔ V_O :

$$V_O = RI_D = (۱K\Omega)(۱۱/۱mA)$$

V_O=۱۱/۱ ولت

توجه : در مسائل، اگر ولتاژها برحسب ولت (V) و مقاومت‌ها برحسب کیلواهم (KΩ) باشد، جریان‌ها برحسب میلی‌آمپر (mA) است.

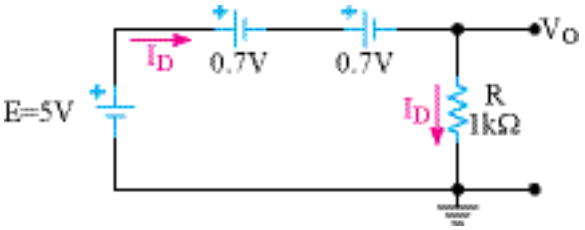
مثال ۲ــ۱ : با توجه به شکل ۹ــ۱ I_{D1} و I_{D2} و V_O را محاسبه کنید. هر دو دیود از جنس سیلیسیم و ولتاژ وصل آن‌ها ۰/۷ ولت است.



شکل ۹ــ۱

پاسخ : چون مثبت منبع E به آند دیودها وصل است، دیودها در بایاس موافق و در حال هدایت هستند.

می‌توان مدار معادل شکل ۹ــ۱ را به صورت شکل ۱۰ــ۱ رسم نمود.



شکل ۱۰ــ۱ ــ مدار معادل شکل ۹ــ۱

با نوشتن معادلهٔ KVL می‌توان I_D را محاسبه نمود.

$$-۵ + ۰/۷ + ۰/۷ + ۱I_D = ۰$$

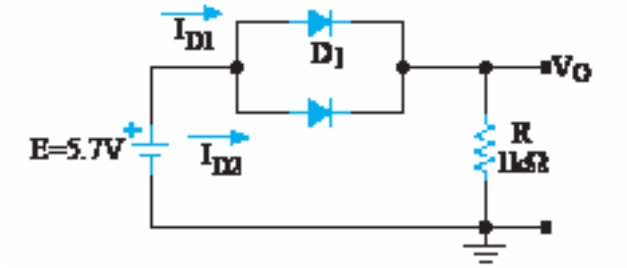
$$I_D = \frac{۵ - ۱/۴}{۱K\Omega} = ۳/۶mA$$

محاسبهٔ V_O :

$$V_O = RI_D$$

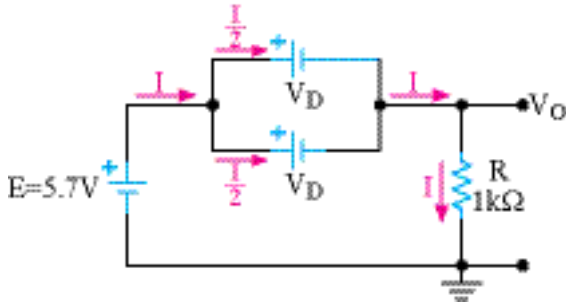
$$V_O = (۱K)(۳/۶mA) = ۳/۶V$$

مثال ۳ــ۱ : با توجه به شکل ۱۱ــ۱ I_{D1} و I_{D2} و V_O را محاسبه کنید. هر دو دیود از جنس Si و ولتاژ وصل آن‌ها ۰/۷ ولت است. دیودها کاملاً مشابه هستند.



شکل ۱۱ــ۱

پاسخ : چون مثبت منبع E به آند دیودها و منفی منبع به کاتد دیودها وصل است، دیودها هادی هستند. لذا به جای دیودها می‌توان منبع معادل ۰/۷ ولت را قرار داد. مدار معادل شکل ۱۱ــ۱ به صورت شکل ۱۲ــ۱ درمی‌آید.



شکل ۱۲ــ۱ ــ مدار معادل شکل ۱۱ــ۱

با نوشتن معادلهٔ KVL می‌توان جریان I را محاسبه نمود.

$$-E + V_D + RI = ۰$$

$$-۵/۷ + ۰/۷ + ۱I = ۰$$

$$۱I = ۵/۷ - ۰/۷ = ۵$$

$$I = \frac{۵V}{۱K\Omega} = ۵mA$$

چون دو دیود مشابه هستند :

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{۲} = ۲/۵mA$$

محاسبهٔ V_O :

$$V_O = RI = (۱K\Omega)(۵mA)$$

$$V_O = ۵V$$

۲ــ۱ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۲ــ۱ــ ولتاژ وصل یک دیود از جنس Si حدود .... ولت و از جنس Ge حدود ..... است.

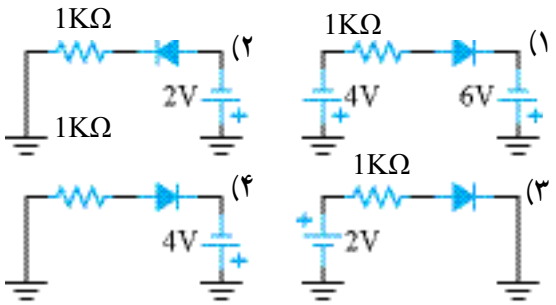
صحیح یا غلط

۲ــ۲ــ۱ــ اگر آند دیود به مثبت باتری و کاتد دیود به منفی باتری وصل شود، دیود در بایاس موافق قرار دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

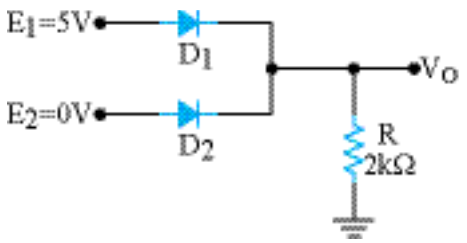
چهار گزینه‌ای

۳ــ۲ــ۱ــ کدام گزینه دیود را در حالت ایده‌آل مانند یک کلید باز نشان می دهد؟



محاسباتی

۴ــ۲ــ۱ــ در شکل ۱۳ــ۱ دیودها از جنس Si و V_γ در هر دیود برابر ۰/۷ ولت است. V_O را محاسبه کنید.

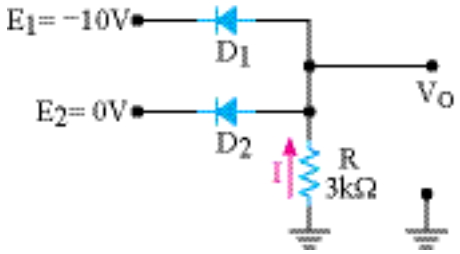


شکل ۱۳ــ۱

۵ــ۲ــ۱ــ در شکل ۱۴ــ۱ــ دیودها از جنس Si و V_γ هر دیود برابر ۰/۷ ولت است.

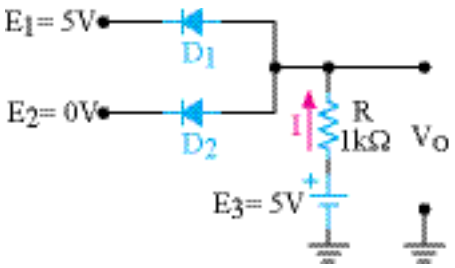
الف) کدام دیود وصل و کدام دیود قطع است؟

ب) I و V_O را محاسبه کنید.



شکل ۱۴ــ۱

۶ــ۲ــ۱ــ در شکل ۱۵ــ۱ دیودها از جنس Si و ولتاژ وصل آن‌ها V_γ=۰/۷V است. I و V_O را محاسبه کنید.



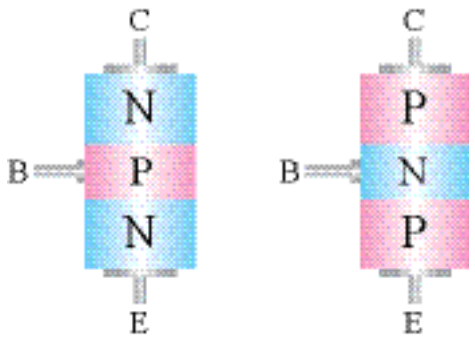
شکل ۱۵ــ۱

اجرای نرم‌افزاری

کلیهٔ موارد مندرج در این بخش را به صورت نرم‌افزاری با استفاده از کتاب آزمایشگاه مجازی (جلد دوم) شبیه سازی نمایید.

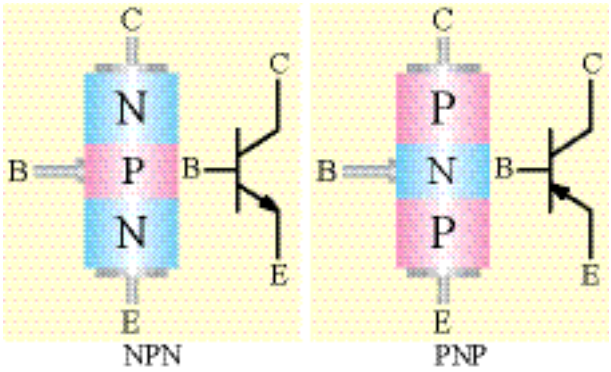
۳ــ۱ــ مروری بر ساختمان و طرز کار ترانزیستور BJT

یک ترانزیستور معمولی (BJT) از سه قطعه نیمه هادی نوع P و N تشکیل شده است. نحوهٔ قرار گرفتن کریستال‌های نیمه‌هادی به صورت شکل ۱۶ــ۱ است.



شکل ۱۶ــ۱ ــ نحوهٔ قرار گرفتن نیمه هادی‌های نوع N و P در ترانزیستور

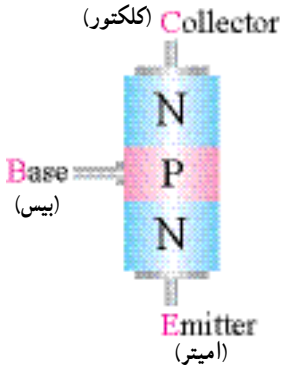
ترانزیستوری که از دو قطعه نیمه هادی نوع P و یک قطعه نیمه هادی نوع N ساخته شده است، ترانزیستور PNP و ترانزیستوری که شامل دو قطعه نیمه هادی نوع N و یک قطعه نیمه‌هادی نوع P است، ترانزیستور NPN نام دارد. شکل ۱ــ۱۷ دو نوع ترانزیستور NPN و PNP و نماد آن‌ها را نشان می‌دهد.



شکل ۱ــ۱۷ــ علامت قراردادی ترانزیستورهای PNP و NPN

پایه‌های ترانزیستور را امیتر (E)، بیس (B) و کلکتور C می‌نامند.

شکل ۱ــ۱۸ نام پایه‌های ترانزیستور را نشان می‌دهد.



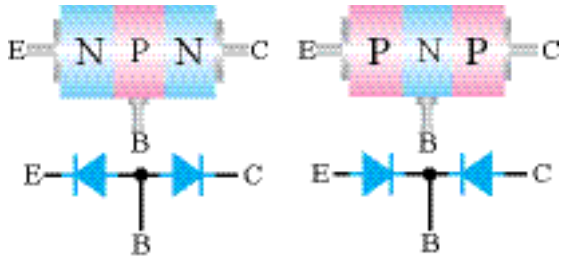
شکل ۱ــ۱۸ــ نام پایه‌های ترانزیستور

۱ــ۳ــ۱ــ معادل دیودی ترانزیستور NPN و PNP

: هر اتصال P_N معادل یک دیود است لذا معادل دیودی ترانزیستورهای NPN و PNP در شکل ۱ــ۱۹ رسم شده است.

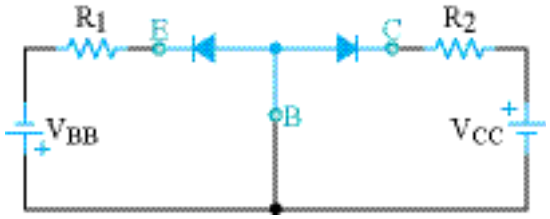
۲ــ۳ــ۱ــ نحوهٔ بایاس نمودن ترانزیستور در منطقه فعال

: در منطقه فعال لازم است دیود بیس امیتر در بایاس موافق



شکل ۱ــ۱۹ــ معادل دیودی ترانزیستور PNP و NPN

و دیود کلکتور بیس در بایاس مخالف قرار گیرد تا جریان‌ها در ترانزیستور برقرار شوند. شکل ۱ــ۲۰ــ نحوهٔ بایاس نمودن یک ترانزیستور NPN را در منطقه فعال نشان می‌دهد.



شکل ۱ــ۲۰ــ بایاس ترانزیستور NPN در منطقه فعال

۱ــ۴ــ کتاب اطلاعات (Data book) و برگهٔ اطلاعات (Data Sheet)

ترانزیستورها نیز مانند دیودها دارای مقادیر حد و مقادیر مجاز هستند که توسط کارخانهٔ سازنده تعریف می‌شود. این مقادیر معمولاً در کتاب اطلاعات (Data book) یا در برگهٔ اطلاعات (Data Sheet) درج می‌شود. کتاب و برگهٔ اطلاعات معمولاً در اختیار مصرف‌کننده قرار می‌گیرد.

شما می‌توانید با مراجعه به سایت‌های اینترنتی از جمله www.Alldatasheet.com به انواع برگه‌های اطلاعات دسترسی پیدا نمایید. در برگهٔ اطلاعات ترانزیستورها(dataSheet) معمولاً اطلاعات مکانیکی، مشخصه‌های عمومی، مقادیر ماکزیمم مطلق، مشخصه‌های الکتریکی، منحنی‌های مشخصهٔ خروجی، ورودی و توان الکتریکی درج می‌شود.

برگهٔ اطلاعات ۱ــ۱ قسمتی از برگهٔ اطلاعات ترانزیستور BC۱۰۷ است.

Low noise general purpose audio amplifiers

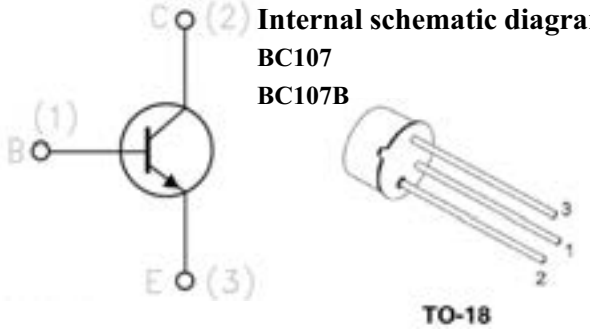
Description ترانزیستور عمومی برای تقویت‌کننده‌های صوتی با نویز کم

The BC107 and BC107B are silicon planar epitaxial NPN transistors in TO-18 metal case.

They are suitable for use in driver stages, low noise input stages and signal processing circuits of television receivers. The PNP complementary types are BC177 and BC177B respectively.

برگهٔ اطلاعات ۱ــ۱

شرح عمومی: ترانزیستور BC۱۰۷ یک ترانزیستور سیلیکونی خاص NPN است که در یک محفظهٔ فلزی TO ــ۱۸ جاسازی شده است. (شکل ۲۱ــ۱) این ترانزیستور در مدارهای طبقات میانی صوت، اولیهٔ صوت با نویزکم و در مدارهای پردازش سیگنال درگیرنده‌های تلویزیونی قابل استفاده است. ترانزیستور مکمل BC۱۰۷ ترانزیستور BC۱۷۷ است.



Internal schematic diagram
BC107
BC107B

شکل ۲۱ــ۱ــ نماد و شکل ظاهری ترانزیستور BC۱۰۷

Order codes کدهای سفارش	علامت	محفظه	بسته‌بندی
Part Number شمارهٔ قطعه	Marking	Package	Packing
BC107	BC107	TO-18	Bag
BC107A	BC107B	TO-18	Bag

قسمتی از برگهٔ اطلاعات ترانزیستور BC۱۰۷

در برگهٔ اطلاعات ۲ــ۱ مقادیر مجاز الکتریکی ترانزیستور BC۱۰۷ را ملاحظه می‌کنید.

Electrical ratings — **BC107 - BC107B**

1 Electrical ratings

مقادیر مجاز الکتریکی

جدول ۱

Table 1. Absolute maximum rating — **مقادیر بیشینهٔ مطلق**

Symbol نماد	Parameter مشخصه	Value مقدار	Unit واحد
V_{CBO}	Collector-base voltage (I_E = 0) ولتاژ ماکزیمم CB وقتی امیتر باز است	50	V
V_{CEO}	Collector-emitter voltage (I_B = 0) ولتاژ ماکزیمم CE وقتی بیس باز است	45	V
V_{EBO}	Emitter-base voltage (I_C = 0) ولتاژ ماکزیمم EB وقتی کلکتور باز است	6	V
I_C	Collector current جریان ماکزیمم مجاز کلکتور	100	mA
P_{tot}	Total dissipation at $T_{amb} \leq 25°C$ ماکزیمم تلفات توان در درجه حرارت محیط کم‌تر از ۲۵°C at $T_{case} \leq 25°C$ درجه حرارت بدنه کم‌تر از ۲۵°C	0.3 0.75	W W
T_{stg}	Storage temperature ماکزیمم درجه حرارت ذخیره در انبار	-55 to 175	°C
T_J	Max. operating junction temperature ماکزیمم درجه حرارت محل پیوند	175	°C

جدول ۲

Table 2. Thermal data — **اطلاعات حرارتی**

Symbol نماد	Parameter مشخصه	Value مقدار	Unit واحد	
$R_{thj\text{-}case}$	Thermal resistance junction-case ماکزیمم مقاومت حرارتی پیوند به بدنه max	200	°C/W	سانتی‌گراد
$R_{thj\text{-}amb}$	Thermal resistance junction-ambient ماکزیمم مقاومت حرارتی پیوند با محیط max	500	°C/W	

برگه اطلاعات ۲ــ۱ مقادیر ماکزیمم مجاز الکتریکی

نکته بسیار مهم : لازم است هنگام طرح سؤال از data sheet حتماً جداول، اعداد و نوشته‌های موجود در data sheet به زبان انگلیسی در اختیار هنرجویان قرار گیرد.

در برگهٔ اطلاعات ۳ــ۱ قسمتی از مشخصه‌های الکتریکی ترانزیستور BC۱۰۷ را در حرارت بدنهٔ ۲۵ درجه سانتی‌گراد ملاحظه می‌کنید. درجه حرارت‌های غیر از ۲۵ درجه سانتی‌گراد ذکر می‌شود.

BC107 - BC107B — Electrical characteristics

2 Electrical characteristics — مشخصه‌های الکتریکی

(T_{CASE} = 25°C; unless otherwise specified) — درجه حرارت برابر با ۲۵ درجهٔ‌سانتی‌گراد است در غیر این صورت ذکر می‌شود

Table 3. Electrical characteristics — مشخصه‌های الکتریکی

Symbol نماد	Parameter مشخصه	Test Conditions شرایط آزمایش	Min حداقل	Typ. متعارف	Max. بیشینه	Unit واحد
I_{CBO}	Collector cut-off current جریان قطع کلکتور	V_{CB} = 40V			15	nA
$V_{(BR)CBO}$	Collector-base breakdown voltage (I_E = 0) ولتاژ شکست CB	I_C = 10μA	50			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector-emitter breakdown voltage (I_B = 0) ولتاژ شکست CE	I_C = 10mA	45			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-base breakdown voltage (I_C = 0) ولتاژ شکست EB	I_E = 10μA	6			V

برگهٔ اطلاعات ۳ــ۱ــ قسمتی از مشخصات الکتریکی ترانزیستور BC۱۰۷

در برگهٔ اطلاعات ۴ــ۱ قسمت دیگری از مشخصات الکتریکی ترانزیستور BC۱۰۷ شامل $V_{CE(sat)}$، $V_{BE(sat)}$، $V_{BE(on)}$، h_{FE}، h_{fe}، C_{CBO}، C_{EBO}، $h_{ie}(r_\pi)$، $h_{oe}(\frac{1}{R_O})$ را ملاحظه می‌کنید.

			MIN	TYP	Max	Unit
$V_{CE(sat)}$ (1)	Collector-emitter saturation voltage ولتاژ اشباع CE	I_C = 10mA I_B = 0.5mA		70	250	mV
$V_{BE(sat)}$ (1)	Base-emitter saturation voltage ولتاژ اشباع BE	I_C = 10mA I_B = 0.5mA		750		mV
$V_{BE(on)}$ (1)	Base-emitter on voltage ولتاژ هدایت BE	I_C = 2mA V_{CE} = 5V	550	650	700	mV
h_{FE}	DC current gain مقدار بهرهٔ جریان DC (h_{FE} در شرایط DC)	I_C = 2mA V_{CE} = 5V	110		450	
h_{fe}	Small signal current gain مقدار بهرهٔ جریان سیگنال کوچک (h_{fe} در شرایط AC)	I_C = 2mA V_{CE} = 5V f = 1kHz		250		
C_{CBO}	Collector-base capacitance ظرفیت خازنی CB	I_E = 0 V_{CB} = 10V f = 1MHz		4	6	pF
C_{EBO}	Emitter-base capacitance ظرفیت خازنی EB	I_C = 0 V_{EB} = 0.5V f = 1MHz		12		pF
h_{ie}	Input impedance (r_π) امپدانس ورودی	I_C = 2mA V_{CE} = 5V f = 1kHz		4 4.8		kΩ kΩ
h_{oe}	Output admittance هدایت خروجی ($\frac{1}{R_O}$)	I_C = 2mA V_{CE} = 5V f = 1kHz		30		µS

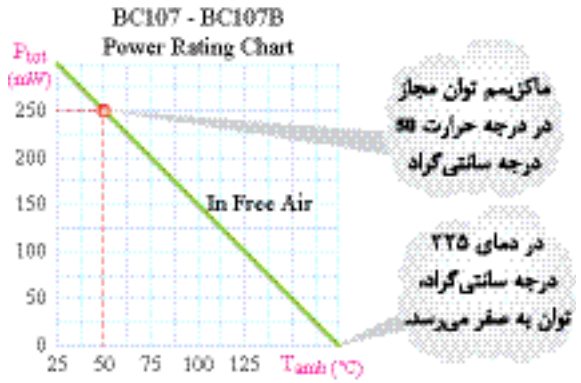
در حالت پالس : پریود یا دورهٔ تناوب پالس ۳۰۰ میکروثانیه، دوام پالس کم‌تر یا مساوی یک درصد

(1) pulse duration=300µs. duty cycle ≤1٪

برگهٔ اطلاعات ۴ــ۱ــ تعداد دیگری از مشخصه‌های الکتریکی ترانزیستور BC۱۰۷

علاوه بر مشخصات الکتریکی، تعدادی از منحنی مشخصه‌های ترانزیستور نیز در برگهٔ اطلاعات داده می‌شود. یکی از این مشخصه‌ها که بسیار اهمیت دارد، مشخصهٔ تغییرات توان ماکزیمم مجاز برحسب درجهٔ حرارت است. در نمودار شکل ۱ــ۲۲ مشخصهٔ تغییرات توان مجاز را با افزایش درجه حرارت برای ترانزیستور BC۱۰۷ در هوای آزاد مشاهده می‌کنید.

همان‌طور که ملاحظه می‌شود در صورتی که درجهٔ حرارت محیط برابر با ۲۵ درجه سانتی‌گراد باشد، ماکزیمم توان مجاز برابر با ۳۰۰ میلی‌وات است. در صورتی که درجه حرارت به ۵۰ درجه سانتی‌گراد افزایش یابد، میزان توان مجاز به ۲۵۰ میلی‌وات کاهش می‌یابد. در ۲۲۵ درجهٔ سانتی‌گراد، توان ماکزیمم مجاز ترانزیستور BC۱۰۷ به صفر خواهد رسید.



نمودار شکل ۲۲ــ۱ــ تغییرات توان ماکزیمم مجاز ترانزیستور BC۱۰۷ نسبت به تغییرات درجهٔ حرارت

تمرین کلاسی: مقدار توان ماکزیمم را در درجه حرارت‌های ۶۲/۵، ۸۷/۵، ۱۰۰ و ۱۱۲/۵ درجه سانتی‌گراد محاسبه کنید. نقطه‌های موردنظر را با رنگ دیگری روی نمودار شکل ۲۲ــ۱ مشخص نمایید.

۵ــ۱ــ تقسیم بندی ترانزیستورها بر اساس پارامترهای آن

اگر به اطلاعات نوشته شده در برگهٔ اطلاعات ترانزیستورها توجه شود، مشاهده می‌گردد برخی مشخصات مانند I_{cmax}، V_{CEmax}، P_{cmax}، فرکانس حد و فرکانس قطع آن‌ها با هم متفاوت است. ترانزیستورها بر اساس این پارامترها (مشخصه‌ها) و نوع کاربرد، در دسته‌بندی‌های متعددی قرار می‌گیرند. مثلاً ترانزیستورها از نظر فرکانس به سه دستهٔ فرکانس کم (LF =Low Frequency)، فرکانس متوسط (MF=Medium Frequency) و فرکانس زیاد (HF=High Frequency) تقسیم‌بندی می‌شوند. این موضوع برای تقویت سیگنال از نظر ولتاژ، جریان و توان نیز صدق می‌کند. تقسیم‌بندی‌های دیگری نیز وجود دارد که به دلیل محدودیت زمانی نمی‌توان به آن‌ها پرداخت. در ادامه به توضیح مختصری در مورد برخی از انواع تقسیم‌بندی‌ها که در مباحث بعدی کاربرد دارند، می‌پردازیم.

۱ــ۵ــ۱ــ ترانزیستور کاربرد عمومی و سیگنال کوچک

General Purpose / small signal Transistor : این ترانزیستورها برای تقویت سیگنال‌های با ولتاژ و جریان با دامنه کم به کار می‌روند و معمولاً در تقویت‌کننده‌های قدرت پایین یا متوسط یا برای مدارهای کلیدی به کار می‌روند. بدنهٔ این ترانزیستورها معمولاً پلاستیکی یا فلزی است و حداکثر توان مجاز آن‌ها معمولاً از ۵۰۰ میلی وات تجاوز نمی‌کند. در شکل ۲۳ــ۱ شکل ظاهری چند نمونه از این ترانزیستورها را مشاهده می‌کنید.

ت) ترانزیستور با بسته‌بندی TO ۱۸ — پ) ترانزیستور در بستهٔ دوتایی

ث) چهار ترانزیستور در یک بسته‌بندی به صورت DIPIC [۱] — ج) چهار ترانزیستور در بسته‌بندی نصب سطحی

شکل ۲۳ــ۱ــ انواع ترانزیستورهای عمومی

۱ــ Dual in line package integrated circuit

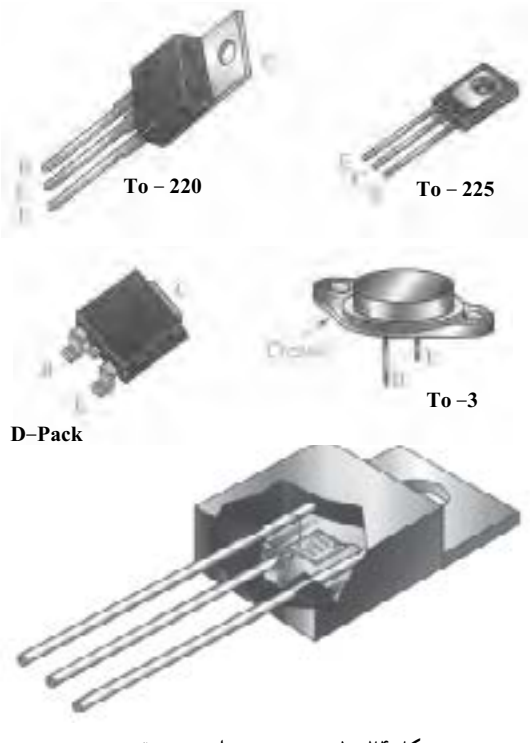
۲ــ۵ــ۱ــ ترانزیستورهای قدرت

PowerTransistors : این ترانزیستورها قادر به تقویت سیگنال‌های با ولتاژ و جریان با دامنهٔ زیاد هستند و معمولاً در تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ به کار می‌روند. حداکثر توان مجاز این ترانزیستورها از ۵۰۰ میلی‌وات تا چند ده وات است.

بدنهٔ این ترانزیستورها که معمولاً فلزی است، به کلکتور اتصال دارد تا بتواند با محیط تبادل حرارت نماید.

در توان‌های زیاد، بدنه به گرماگیر (هیت سینک) اتصال داده می‌شود.

در شکل ۲۴ــ۱ شکل ظاهری چند نمونه ترانزیستور قدرت را مشاهده می‌کنید.



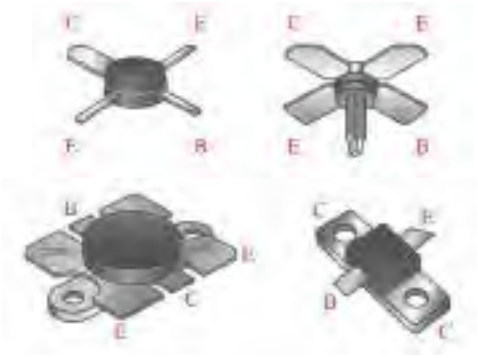
شکل ۲۴ــ۱ــ چند نمونه ترانزیستور قدرت

۳ــ۵ــ۱ــ ترانزیستورهای فرکانس بالا

High Frequency Transistors : این ترانزیستورها به تغییر ولتاژ و شدت جریان ورودی خود که فرکانس فوق‌العاده زیاد دارند، به سرعت پاسخ می‌دهند.

مقدار فرکانس قطع این ترانزیستورها چندین مگاهرتز تا گیگاهرتز است.

در شکل ۲۵ــ۱ چند نمونه ترانزیستور فرکانس بالا را مشاهده می‌کنید.



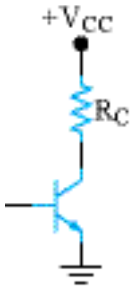
شکل ۲۵ــ۱ــ چند نمونه ترانزیستور فرکانس بالا

برای هنرجویان علاقه‌مند:

تحقیق کنید چرا در ترانزیستورهای فرکانس بالا پایه مشترک ترانزیستور بیش از یکی پیش‌بینی شده است.

۴ــ۵ــ۱ــ فوتوترانزیستور (PhotoTransistor) :

اگر مطابق شکل ۲۶ــ۱ بیس ترانزیستوری باز باشد. جریان ضعیفی در اتصال دیود کلکتور بیس که در بایاس مخالف قرار دارد، ایجاد می‌شود. این جریان که ناشی از حامل‌های اقلیت بوده و در اثر حرارت ایجاد شده است، جریان اشباع معکوس یا جریان نشتی نام دارد.



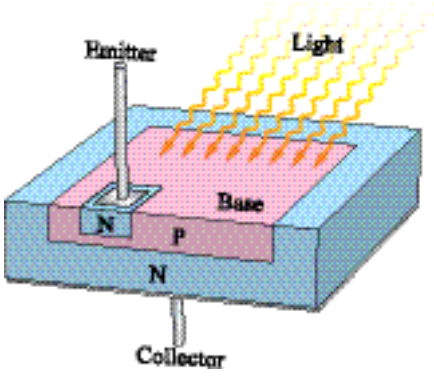
شکل ۲۶ــ۱ــ ایجاد جریان نشتی در ترانزیستور

به علت آزاد بودن بیس، تمام جریان اشباع معکوس از بیس عبور نموده و در کلکتور جریان $I_C = \beta_{DC} I_B$ را ایجاد می‌نماید. اتصال P ــ N کلکتور بیس که در بایاس مخالف قرار دارد علاوه بر حساس بودن به حرارت ، به نور نیز حساس است.

در ترانزیستور نوری، نور از طریق یک دریچه، به اتصال کلکتور بیس برخورد می‌کند و جریان نشتی را افزایش می‌دهد و در نتیجه جریان I_C افزایش می‌یابد.

به این ترتیب نور به تغییر جریان الکتریکی تبدیل می‌شود. این پدیده اساس کار فوتوترانزیستور را تشکیل می‌دهد.

در شکل ۲۷ــ۱ ساختمان کریستالی فوتوترانزیستور را مشاهده می‌کنید.

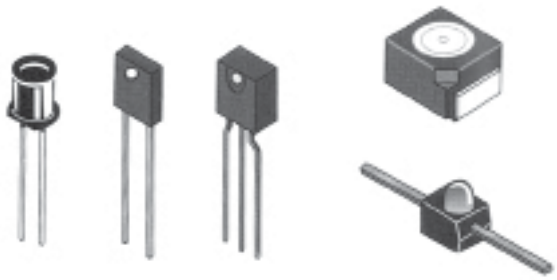


شکل ۲۷ــ۱ــ ساختمان کریستالی فوتوترانزیستور

نماد فوتوترانزیستور در شکل ۲۸ــ۱ رسم شده است.

شکل ۲۸ــ۱ــ نماد فوتوترانزیستور

در شکل ۲۹ــ۱ چند نمونه شکل ظاهری فوتوترانزیستور نشان داده شده است.



شکل ۲۹ــ۱ــ چند نمونه فوتوترانزیستور

مشاهده می‌شود فوتوترانزیستور به صورت دو پایه و سه پایه عرضه می‌گردد.

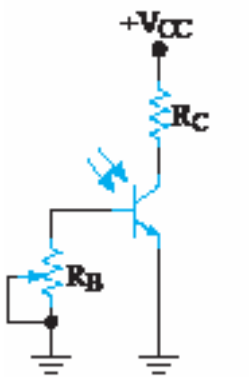
در نوع دو پایه، پایه بیس در دسترس نیست، ولی در نوع سه پایه، پایه‌های امیتر، بیس و کلکتور در دسترس قرار دارند.

● ***بایاس نمودن فتو ترانزیستور:***

روش معمول استفاده از فوتوترانزیستور به صورت شکل ۳۰ــ۱ است.

شکل ۳۰ــ۱ــ بایاس فوتوترانزیستور

می‌توان مطابق شکل ۳۱ــ۱ مقاومت متغیری را در بیس ترانزیستور قرار داد و میزان حساسیت مدار را تنظیم نمود. البته استفاده از مدار بدون R_B متداول‌تر است.



شکل ۳۱ــ۱ــ مقاومت تنظیم حساسیت در فوتوترانزیستور

انواع دیگر ترانزیستور، مانند ترانزیستور کلیدزنی (Switching)، ترانزیستور با مقاومت سری با بیس، ترانزیستور با دیود و ...وجود دارد که در صورت نیاز در مبحث مربوطه به توضیح در مورد آن‌ها خواهیم پرداخت.

۶ ــ۱ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۶ ــ۱ــ برای بایاس ترانزیستور در منطقهٔ فعال دیود بیس امیتر در بایاس ..... و دیود کلکتور بیس در بایاس .... قرار می‌گیرد.

صحیح یا غلط

۲ــ ۶ ــ۱ــ با توجه به برگهٔ اطلاعات شماره ۲ــ۱، جریان ماکزیمم مجاز کلکتور ترانزیستور BC۱۰۷ در دمای ۲۵ درجه سانتی‌گراد ۳۰۰mA است.

☐ صحیح ☐ غلط

۳ــ۶ــ۱ــ Collector Emitter Break down Voltage به مفهوم ولتاژ شکست کلکتور ــ امیتر ($V_{(BR)\,CEO}$) است.

☐ صحیح ☐ غلط

کامل کردنی

۴ــ۶ــ۱ــ با توجه به برگهٔ اطلاعات شمارهٔ ۳ــ۱ ترانزیستور BC۱۰۷، در شرایط آزمایش با جریان I_C برابر با ..... میلی‌آمپر، $V_{(BR)\,CEO}$ حداقل برابر ..... ولت است.

۵ــ۶ــ ۱ــ با توجه به شکل نمودار ۲۲ــ۱ در دمای ۱۲۵ درجه سانتی‌گراد ماکزیمم توان مجاز ترانزیستور BC۱۰۷ برابر..... میلی‌وات است.

چهار گزینه‌ای

۶ــ۶ــ۱ــترانزیستورهای با حداکثر توان از ۵۰۰ میلی‌وات به بالا جزء کدام دسته از ترانزیستورها هستند؟

۱) سیگنال کوچک (Small Signal)

۲) قدرت (Power)

۳) فرکانس بالا (HF)

۴) فرکانس پایین (LF)

تشریحی

۷ــ۶ــ۱ــ نحوهٔ بایاس کردن فوتوترانزیستور را با رسم شکل شرح دهید .

۷ــ۱ــ روش‌های مختلف بایاس کردن ترانزیستور

در مورد انواع روش‌های بایاس نمودن ترانزیستور در کتاب الکترونیک (۱) توضیح داده شده است. ضمن یادآوری مدار سه نوع بایاس ترانزیستور یعنی بایاس ثابت، بایاس اتوماتیک و بایاس سرخود، سعی می‌شود با حل چند نمونه مسئله، نحوهٔ نوشتن معادله KVL و محاسبه جریان‌ها و ولتاژها در این سه نوع بایاس، تمرین داده شود تا به مهارت لازم برسید.

۱ــ۷ــ۱ــ بایاس ثابت با دو باتری : در شکل ۳۲ــ۱ مدار بایاس ثابت با دو باتری رسم شده است.

$V_B=V_{BE}$

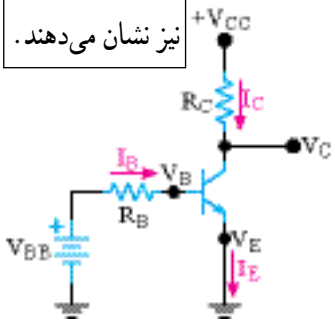
$I_B=\dfrac{V_{BB}-V_{BE}}{R_B}$

$I_C=\beta_{DC}I_B$

h_{FE} را با β یا β_{DC} نیز نشان می‌دهند.

$V_E=0$

$V_C=V_{CC}-R_CI_C$



شکل ۳۲ــ۱ــ بایاس ثابت با دو باتری

باتری V_{BB} دیود بیس امیتر ترانزیستور را در بایاس موافق قرار می‌دهد. باتری V_{CC} دیود کلکتور بیس را در بایاس مخالف قرار می‌دهد تا به این ترتیب ترانزیستور در منطقه فعال بایاس شود. به منظور کنترل جریان بیس از مقاومت R_B و برای کنترل جریان کلکتور از مقاومت R_C استفاده شده است.

روابط جریان‌ها و ولتاژها در این بایاس به صورت زیر است :

$I_B=\dfrac{V_{BB}-V_{BE}}{R_B}$ محاسبهٔ I_B

$I_C=\beta_{DC}I_B$ محاسبهٔ I_C

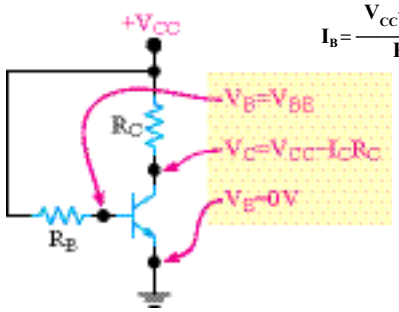
$V_{CE}=V_{CC}-R_CI_C$ محاسبهٔ V_{CE}

۲ــ۷ــ۱ــ بایاس ثابت با یک باتری : در شکل ۳۳ــ۱ این بایاس و روابط لازم برای محاسبه جریان‌ها و ولتاژها در آن نشان داده شده است.

$I_C=\beta_{DC}I_B$

$I_E=I_C+I_B$

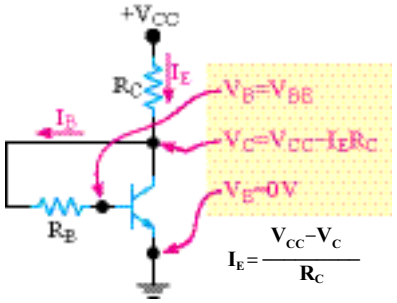
$I_B=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B}$



شکل ۳۳ــ۱ــ بایاس ثابت با یک باتری

۳ــ۷ــ۱ــ بایاس اتوماتیک (خودکار) : شکل ۳۴ــ۱

بایاس اتوماتیک و روابط مربوط به آن را نشان می‌دهد.



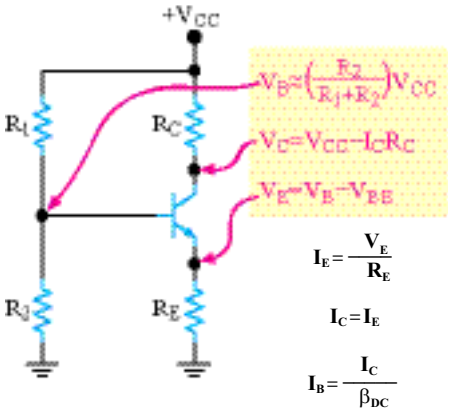
$I_E=\frac{V_{CC}-V_C}{R_C}$

$I_E=I_C+I_B$

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

شکل ۳۴ــ۱ــ بایاس اتوماتیک

۴ــ۷ــ۱ــ بایاس سرخود : مدار بایاس سرخود و روابط مربوط به محاسبهٔ ولتاژ پایه‌ها و جریان پایه‌های آن را در شکل ۳۵ــ۱ مشاهده می‌کنید.



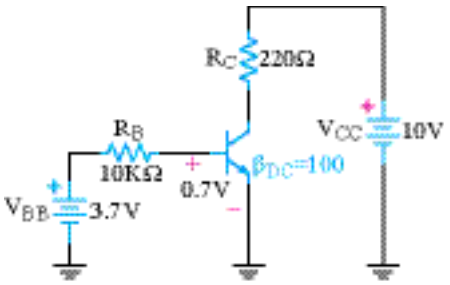
$I_E=\frac{V_E}{R_E}$

$I_C=I_E$

$I_B=\frac{I_C}{\beta_{DC}}$

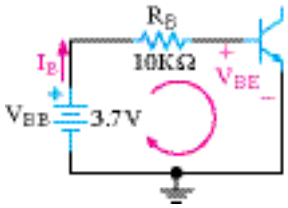
شکل ۳۵ــ۱ــ بایاس سرخود

مثال ۴ــ۱ : با توجه به شکل ۳۶ــ۱ و مقادیر داده شده در مدار، I_B، I_C و V_{CE} را محاسبه کنید.



شکل ۳۶ــ۱

پاسخ : با نوشتن معادله KVL در حلقه ورودی I_B را می‌توان محاسبه نمود. حلقه ورودی معادل شکل ۳۷ــ۱ است.



شکل ۳۷ــ۱ــ حلقهٔ ورودی

معادلهٔ حلقه ورودی

$-V_{BB}+R_BI_B+V_{BE}=0$

محاسبهٔ I_B

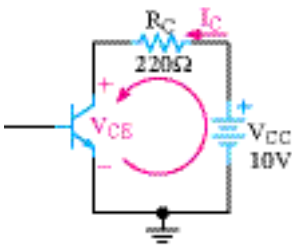
$I_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_B}$

$I_B=\frac{3/7-0/7}{10}=\boxed{0/3mA}$

چون $I_C=\beta_{DC}I_B$ است لذا

$I_C=100\times 0/3=\boxed{30mA}$

با نوشتن معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی می‌توان V_{CE} را محاسبه نمود. شکل ۳۸ــ۱ حلقهٔ خروجی را نشان می‌دهد.



شکل ۳۸ــ۱ــ حلقهٔ خروجی

معادلهٔ حلقه خروجی

$$-V_{CC}+R_CI_C+V_{CE}=0$$

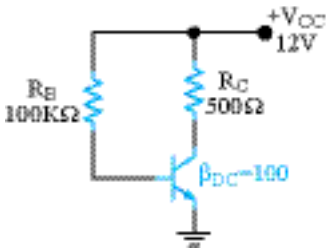
محاسبهٔ V_{CE}

$$V_{CE}=V_{CC}-R_CI_C$$

$$V_{CE}=10-(0/22)(30)$$

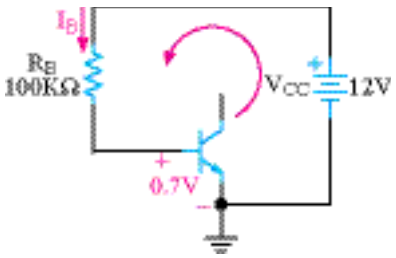
$$\boxed{V_{CE}=3/4V}$$

مثال ۵ ــ ۱ : با توجه به شکل ۳۹ــ۱ و مقادیر داده شده در مدار، I_B، I_C و V_{CE} را محاسبه کنید. $V_{BE}=0/7V$



شکل ۳۹ــ۱

پاسخ : با نوشتن معادله KVL در حلقهٔ خروجی و ورودی مطابق شکل ۴۰ــ۱ می‌توان I_B را محاسبه نمود.



شکل ۴۰ــ۱

معادلهٔ KVL در حلقه خروجی و ورودی

$$-V_{CC}+R_BI_B+V_{BE}=0$$

محاسبهٔ I_B :

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

$$I_B=\frac{12-0/7}{100K\Omega}=\frac{11/3}{100}mA$$

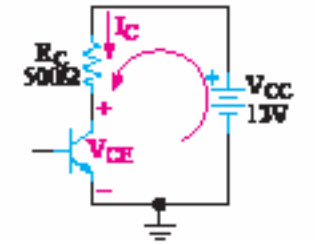
$$\boxed{I_B=113\mu A}$$

محاسبهٔ I_C :

$$I_C=\beta_{DC}I_B$$

$$I_C=\frac{11/3}{100}\times 100=11/3mA$$

با نوشتن معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی در شکل ۴۱ــ۱ می‌توان V_{CE} را محاسبه نمود.



شکل ۴۱ــ۱ــ حلقهٔ خروجی

معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی :

$$-V_{CC}+R_CI_C+V_{CE}=0$$

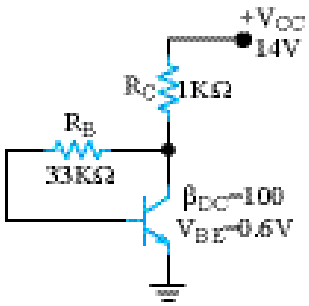
$$V_{CE}=V_{CC}-R_CI_C$$

در معادله عددگذاری نموده و V_{CE} را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{CE}=12-(0/5K\Omega)(11/3mA)$$

$$V_{CE}=6/35V$$

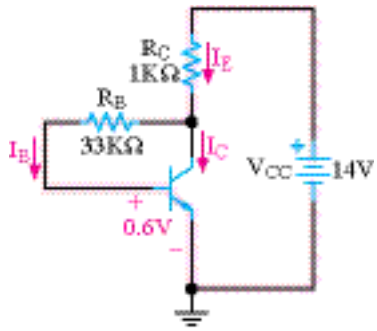
مثال ۶ ــ ۱ : با توجه به شکل ۴۲ــ۱ و مقادیر داده شده در مدار، I_B، I_C و V_{CE} را محاسبه کنید.



شکل ۴۲ــ۱

پاسخ : با توجه به اینکه $I_C=\beta I_B$ و $I_E=(1+\beta)I_B$ است، جریان امیتر ترانزیستور بر حسب I_B محاسبه می‌گردد.

با نوشتن معادله KVL در حلقه نشان داده شده در شکل ۴۳ــ۱، I_B به دست می‌آید.



شکل ۴۳ــ۱

محاسبهٔ جریان I_C و I_E بر حسب I_B :

$I_C=۱۰۰I_B$

$I_E=۱۰۱I_B$

معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی و ورودی :

$-V_{CC}+R_CI_E+R_BI_B+V_{BE}=۰$

جایگزینی اعداد در معادله و محاسبهٔ I_B :

$-۱۴+۱(۱۰۱I_B)+۳۳I_B+۰/۶=۰$

$۱۳۴I_B=۱۴-۰/۶=۱۳/۴$

$I_B=\frac{۱۳/۴}{۱۳۴}=۰/۱mA$

محاسبهٔ I_C :

$I_C=\beta I_B=۱۰۰\times۰/۱=۱۰mA$

محاسبهٔ I_E :

$I_E=I_C+I_B=۱۰/۱\ mA$

معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی برای محاسبه V_{CE} :

$-V_{CC}+R_CI_E+V_{CE}=۰$

محاسبهٔ V_{CE} :

$V_{CE}=V_{CC}-R_CI_E$

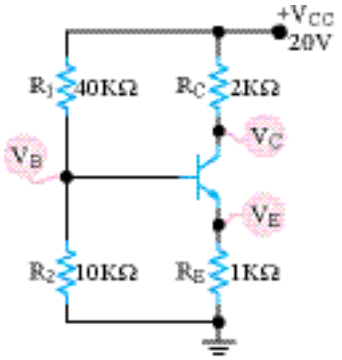
$V_{CE}=۱۴-(۱)(۱۰/۱)=۳/۹V$

مثال ۷ــ۱ : در شکل ۴۴ــ۱ با فرض $I_E\simeq I_C$ ولتاژ پایه‌ها و جریان پایه‌های ترانزیستور را محاسبه کنید.

$V_{BE}=۰/۷$ ولت

پاسخ : محاسبهٔ V_B بر اساس تقسیم ولتاژ V_{CC} روی مقاومت‌های $R_۲$ و $R_۱$:

$V_B=\frac{V_{CC}R_۲}{R_۱+R_۲}$



شکل ۴۴ــ۱

$V_B=\frac{۲۰\times۱۰}{۱۰+۴۰}=۴V$

محاسبهٔ V_E :

$V_E=V_B-V_{BE}$

$V_E=(۴)-(۰/۷)=۳/۳V$

محاسبهٔ I_E :

$I_E=\frac{V_E}{R_E}=\frac{۳/۳}{۱K}=۳/۳mA$

محاسبهٔ I_C :

$I_C\simeq I_E=۳/۳mA$

محاسبهٔ V_C :

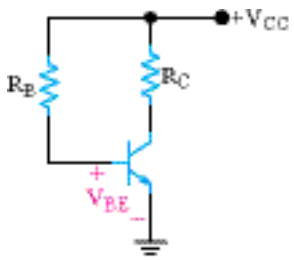
$V_C=V_{CC}-R_CI_C$

$V_C=۲۰-۲\times۳/۳$

$V_C=۱۳/۴V$

۸ــ۱ــ الگوی پرسش کامل کردنی

۱ــ۸ــ۱ــ در مدار شکل ۴۵ــ ۱ I_B از رابطهٔ $I_B=\frac{V_{CC}-\cdots\cdots}{\cdots\cdots}$ به دست می‌آید.

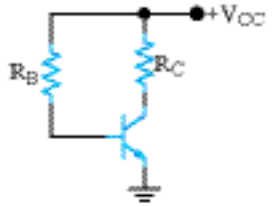


شکل ۴۵ــ۱

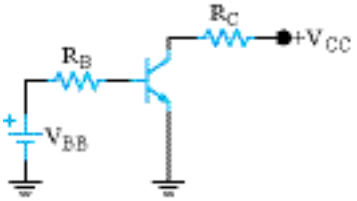
چهار گزینه‌ای

۲ــ۸ ــ ۱ــ مدار بایاس اتوماتیک کدام گزینه است؟

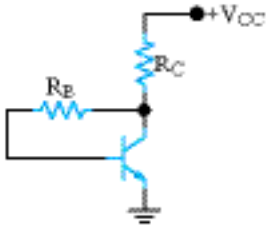
۱)



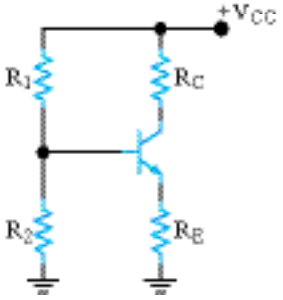
۲)



۳)

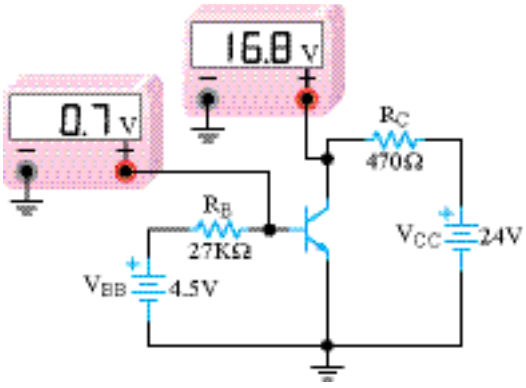


۴)



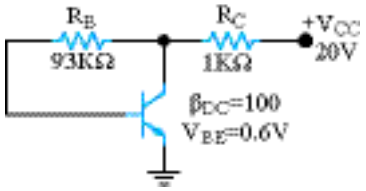
محاسباتی

۳ــ۸ــ۱ــ β_{DC} را در مدار شکل ۱ــ۴۶ محاسبه کنید.



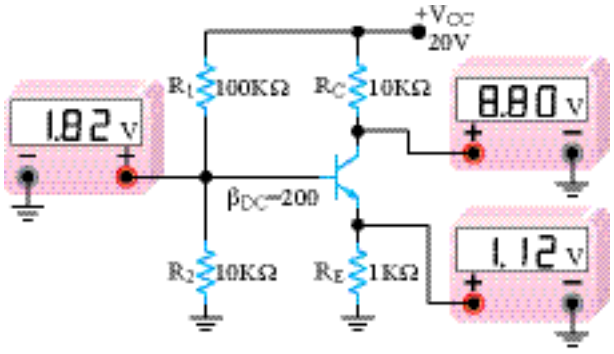
شکل ۱ــ۴۶

۴ــ۸ــ۱ــ مقادیر نقطهٔ کار (I_B، I_C و V_{CE}) را برای مدار شکل ۱ــ۴۷ محاسبه کنید.



شکل ۱ــ۴۷

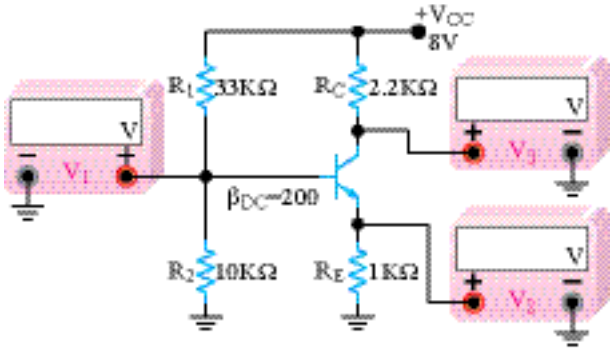
۵ــ۸ــ۱ــ با استفاده از روابط مربوط به بایاس سرخود اثبات کنید که مقادیر نشان داده شده توسط ولت‌مترهای شکل ۱ــ۴۸ صحیح است. V_{BE}=۰/۷V



شکل ۱ــ۴۸

۶ــ۸ــ۱ــ مقادیری که ولت‌مترهای V_1 و V_2 و V_3 در مدار شکل ۱ــ۴۹ باید نشان دهند را محاسبه کنید.

V_{BE} را ۰/۷ ولت در نظر بگیرید.



شکل ۱ــ۴۹

۹ــ۱ــ منحنی‌های مشخصهٔ ترانزیستور

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

الف) منحنی مشخّصهٔ ورودی

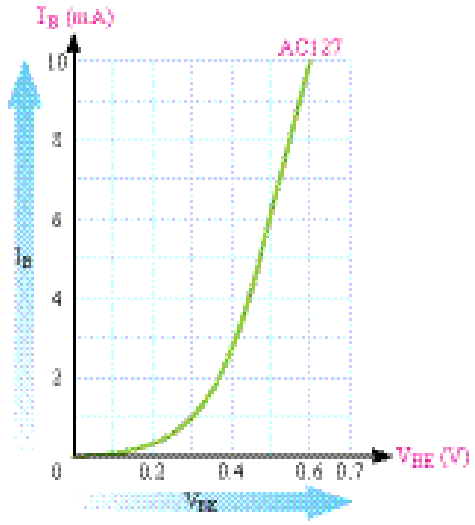
ب) منحنی مشخّصهٔ انتقالی

پ) منحنی مشخّصهٔ خروجی

در یک ترانزیستور، منحنی‌های مشخّصهٔ دیگری نیز وجود دارد که در آینده مورد بحث قرار می‌گیرند. در ادامهٔ بحث، دربارهٔ هر یک از سه منحنی ذکر شده توضیحاتی خواهیم داد. البته این منحنی‌ها برای آرایش امیتر مشترک ترسیم شده‌اند.

۱ــ۹ــ۱ــ منحنی مشخّصهٔ ورودی ترانزیستور یا منحنی‌های بیس امیتر :

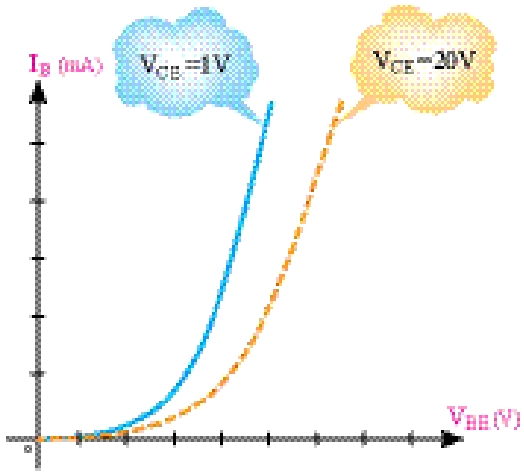
در شکل ۱ــ۵۰ منحنی مشخصهٔ ورودی ترانزیستور AC۱۲۷ در حالت امیتر مشترک نشان داده شده است. این ترانزیستور از جنس ژرمانیم است و به همین دلیل، جریان بیس نسبتاً زیادی دارد.



شکل ۱ــ۵۰ــ منحنی ورودی ترانزیستور AC۱۲۷

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

باید توجه داشت که منحنی مشخّصهٔ 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 صرف‌نظر کرد. مقدار ولتاژ V_{CE} را که به ازای آن منحنی مشخّصهٔ ورودی رسم شده است، کارخانهٔ سازنده مشخّص می‌نماید. در شکل ۱ــ۵۱ منحنی مشخّصهٔ ورودی ترانزیستور به ازای V_{CE} =۱ V و V_{CE} = ۲۰ V نشان داده شده است.



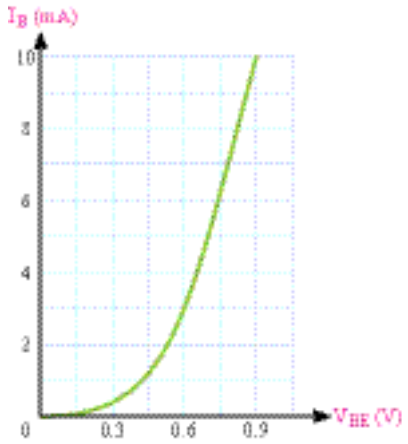
شکل ۱ــ۵۱ــ منحنی مشخّصهٔ ورودی ترانزیستور به ازای مقادیر مختلف V_{CE}

● ***اطلاعات قابل استخراج از منحنی مشخصهٔ ورودی :***

از منحنی مشخصه ورودی اطلاعات زیر را می‌توان استخراج نمود.

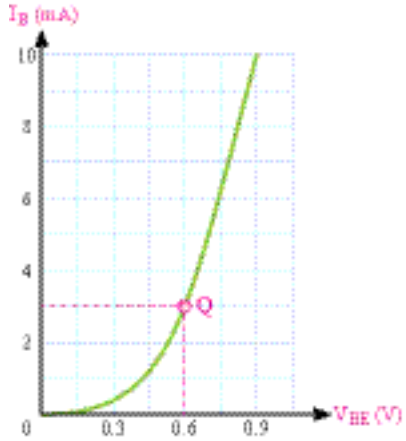
الف) نقطه کار ورودی : به ازای یک V_{CE} معین با معلوم بودن هر یک از کمیت‌های V_{BE} یا I_B از روی منحنی، نقطهٔ کار ورودی مشخص می‌شود.

مثال ۱ــ۸ : در شکل ۱ــ۵۲ به ازای ولتاژ V_{BE} =۰/۶ V مختصات نقطهٔ کار ورودی را مشخص کنید.



شکل ۵۲ــ۱

پاسخ : اگر مطابق شکل ۵۳ــ۱ از نقطهٔ $V_{BE} = ۰/۶$ ولت خطی بر محور V_{BE} عمود کنیم، منحنی را در نقطهٔ Q قطع می‌کند، از نقطهٔ Q خطی بر محور I_B عمود می‌کنیم، محل تلاقی این خط با محور I_B، مقدار I_B را در نقطهٔ کار مشخص می‌کند.



شکل ۵۳ــ۱

$$\text{ورودی } Q \begin{cases} V_{BE} = ۰/۶ \text{ ولت} \\ I_B = ۳\text{mA} \end{cases}$$

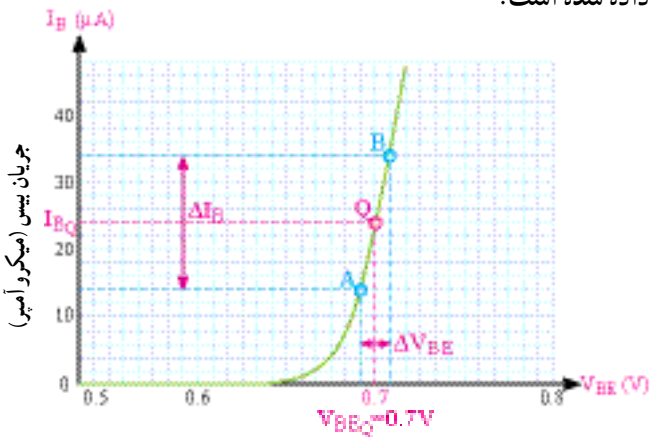
ب) مقاومت استاتیکی و دینامیکی دیود بیس امیتر :

اگر سیگنالی متناوب به بیس ترانزیستور اعمال کنیم، تغییر دامنهٔ این سیگنال موجب آن می‌شود که افت پتانسیل دو سر پیوند بیس ــ امیتر، حول نقطهٔ 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 باشد. تغییرات ولتاژ V_{BE} باعث تغییرات جریان بیس ترانزیستور خواهد شد. طبق تعریف، مقاومت دینامیکی دیود بیس امیتر با نسبت تغییرات ولتاژ بیس امیتر به تغییرات جریان بیس ترانزیستور برابر است. مقاومت دینامیکی دیود بیس امیتر را با r_π نشان می‌دهند.

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

این مقاومت برابر عکس شیب خط مماس بر منحنی مشخصهٔ ورودی ترانزیستور در نطقهٔ کار آن است. در حالت بدون سیگنال V_i ، نقطهٔ کار Q ثابت است. در این حالت، طبق تعریف مقاومت استاتیکی دیود بیس ــ امیتر برابر با $R_S = \frac{V_{BEQ}}{I_{BQ}}$ است .

در شکل ۵۴ــ۱ یک منحنی مشخصهٔ ورودی نمونه نشان داده شده است.



شکل ۵۴ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ ورودی ترانزیستور و چگونگی تغییرات نقطهٔ کار

مثال ۹ــ۱ : با توجه به منحنی ۵۴ــ۱

الف) مختصات نقطهٔ کار DC را در نقطه Q بنویسید.

ب) مقاومت استاتیکی دیود بیس امیتر را در نقطهٔ کار Q به دست آورید.

پ) اگر در اثر اعمال سیگنال متناوب نقطهٔ کار از A تا B تغییر کند، مقاومت دینامیکی را از A تا B به دست آورید.

پاسخ : با مراجعه به مثال ۸ــ۱ و با توجه به شکل ۵۴ــ۱ مقادیر مختصات نقطهٔ کار Q را به دست می‌آوریم.

مختصات نقطهٔ کار Q با استفاده از مختصات $\begin{cases} V_{BEQ} = ۰/۷V \\ I_{BQ} = ۲۴\,\mu A \end{cases}$ به دست آمده، مقاومت استاتیکی را محاسبه می‌کنیم.

$$\text{مقاومت استاتیکی } R_S = \frac{V_{BEQ}}{I_{BQ}} = \frac{۰/۷V}{۲۴\mu A} = ۲۹/۱۶K\Omega$$

با مراجعه به منحنی شکل ۵۴ــ۱ مختصات کار نقاط A و B را به دست می‌آوریم.

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

$$B\begin{vmatrix} V_{BE} = ۰/۷۱V \\ I_B = ۳۴\mu A \end{vmatrix}$$

$$\text{(مقاومت دینامیکی) } r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{V_{BE(B)} - V_{BE(A)}}{I_{B(B)} - I_{B(A)}}$$

$$r_\pi = \frac{۰/۷۱ - ۰/۶۹}{(۳۴ - ۱۴)\mu A} = \frac{۰/۰۲}{۲۰ \times ۱۰^{-۶}} = ۱K\Omega$$

توجّه داشته باشید که مقاومت ورودی دینامیکی ترانزیستور ممکن است با تغییر نقطهٔ کار به مقدار زیادی تغییر کند. برای این که در سیگنال ورودی تغییر شکل به وجود نیاید، باید نقطهٔ کار طوری انتخاب شود که تغییرات آن همواره در قسمت خطّی منحنی ورودی یعنی ناحیهٔ A تا B در شکل ۵۴ــ۱ باقی بماند.

پ) 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 :

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

۲۶mV ولتاژ حرارتی در دمای ۳۰۰ درجهٔ کلوین است و آن را با V_T نمایش می‌دهند. از g_m برای طراحی مدارهای تقویت‌کننده استفاده می‌شود.

مثال ۱۰ــ۱ : اگر I_{CQ}=۱۳mA باشد هدایت انتقالی ترانزیستور را به دست آورید. (در دمای محیط)

پاسخ :

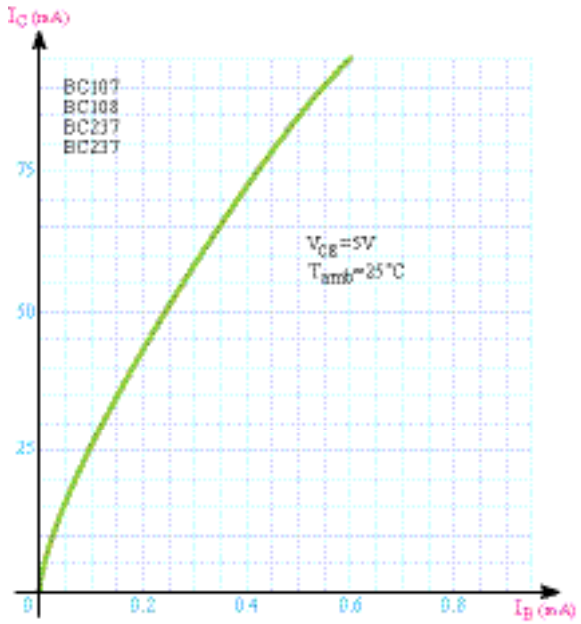
$$g_m = \frac{I_C}{۲۶mV} = \frac{۱۳mA}{۲۶mV}$$

g_m = ۰/۵ (زیمنس S یا $\frac{۱}{\Omega}$)

آیا می دانید: امروزه از ترانزیستورهای تکی (جداگانه Discrete) کم‌تر استفاده می‌شود و اگر هم استفاده شود به صورت نصب سطحی (SMD) است.

۲ــ۹ــ۱ــ منحنی مشخّصهٔ انتقالی ترانزیستور :

مشخّصهٔ انتقالی، رابطهٔ بین جریان ورودی و جریان خروجی ترانزیستور را به ازای مقادیر ثابت V_{CE} نشان می‌دهد. در شکل ۵۵ــ۱ منحنی مشخّصهٔ انتقالی ترانزیستور BC۱۰۷ را به ازای V_{CE}=۵V مشاهده می‌کنید.



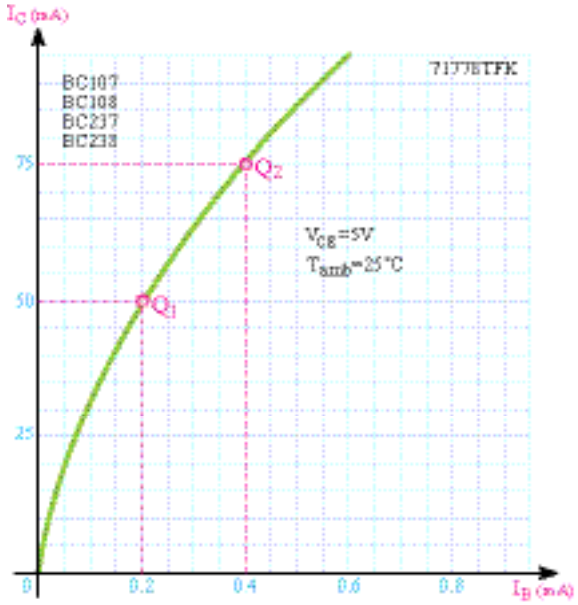
شکل ۵۵ــ۱ــ منحنی مشخّصهٔ انتقالی ترانزیستور BC۱۰۷ با V_{CE} = ۵V

از منحنی مشخصهٔ انتقالی ترانزیستور می‌توان β_{DC} و β_{ac} یا hfe را به دست آورد.

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}\Big|_{V_{CE}} \quad \text{ثابت}$$

$$\beta_{ac} = hfe = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\Big|_{V_{CE}} \quad \text{ثابت}$$

مثال ۱۱ــ۱ : با توجه به منحنی شکل ۵۶ــ۱ در نقطهٔ کار $Q_۱$ مقدار β_{DC} و از نقطهٔ کار $Q_۱$ تا نقطهٔ کار $Q_۲$ مقدار β_{ac} را به دست آورید.



شکل ۵۶ــ۱

پاسخ : مختصات نقطهٔ Q_1 و Q_2 را بر اساس آن چه که قبلاً گفته شد از روی منحنی به دست می‌آوریم.

$$Q_1 \begin{cases} I_B = ۰/۲\text{mA} \\ I_C = ۵۰\text{mA} \end{cases}$$

$$Q_2 \begin{cases} I_B = ۰/۴\text{mA} \\ I_C = ۷۵\text{mA} \end{cases}$$

مقدار β_{DC} در نقطهٔ Q_1 برابر است با

$$\beta_{DC} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} = \frac{۵۰\,\text{mA}}{۰/۲\,\text{mA}} = ۲۵۰$$ مرتبه

برای به دست آوردن β_{AC} مقادیر ΔI_C و ΔI_B را از روی منحنی تعیین می کنیم.

$$\Delta I_C = ۷۵ - ۵۰ = ۲۵\text{mA}$$

$$\Delta I_B = ۰/۴ - ۰/۲ = ۰/۲\text{mA}$$

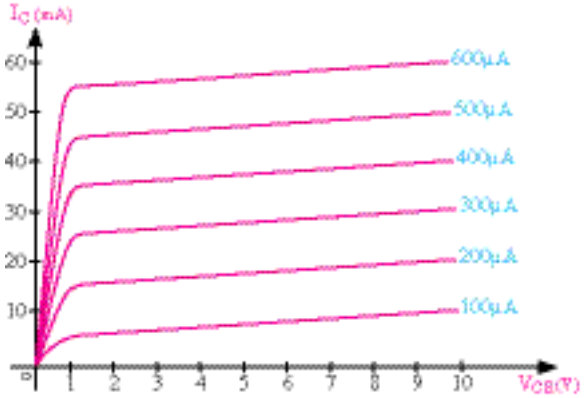
مقدار hfe را محاسبه می کنیم.

$$\text{hfe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{۲۵\,\text{mA}}{۰/۲\,\text{mA}}$$

$$\text{hfe} = \frac{۲۵۰}{۲} = ۱۲۵$$ مرتبه

۳ــ۹ــ۱ــ منحنی‌های مشخّصهٔ خروجی ترانزیستور :
منحنی مشخّصهٔ خروجی ترانزیستور، رابطهٔ بین جریان و ولتاژ خروجی را به ازای جریان ورودی معیّن نشان می‌دهد. اگر تقویت‌کننده امیتر مشترک باشد، جریان ورودی I_B و جریان خروجی I_c و ولتاژ خروجی V_{CE} خواهد بود (تقریباً همهٔ کارخانه‌های سازنده منحنی مشخصه ترانزیستور را در حالت امیتر مشترک ارائه می‌دهند).

شکل ۵۷ــ۱ منحنی مشخّصهٔ خروجی ترانزیستور و نواحی کار آن را به ازای یک جریان I_B ثابت نشان می‌دهد.



شکل ۵۷ــ۱ــ منحنی‌های مشخصهٔ خروجی

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 به V_{BE} نیز بستگی دارد.

● ***اطلاعات قابل استخراج از منحنی‌های مشخصهٔ خروجی :***

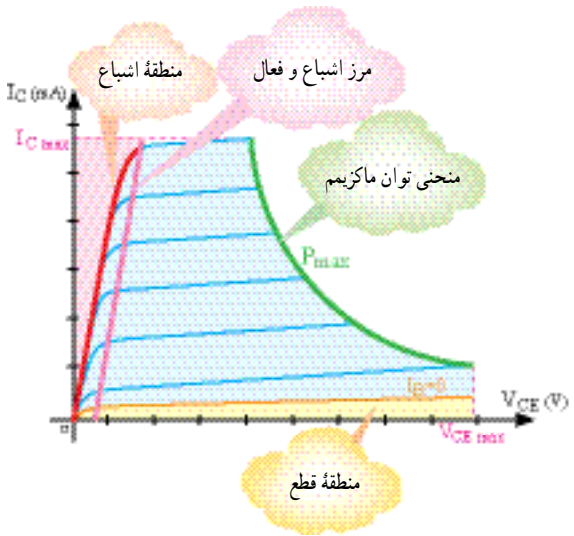
از منحنی‌های مشخصه خروجی ترانزیستور اطلاعات زیر را می‌توان استخراج نمود.

الف) نقطه کار ب) جریان نشتی

پ) بهره جریان ت) امپدانس (مقاومت) خروجی ترانزیستور

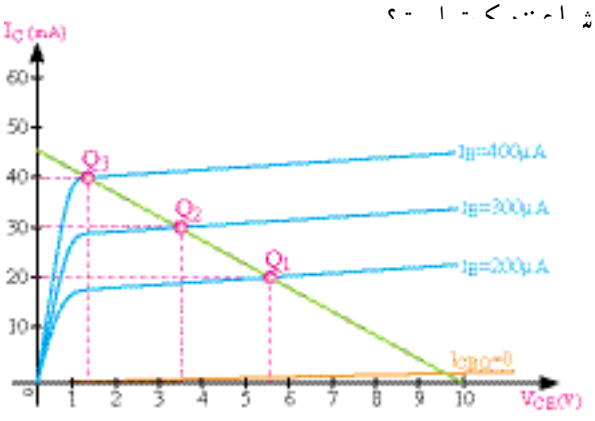
الف) نقطهٔ کار Q (Quicent Point) : برای انتخاب نقطهٔ‌کار، ابتدا باید محدودیت‌های ترانزیستور را در نظر گرفت. از جملهٔ این محدودیت‌ها، تحمّل توان تلف شده در ترانزیستور، حداکثر جریان کلکتور و حداکثر ولتاژ بین کلکتور و امیتر است.از آن جا که تلفات توان توسط ترانزیستور برابر

$P_T=V_{CE}.I_C+V_{BE}.I_B$ است (یادآوری می‌شود که مقدار $V_{BE}.I_B$ کم است و معمولاً از آن صرف‌نظر می‌کنند)؛ لذا نقطهٔ 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 ۵۸ــ۱ آمده است. هم‌چنین محل نقطهٔ کار نباید در محل $I_B=0$ (منطقهٔ قطع) باشد (در منطقهٔ قطع جریان ورودی ترانزیستور برابر صفر است). درضمن، نقطهٔ کار باید در محلّی قرار گیرد که بتواند سیگنال را از دو طرف به یک اندازه تقویت کند. در شکل ۵۸ــ۱ منطقهٔ قطع، منطقهٔ اشباع و منحنی توان ماکزیمم نشان داده شده است.



شکل ۵۸ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ خروجی و منحنی توان ماکزیمم

مثال ۱۲ــ۱ : با توجه به منحنی شکل ۵۹ــ۱ مختصات نقطهٔ کار Q_1 و Q_2 و Q_3 را بنویسید. کدام نقطهٔ کار به ناحیهٔ اش ا ع ... ک ... ا ... ؟



شکل ۵۹ــ۱

پاسخ : مختصات نقاط کار Q_1 و Q_2 و Q_3 را از روی منحنی به دست می‌آوریم.

مختصات نقطهٔ کار Q_1 $\begin{cases} V_{CE}=5/6V \\ I_C=20mA \\ I_B=200\mu A \end{cases}$

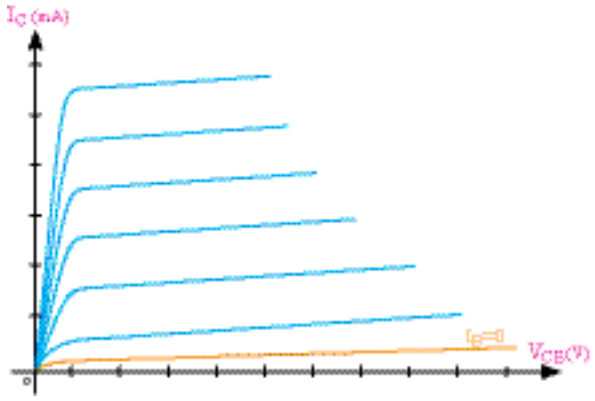
مختصات نقطهٔ کار Q_2 $\begin{cases} V_{CE}=3/5V \\ I_C=30mA \\ I_B=300\mu A \end{cases}$

مختصات نقطهٔ کار Q_3 $\begin{cases} V_{CE}=1/2V \\ I_C=40mA \\ I_B=400\mu A \end{cases}$

با توجه به این که در نقطهٔ کار Q_3 مقدار V_{CE} در مقایسه با نقاط کار Q_1 و Q_2 کم‌تر و I_C آن بیش‌تر است لذا نقطهٔ Q_3 به ناحیهٔ اشباع نزدیک‌تر است.

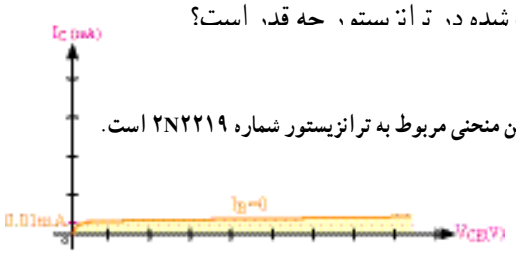
ب) جریان نشتی: به شکل ۶۰ــ۱ توجه کنید. در این شکل اولین منحنی به ازای جریان بیس صفر ($I_B=0$) رسم شده است. اگر جریان نشتی وجود نداشته باشد این منحنی باید روی خط V_{CE} (محور افقی) قرار گیرد زیرا $I_C=\beta I_B=\beta(0)=0$ است.

همان طور که مشاهده می‌شود به علت وجود جریان نشتی، در I_B برابر صفر جریان I_C وجود دارد. این جریان، جریان نشتی تقویت شده است که از کلکتور عبور می‌کند. مقدار این جریان نشتی از رابطهٔ $I_C=(1+\beta)I_{CO}$ به دست می‌آید.



شکل ۶۰ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ خروجی

مثال ۱۳ــ۱ : با توجه به شکل ۶۱ــ۱ جریان نشتی تقویت شده در ترانزیستور حدود است؟



این منحنی مربوط به ترانزیستور شماره ۲N۲۲۱۹ است.

شکل ۶۱ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ خروجی به ازای بزرگ‌تر

پاسخ : با توجه به شکل ۶۱ ــ۱ به ازای I_B برابر صفر جریان I_C برابر است با :

$$I_C = ۰/۰۱mA = ۱۰\mu A$$

این جریان، جریان نشتی تقویت شده است که از کلکتور می‌گذرد.

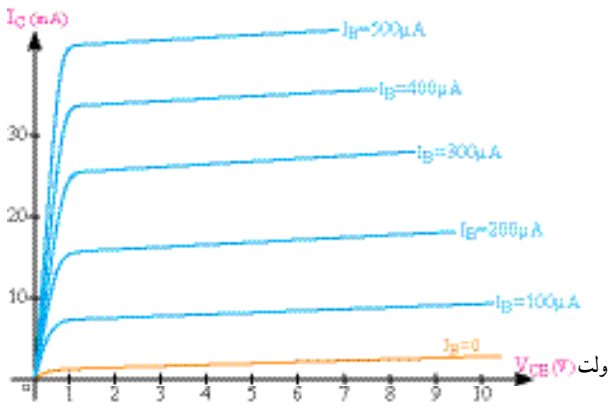
پ) بهرهٔ جریان : بهرهٔ جریان معمولاً در دو حالت استاتیک (β_{DC}) و دینامیک ($\beta_{ac} = hfe$) بیان می‌شود که قبلاً در مورد آن‌ها توضیح داده شده است و از روابط زیر محاسبه می‌شود.

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}|V_{CE} \quad \text{ثابت}$$

$$\beta_{ac} = hfe = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}|V_{CE} \quad \text{ثابت}$$

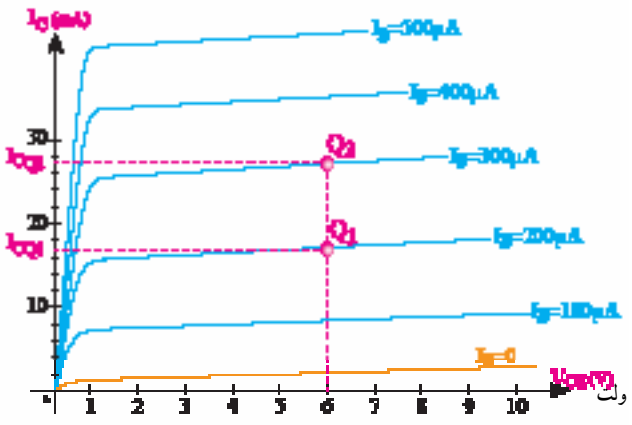
از روی منحنی‌های مشخصهٔ خروجی ترانزیستور می‌توان ضریب تقویت جریان را نیز به دست آورد.

مثال ۱۴ــ۱ : با استفاده از منحنی شکل ۶۲ــ۱ به ازای V_{CE} ثابت ۶ ولت و I_B=۲۰۰μA، β_{DC} را محاسبه کنید. اگر I_B از ۲۰۰ میکروآمپر تا ۳۰۰ میکروآمپر تغییر کند، hfe چه قدر است؟



شکل ۶۲ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ خروجی

پاسخ : مطابق شکل ۶۳ــ۱ از نقطهٔ V_{CE}=۶ ولت روی محور افقی خطی بر آن عمود می‌کنیم تا منحنی I_B=۲۰۰μA را در نقطهٔ $Q_۱$ و منحنی I_B=۳۰۰μA را در نقطهٔ $Q_۲$ قطع کند. از نقطهٔ $Q_۱$ و $Q_۲$ خطی بر محور عمودی (محور I_C) عمود می‌کنیم. محل تلاقی این خط با محور I_C، نقاط $I_{CQ۱}$ و $I_{CQ۲}$ را نشان می‌دهد.



شکل ۶۳ــ۱

$$\text{مختصات } Q_۱ \begin{cases} I_{CQ۱} = ۱۷mA \\ I_{BQ۱} = ۲۰۰\mu A = ۰/۲mA \end{cases}$$

از روی مختصات $Q_۱$ مقدار β_{DC} را محاسبه می‌کنیم.

$$\beta_{DC} = \frac{I_{CQ۱}}{I_{BQ۱}} = \frac{۱۷mA}{۰/۲mA} = ۸۵ \quad \text{مرتبه}$$

مختصات نقطهٔ $Q_۲$ را برای محاسبهٔ β_{AC} به دست می‌آوریم.

$$\text{مختصات } Q_۲ \begin{cases} I_{CQ۲} = ۲۷mA \\ I_{BQ۲} = ۳۰۰\mu A = ۰/۳mA \end{cases}$$

مقدار ΔI_C و ΔI_B را محاسبه می‌کنیم.

$$\Delta I_C = I_{CQ۲} - I_{CQ۱} = ۲۷ - ۱۷ = ۱۰mA$$

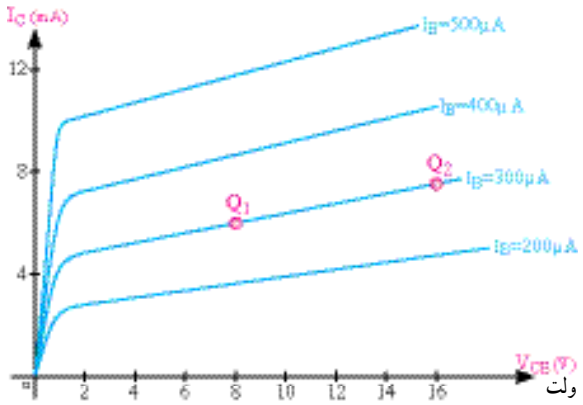
$$\Delta I_B = I_{BQ۲} - I_{BQ۱} = ۰/۳ - ۰/۲ = ۰/۱mA$$

با استفاده از ΔI_B و ΔI_C مقدار hfe را به دست می‌آوریم.

$$hfe = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{۱۰mA}{۰/۱mA} = ۱۰۰ \quad \text{مرتبه}$$

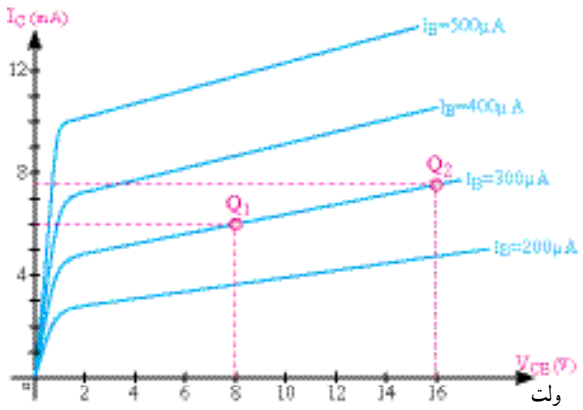
ت) مقاومت خروجی ترانزیستور: مقاومت خروجی ترانزیستور، مقاومت کلکتور امیتر ترانزیستور در نقطهٔ کار مشخص شده است و از رابطهٔ : ثابت I_B | $R_{OCE}=\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$ به دست می‌آید. مقاومت خروجی ترانزیستور در داخل ترانزیستور قرار داشته و با مقاومت بار کاملاً متفاوت است.

مثال ۱۵ــ۱ : با توجه به شکل ۶۴ــ۱ از روی منحنی $I_B=۳۰۰\mu A$، اگر نقطهٔ کار از $Q_۱$ تا $Q_۲$ تغییر کند، مقاومت خروجی ترانزیستور را محاسبه کنید.



شکل ۶۴ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ خروجی

پاسخ : مطابق شکل ۶۵ ــ۱ از نقاط $Q_۱$ و $Q_۲$ دو خط بر محور V_{CE} و I_C عمود می‌کنیم، مقادیر V_{CE} و I_C را روی محورها می‌خوانیم.



شکل ۶۵ــ۱

$$Q_۱ \text{ مختصات } \begin{cases} V_{CEQ۱}=۸V \\ I_{CQ۱}=۶mA \end{cases}$$

$$Q_۲ \text{ مختصات } \begin{cases} V_{CEQ۲}=۱۶V \\ I_{CQ۲}=۷/۵mA \end{cases}$$

با محاسبهٔ ΔV_{CE} و ΔI_C ، R_O محاسبه می‌شود.

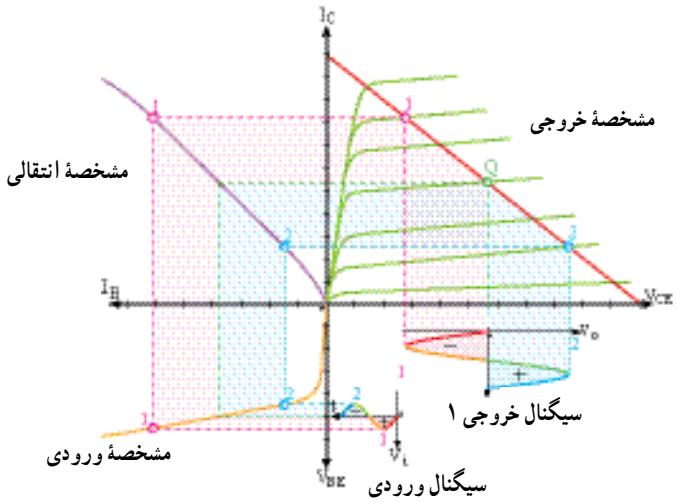
$$\Delta V_{CE}=V_{CEQ۲}-V_{CEQ۱}$$
$$\Delta V_{CE}=۱۶-۸=۸V$$
$$\Delta I_C=I_{CQ۲}-I_{CQ۱}$$
$$\Delta I_C=۷/۵-۶=۱/۵mA$$
$$R_O=\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}=\frac{۸V}{۱/۵mA}$$
$$R_O=۵/۳۳K\Omega$$

۱۰ــ۱ــ بررسی تقویت سیگنال الکتریکی از روی منحنی‌های مشخّصهٔ ترانزیستور

برای درک چگونگی تقویت سیگنال، از روی منحنی‌های مشخّصهٔ ورودی، انتقالی و خروجی با توجّه به نقطهٔ کار و خط بار به مطالب زیر توجّه کنید.

همان طور که قبلاً گفتیم، سیگنال ورودی به بیس ــ امیتر داده می‌شود؛ بنابراین، ولتاژ V_{BE} یک ولتاژ متغیر حول نقطهٔ کار ورودی خواهد شد. با تغییرات V_{BE}، I_B نیز تغییر می‌کند.

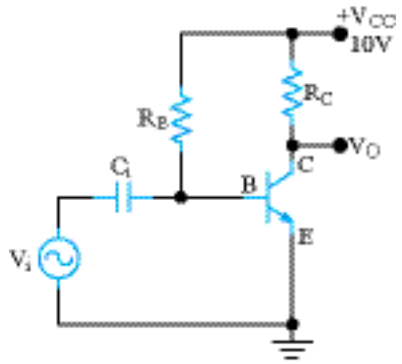
تغییرات I_B سبب تغییرات I_C می‌شود و تغییرات I_C ، تغییرات V_{CE} را به دنبال دارد که خروجی تقویت‌کننده است. در شکل ۶۶ــ۱ مراحل تقویت را مشاهده می‌کنید.



شکل ۶۶ــ۱ــ نحوهٔ تقویت سیگنال متناوب روی منحنی‌های مشخصه

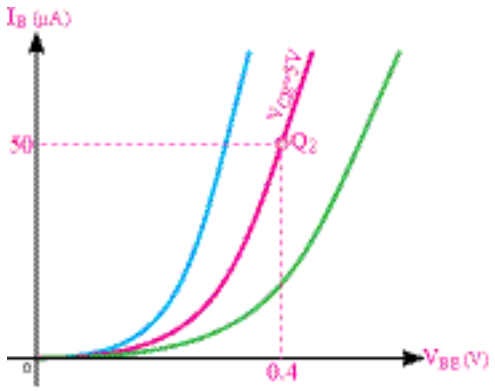
همان‌طور که می‌بینید، در نیم سیکل مثبت، زمانی که ولتاژورودی اضافه می‌شود (۱) دامنهٔ سیگنال خروجی (V_{CE}) کاهش می‌یابد. لذا بین سیگنال ورودی و خروجی یک اختلاف فاز ۱۸۰ درجه به وجود می‌آید. برای بررسی دقیق چگونگی تقویت، بحث را با یک مثال عددی پی می‌گیریم.

مثال ۱۶ــ۱ : به مدار تقویت‌کنندهٔ شکل ۶۷ــ۱ توجه کنید. در این مدار می‌خواهیم چگونگی تقویت‌کنندگی را نشان دهیم.



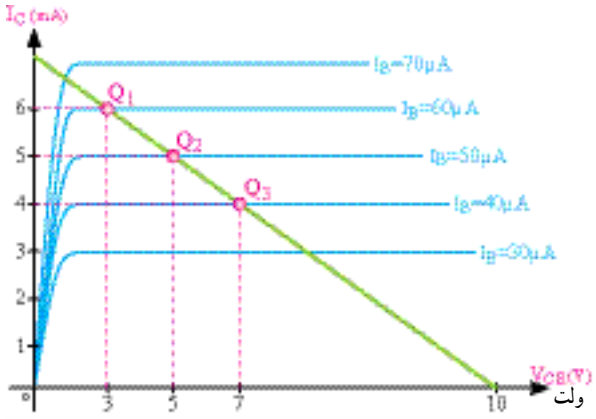
شکل ۶۷ــ۱ مدار تقویت‌کننده

فرض کنید مقادیر R_B و R_C طوری انتخاب شده باشند که نقطهٔ کار ترانزیستور در روی منحنی مشخصهٔ ورودی شکل ۶۸ــ۱ در نقطهٔ Q_2 قرار گرفته باشد.



شکل ۶۸ــ۱ــ منحنی مشخصهٔ ورودی

مختصات نقطهٔ کار Q_2 در روی منحنی مشخصهٔ خروجی در شکل ۶۹ــ۱ نشان داده شده است.

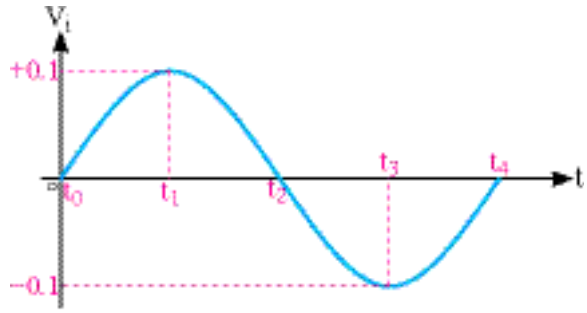


شکل ۶۹ــ۱ــ مختصات نقطهٔ کار Q_2

از روی منحنی‌ها مختصات کامل نقطهٔ کار Q_2 را استخراج می‌کنیم، نتیجه خواهد شد :

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

اکنون ولتاژ متناوب سینوسی با دامنهٔ ۰/۱ ولت را به ورودی مدار اعمال می‌کنیم و به بررسی وضع ترانزیستور در هر لحظه می‌پردازیم. شکل ۷۰ــ۱ این موج و دامنهٔ آن را در لحظات مختلف نشان می‌دهد.



شکل ۷۰ــ۱ــ موج متناوب سینوسی

در هر لحظه می‌توان نوشت :

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

V_{BE}= ولتاژ بیس امیتر در نقطهٔ کار DC

V_{be}= ولتاژ لحظه‌ای بیس امیتر

در لحظهٔ t_0 ولتاژ متناوب ورودی برابر صفر است لذا $V_{be} = 0 + 0/4 = 0/4$ V نقطهٔ کار Q_2 تغییری نمی‌کند. در

لحظهٔ t_1 دامنهٔ ولتاژ متناوب سینوسی برابر ۰/۱ ولت است لذا $V_{be}=۰/۱+۰/۴=۰/۵$ V با افزایش V_{be}، I_B افزایش یافته و نقطهٔ کار از Q_2 به نقطهٔ Q_1 انتقال می‌یابد. در لحظهٔ t_2، $V_i=۰$ و $V_{be}=۰/۴$ V و نقطهٔ کار به Q_2 برمی‌گردد. در لحظهٔ t_3، $V_i=-۰/۱$ V و $V_{be}=-۰/۱+۰/۴=۰/۳$ V می‌شود و با کم شدن V_{be}، I_B کاهش یافته و نقطه کار از Q_2 به Q_3 تغییر می‌یابد.

در لحظات t_1 و t_3 که نقطهٔ کار تغییر می‌کند، نقطهٔ کار جدید را به دست می‌آوریم.

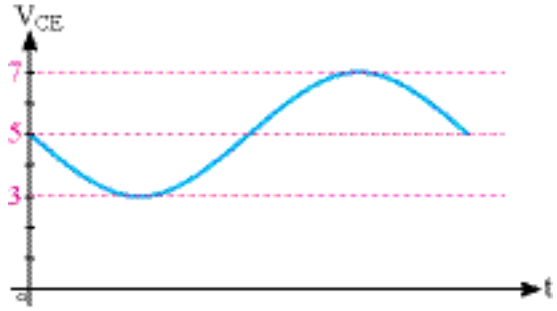
نتیجه چنین است :

$$Q_{t1}\begin{cases}V_{be}=۰/۵V\\I_B=۶۰\mu A\\I_C=۶mA\\V_{CE}=۳V\end{cases}\qquad Q_{t3}\begin{cases}V_{be}=۰/۳V\\I_B=۴۰\mu A\\I_C=۴mA\\V_{CE}=۷V\end{cases}$$

بنابراین، با اعمال ولتاژ به ورودی، نقطهٔ کار بین Q_1 و Q_3 نوسان می‌کند. به عبارت دیگر، ولتاژی با دامنهٔ نوسان حداکثر ۰/۲ ولت به ورودی داده شده است و ولتاژی با دامنهٔ 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 DC از منبع متناوب است زیرا در این صورت، نقطهٔ کار ترانزیستور به هم می‌خورد.

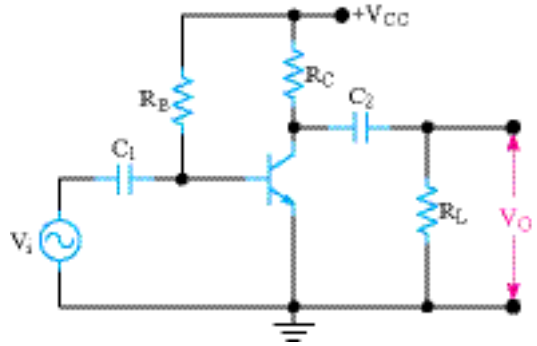
گفتیم که خروجی را می‌توان از کلکتور امیتر ترانزیستور گرفت، امّا توجه داشته باشید که این ولتاژ دارای دو مؤلفهٔ ac و DC، مطابق شکل ۷۱ــ۱ است.



شکل ۷۱ــ۱ــ سیگنال خروجی بدون خازن C_2

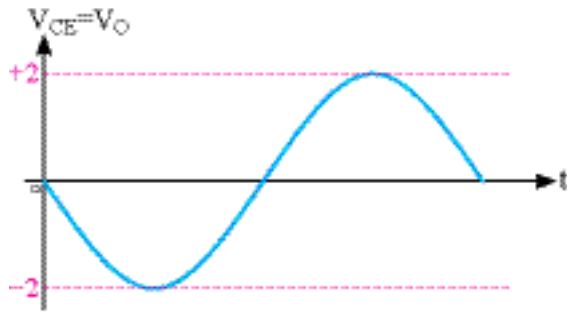
برای جدا کردن مؤلفه ac از مؤلفه DC از یک خازن مطابق شکل ۷۲ــ۱ در خروجی مدار استفاده می‌کنیم (خازن C_2) و بار (بلندگو و غیره) را توسط این خازن به کلکتور وصل می‌کنیم.

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



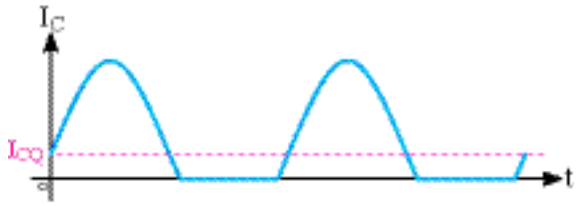
شکل ۷۲ــ۱ــ مدار یک تقویت‌کننده با خازن‌های کوپلاژ

شکل ۷۳ــ۱ سیگنال متناوب تقویت شده خروجی را که مؤلفهٔ DC آن توسط خازن کوپلاژ C_2 حذف شده است، نشان می‌دهد.

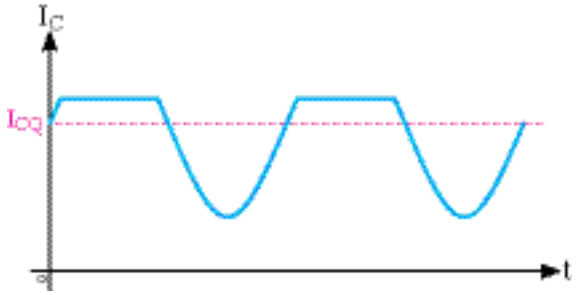


شکل ۷۳ــ۱ــ سیگنال متناوب خروجی بدون مؤلفهٔ DC

اگر نقطهٔ کارDC در محل مناسب انتخاب نشود، در شکل جریان کلکتور و ولتاژ خروجی تغییر نامطلوب (اعوجاج) ایجاد می‌شود. شکل‌های ۷۴ــ۱ و ۷۵ــ۱ تغییر شکل ناشی از تغذیهٔ ناکافی و بیش از اندازه را روی جریان کلکتور نشان می‌دهد.



شکل ۷۴ــ۱ــ اعوجاج ناشی از تغذیهٔ ناکافی

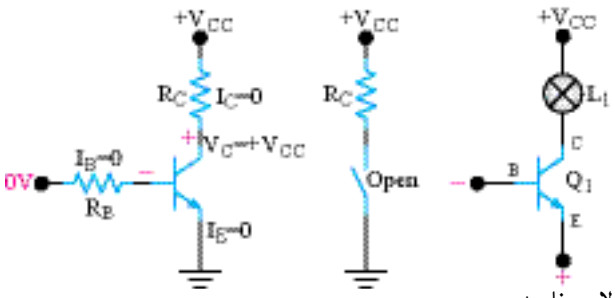


شکل ۷۵ــ۱ــ اعوجاج ناشی از تغذیهٔ بیش از اندازه

۱۱ــ۱ــ عمل کلیدزنی (سوئیچینگ) ترانزیستور

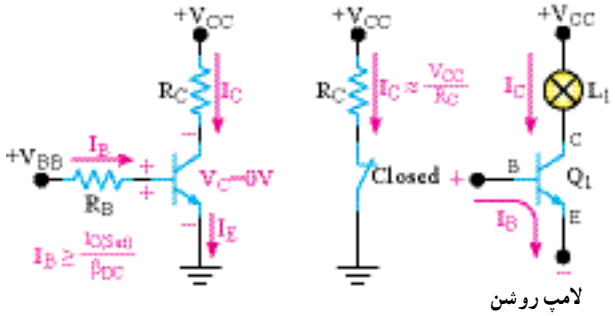
همان‌طور که می‌دانید، هر کلیدی دارای دو وضعیت قطع و وصل است. وقتی که کلید قطع (خاموش) است، مقاومت الکتریکی بسیار زیادی دارد، امّا وقتی که وصل (روشن) است، دارای مقاومت فوق‌العاده کمی است. برای تغییر دادن وضعیت یک کلید معمولی انرژی مکانیکی مورد نیاز است.

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 به کار گرفتن ترانزیستورها به عنوان کلید می‌توان اشکالات فوق را از میان برداشت. ترانزیستور معمولی را می‌توان به عنوان کلید به کار برد. با بررسی مدار شکل ۷۶ــ۱ می‌بینیم که مقاومت بین کلکتور و امیتر تابعی از جریان موافقی است که از پیوند بیس 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.



شکل ۷۶ــ۱ــ ترانزیستور به عنوان کلید باز

با وصل یک ولتاژ مثبت به بیس و قرار دادن ترانزیستور در ناحیه اشباع مانند شکل ۷۷ــ۱ جریان در پیوند بیس امیتر برقرار 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 داده شده به مصرف‌کننده را در محدودهٔ وسیعی بین دو حالت قطع و وصل تغییر دهد و به همین دلیل، بر کلیدهای مکانیکی یا الکترومغناطیسی برتری دارد.



شکل ۷۷ــ۱ــ ترانزیستور به عنوان کلید بسته

۱۲ــ۱ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۱۲ــ۱ــ منحنی تغییرات V_{BE} ، I_B به ازای یک ولتاژ معین از ..... منحنی مشخصهٔ ..... نام دارد.

۲ــ۱۲ــ۱ــ اگر نقطهٔ کار ترانزیستور در ..... و در ..... باشد ترانزیستور مانند یک کلید عمل می‌کند.

صحیح یا غلط

۳ــ۱۲ــ۱ــ هدایت انتقالی ترانزیستور از رابطهٔ

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

به دست می‌آید.

صحیح ☐ غلط ☐

۴ـ۱۲ـ۱ـ مقاومت خروجی یک تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری از رابطه :

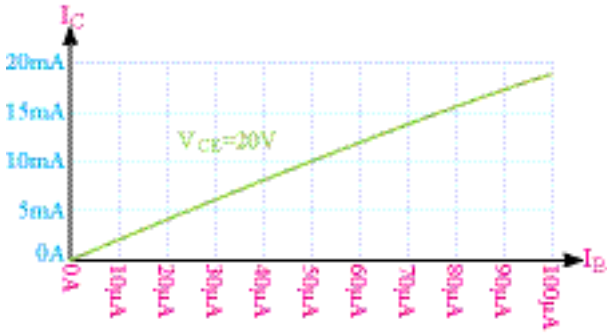
$$R_O = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \Big|_{I_B \text{ ثابت}}$$

به دست می‌آید.

☐ صحیح ☐ غلط

چهار گزینه‌ای

۵ـ۱۲ـ۱ـ از روی منحنی مشخصهٔ شکل ۷۸ـ۱ کدام کمیت ترانزیستور را می‌توان به دست آورد؟



شکل ۷۸ـ۱

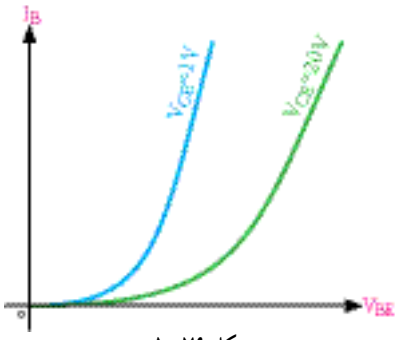
۱ـ AI (بهرهٔ جریان تقویت‌کننده)

۲ـ β_{DC} (بهرهٔ جریان استاتیکی)

۳ـ R_i (مقاومت ورودی تقویت‌کننده)

۴ـ AV (بهرهٔ ولتاژ تقویت‌کننده)

۶ـ۱۲ـ۱ـ درمنحنی مشخصهٔ ورودی ترانزیستور در شکل ۷۹ـ۱ اگر V_{BE} ثابت باشد، با افزایش V_{CE} ، کدام گزینه صحیح است؟



شکل ۷۹ـ۱

۱ـ I_B زیاد می‌شود.

۲ـ I_B کم می‌شود.

۳ـ I_B ثابت می‌ماند.

۴ـ I_C زیاد می‌شود.

محاسباتی

۷ـ۱۲ـ۱ـ با توجه به جدول ۱ـ۱ در نقطهٔ A مقاومت استاتیکی و از نقطهٔ B تا C مقاومت دینامیکی دیودبیس امیتر ترانزیستور را به دست آورید.

جدول ۱ـ۱

نقطه	V_{BE}(ولت)	I_B(میکرو آمپر)
A	۰/۵	۲۰۰
B	۰/۶	۳۰۰
C	۰/۷	۴۰۰

۸ـ۱۲ـ۱ـ اگر I_{CQ} در یک تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری 5mA باشد هدایت انتقالی ترانزیستور را محاسبه کنید.(در دمای محیط)

فصل دوم

مشخصات ویژهٔ تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری

زمان اجرا : ۲۰ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی انواع بایاس تقویت‌کننده‌ها و مقایسهٔ سه نوع آرایش تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری

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

۱ــ انواع روش‌های تغذیه ترانزیستور (بایاس) را تجزیه و تحلیل کند.

۲ــ تأثیر تغییر مقاومت‌های بایاس را روی نقطهٔ کار ترانزیستور شرح دهد.

۳ــ تقویت‌کننده‌های امیترمشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک و کاربرد آن‌ها را شرح دهد.

۴ــ تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری را از نظر سیگنال AC تجزیه و تحلیل کند.

۵ــ مشخصات ویژه تقویت‌کننده (بهره ولتاژ، بهره جریان، R_i ، R_o و ...) را نام ببرد.

۶ــ انواع تقویت‌کننده‌ها را از نظر مشخصات ویژه با یک دیگر مقایسه نماید.

۷ــ فیدبک را تعریف کند.

۸ــ فیدبک منفی و اثر آن بر مشخصات تقویت‌کننده را شرح دهد.

۹ــ بوت استراپ را شرح دهد.

۱۰ــ تأثیر بوت استراپ کردن مقاومت را در خنثی‌سازی مقاومت‌های بایاس شرح دهد.

۱۱ــ بهره را در تقویت‌کننده‌های ترانزیستوری بر حسب دسی‌بل محاسبه کند.

۱۲ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

برای بررسی یک تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری ابتدا باید ترانزیستور را بایاس کرد، یعنی دیود بیس امیتر را در بایاس موافق و دیود کلکتور 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، بهرهٔ ولتاژ و بهرهٔ جریان ترانزیستور در آرایش‌های مختلف با یک‌دیگر متفاوت است. در این فصل علاوه بر موارد گفته شده، اثر مقاومت‌های تأمین بایاس را بر امپدانس ورودی با استفاده از روش بوت استراپ مورد بررسی قرار می‌دهیم. چگونگی استفاده از فیدبک منفی به منظور جبران حرارتی (جلوگیری از ازدیاد حرارت) ترانزیستور از دیگر نکات مورد بحث در این فصل خواهد بود.

۱ــ۲ــ روش‌های مختلف تغذیهٔ ترانزیستور

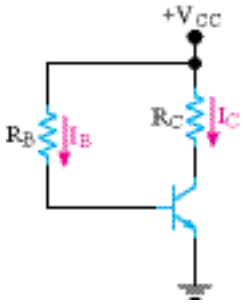
برای آن‌که ترانزیستور به عنوان تقویت‌کننده درست عمل کند و در سیگنال ورودی اعوجاج به وجود نیاورد، باید به طور صحیح تغذیه شود. تغذیهٔ ناکافی و نیز تغذیهٔ بیش از حد، ممکن است

در سیگنال خروجی تغییر شکل (اعوجاج) به وجود آورد. به علاوه، تغذیهٔ بیش از حد موجب اتلاف توان می‌شود و بازده (Efficiency) تقویت‌کننده را پایین می‌آورد. تغذیه ترانزیستور را با جریان مستقیم بایاسینگ (Biasing) می‌گویند. بایاسینگ، ترانزیستور را از نظر ولتاژ DC در یک وضعیت ثابت قرار می‌دهد، به این وضعیت ثابت حالت آرامش یا سکون (Quiescent Point) یا نقطهٔ کار ترانزیستور می‌گویند. یک ترانزیستور باید طوری بایاس شود که همواره پیوند بیس امیتر آن در گرایش مستقیم (Forward Bias) و پیوند کلکتور بیس آن در گرایش معکوس (Reverse Bias) قرار گیرد. در این شرایط است که از ترانزیستور می‌توانیم به‌عنوان تقویت‌کننده، رگولاتور و ... استفاده نماییم.

نکتهٔ مهم : فقط در بعضی کاربردهای ویژه است که ترانزیستور به عنوان یک کلید ایده‌آل در دو حالت اشباع و قطع عمل می‌کند. در حالت اشباع ،پیوند کلکتور بیس در گرایش مستقیم قرار می‌گیرد.

بایاس ترانزیستور، جهت تأمین نقطهٔ کار مناسب با یکی از سه روش زیر انجام می‌گیرد.

۱ــ۱ــ۲ــ تغذیهٔ ثابت (Fixed Bias) :در این نوع بایاس که مدار آن در شکل ۱ــ۲ نشان داده شده است، مقدار جریان بیس یعنی I_B همواره ثابت باقی می‌ماند.



شکل ۱ــ۲ــ بایاس ثابت

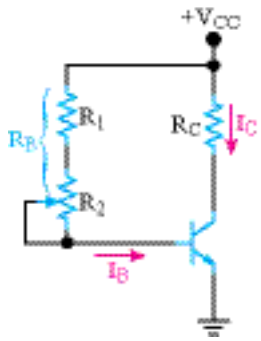
در صورتی که در شکل ۱ــ۲ معادلهٔ KVL را در حلقهٔ ورودی بنویسیم، مقدار جریانی که از بیس ترانزیستور می‌گذرد از رابطهٔ زیر به دست می‌آید.

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

در این معادله مقدار V_{CC} ثابت و مقدار V_{BE} تقریباً ثابت است، بنابراین در صورتی که بپذیریم V_{BE} تقریباً ثابت است، می‌توانیم بگوییم که تنها عامل تعیین‌کنندهٔ جریان بیس مقدار مقاومت R_B است و با انتخاب یک مقدار معیّن برای R_B، مقدار جریان بیس با تقریب قابل قبول تعریف می‌شود. در این مدار مقدار جریانی که از کلکتور ترانزیستور می‌گذرد برابر است با معادلهٔ (۲ــ۲)

$$I_C = \beta I_B$$

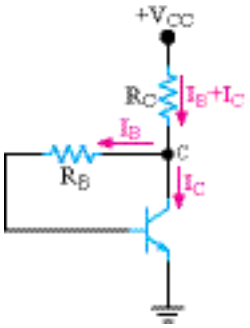
با توجه به معادلهٔ (۲ــ۲)، مقدار جریان I_C به مقدار βی ترانزیستور بستگی دارد. چون مقدار β برای ترانزیستورهای مختلف (حتی از یک نوع) تغییر می‌کند، در صورت تعویض ترانزیستور نقطهٔ کار مدار نیز تغییر خواهد کرد. برای ثابت نگه داشتن نقطهٔ کار ترانزیستور، پتانسیومتر R_2 را مطابق شکل ۲ــ۲ با R_1 سری می‌کنیم. حال اگر نقطهٔ کار ترانزیستور در صورت فرسودگی یا تعویض ترانزیستور تغییر کند، می‌توانیم با تنظیم پتانسیومتر R_2 مقدار جریان I_B را به حالت اولیه برگردانیم.



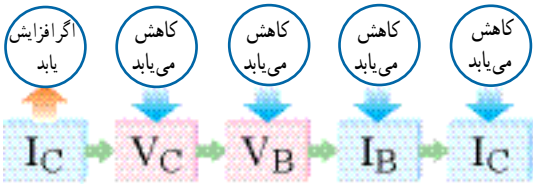
شکل ۲ــ۲ــ تصحیح نقطهٔ کار به کمک پتانسیومتر R_2

۲ــ۱ــ۲ــ تغذیهٔ خودکار (Automatic Bias) : در مدار شکل ۱ــ۲ نقطهٔ کار تا حد زیادی به مقدار β ی ترانزیستور وابسته است و با تغییر β ، نقطهٔ کار جابجا می‌شود. برای این‌که مدار فوق در برابر تغییرات β ثبات بیش‌تری داشته باشد، می‌توانیم به جای آن‌که تغذیهٔ بیس ترانزیستور را مستقیماً از V_{CC} تأمین کنیم، طبق شکل ۳ــ۲ ولتاژ تغذیهٔ بیس را از کلکتور ترانزیستور دریافت نماییم. به این ترتیب، با افزایش مقدار جریان I_C ، ولتاژ کلکتور کاهش می‌یابد. با کاهش ولتاژ کلکتور، ولتاژ بیس کم

می‌شود و جریان بیس را کاهش می‌دهد. بنابراین هرگونه تغییر در I_C، اثر معکوس روی جریان I_B می‌گذارد.



شکل ۳ــ۲ــ بایاس خودکار



تغییرات I_C اثر معکوس روی I_B دارد

برای درک بهتر موضوع، معادلهٔ حلقهٔ خروجی را با توجه به شکل ۳ــ۲ می‌نویسیم و ولتاژ کلکتور ترانزیستور یعنی ولتاژ نقطهٔ C را به دست می‌آوریم.

معادلهٔ (۳ــ۲)

$$V_{CC} = V_{RC} + V_C \Rightarrow V_C = V_{CC} - V_{RC}$$

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

بر اساس معادلهٔ ۳ــ۲ با افزایش مقدار جریان I_C، افت ولتاژ دو سر مقاومت R_C یعنی $(I_B+I_C)R_C$ بیش‌تر می‌شود و ولتاژ نقطهٔ C کاهش می‌یابد. کاهش پتانسیل نقطه C موجب کاهش اختلاف پتانسیل دو سر مقاومت R_B می‌شود و این امر مقدار جریان I_B را کاهش می‌دهد زیرا :

$V_{RB}=V_C-V_{BE}$ است، پس می‌توانیم بنویسیم :

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

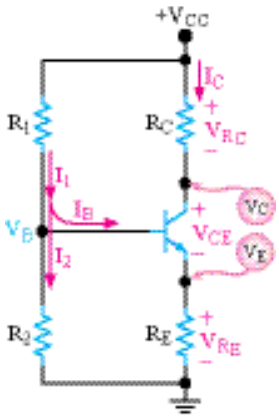
بنابراین، مدار به گونه‌ای عمل می‌کند که با کم شدن مقدار I_B، از مقدار جریان I_C کاسته می‌شود، زیرا $I_C = \beta I_B$ است. این کاهش جریان افت ولتاژ دو سر مقاومت R_C را نسبت به حالت فرضی اولیه کم‌تر می‌کند و ولتاژ نقطهٔ C را دوباره بالا می‌برد.

افزایش ولتاژ نقطه C، ولتاژ دوسر مقاومت R_B و V_{BE} را افزایش می‌دهد. با افزایش V_{BE} مقدار جریان I_B زیاد می‌شود.

این نوع تغذیه را که به طور خودکار ولتاژ روی کلکتور ترانزیستور کنترل می‌شود، تغذیهٔ خودکار می‌نامند. به علت آن که تغذیهٔ بیس از کلکتور ترانزیستور گرفته می‌شود تغذیهٔ کلکتور بیس نیز نام‌گذاری شده است. می‌توان چرخهٔ کنترل تغییرات جریان I_C و اثر آن روی I_B را به صورت زیر خلاصه کرد.

۳ــ۱ــ۲ــ بایاس با مدار تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی (Voltage divider Bias) یا تغذیهٔ سرخود (Self Bias) :

در مواردی که حتی تغییرات جزئی V_{CE} و V_{CC} نیز بر عملکرد مدار اثر نامطلوب می‌گذارد، می‌توان از مدار شکل ۴ــ۲ استفاده کرد. در این مدار نقطهٔ کار ترانزیستور در حد قابل قبول تثبیت شده است و در شرایط خاص تا حدودی مستقل از β ی ترانزیستور است. در این مدار مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_1 و R_2 ولتاژ تغذیهٔ بیس ترانزیستور را تأمین می‌کند. برای آن‌که V_B تقریباً ثابت بماند، باید مقدار جریان I_B، در مقایسه با مقدار جریان I_2، قابل چشم‌پوشی باشد. برای تحقّق این امر، باید مقاومت تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_2 خیلی کوچک‌تر از مقاومت ورودی ترانزیستور (مقاومت استاتیکی، از پایه بیس ترانزیستور نسبت به شاسی) انتخاب شود.



شکل ۴ــ۲ــ تغذیهٔ سرخود

در عمل معمولاً مقدار I_2 را ۵ تا ۱۰ برابر I_B در نظر می‌گیرند. در این شرایط با توجه به کوچک بودن I_B در مقایسه با I_2، عملاً (با تقریب قابل قبول) می‌توان معادلهٔ V_B را از تقسیم ولتاژ V_{CC} بین دو مقاومت R_1 و R_2 به دست آورد.

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

می‌دانیم V_E برابر است با

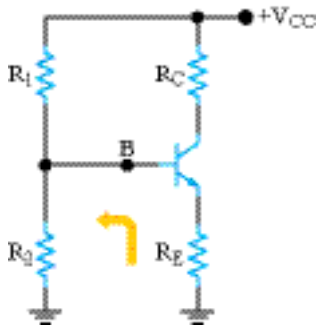
$$V_E = V_B - V_{BE}$$

از طرفی جریانی که از پایهٔ امیتر ترانزیستور خارج می‌شود برابر است با $I_E = \frac{V_E}{R_E}$

چون I_B خیلی کوچک‌تر از I_C است با تقریب قابل قبول می‌توان نوشت $I_C = I_E$. با توجه به کم بودن جریان I_B در مقایسه با I_E و I_C ملاحظه می‌شود که مقدار جریان I_C بیش‌تر به V_{CC} و مقاومت‌های مدار وابسته است و تقریباً به βی ترانزیستور وابستگی ندارد. در صورتی که شرایط تقریب قابل قبول حاکم باشد، با تعویض ترانزیستور تغییرات جریان I_C و V_{CE} قابل توجه نخواهد بود و به راحتی می‌توان از این تغییرات صرف‌نظر کرد.

۲ــ۲ــ مدار معادل تونن بایاس سرخود

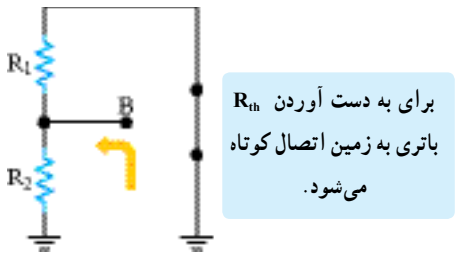
برای تشریح نقش R_1 و R_2 و بررسی نحوهٔ ایجاد پایداری حرارتی در مدار، ابتدا معادل تونن ورودی مدار را با توجه به تقریب‌های قابل قبول از نقطهٔ B در مدار شکل ۵ــ۲ به دست می‌آوریم.



شکل ۵ــ۲ــ مدار بایاس سرخود

در این حالت مجموعهٔ ترانزیستور، مقاومت R_E و مقاومت R_C به عنوان بار فرض می‌شود.

بنابراین با توجه به شکل ۶ــ۲ مقاومت معادل تونن (R_{th}) از موازی شدن دو مقاومت R_1 و R_2 به دست می‌آید.

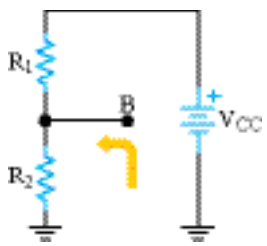


برای به دست آوردن R_{th} باتری به زمین اتصال کوتاه می‌شود.

شکل ۶ــ۲ــ مدار معادل برای محاسبهٔ R_{th}

$$R_{th} = R_1 \| R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

با قرار دادن باتری V_{CC} در مدار مطابق شکل ۷ــ۲ ولتاژ معادل تونن (V_{th}) را به دست می‌آوریم.

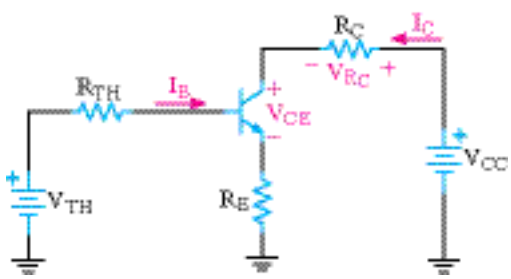


شکل ۷ــ۲ــ مدار معادل برای به دست آوردن V_{th}

مقدار ولتاژ معادل تونن، افت ولتاژ دوسر مقاومت R_2 است، پس می‌توانیم بنویسیم.

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

با توجه به محاسبات انجام شده، مدار معادل تونن بایاس سرخود به صورت مدار شکل ۸ــ۲ به دست می‌آید.



شکل ۸ــ۲ــ مدار تغذیهٔ سرخود با جایگزینی مدار معادل تونن در ورودی

در مدار معادل تونن، باتری مربوط به ولتاژ معادل تونن (V_{th})، بایاس دیود بیس امیتر را بر عهده دارد.

R_E جهت پایداری حرارتی در مدار به کار می‌رود که در مورد نقش آن توضیح داده خواهد شد. برای افزایش پایداری حرارتی در مدار فوق، باید مقاومت R_E در مقایسه با مقدار R_{th} نسبتاً زیاد انتخاب شود. از طرفی افزایش مقدار مقاومت R_E بهرهٔ ولتاژ مدار را به شدّت پایین می‌آورد. هم‌چنین کاهش مقدار مقاومت R_{th}، امپدانس ورودی مدار را کاهش می‌دهد. کاهش امپدانس ورودی موجب اتلاف زیاد توان DC در مدار و پایین آمدن بازده آن می‌شود.

بنابراین در تعیین مقدار R_E باید یک حد متعادلی رعایت شود. برای محاسبهٔ مقدار R_E می‌توانیم بنویسیم :

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

$$R_E = \frac{V_B - V_{BE}}{I_E}$$

افت ولتاژ V_E در مقایسه با تغییرات احتمالی V_{BE} باید آن‌قدر بزرگ باشد که نتواند I_E را تحت تأثیر نوسانات ناخواستهٔ V_{BE} در اثر حرارت قرار دهد.

از سه نوع بایاس گفته شده، تغذیهٔ سرخود مناسب‌ترین نوع آن است، زیرا با انتخاب مناسب مقادیر مقاومت‌های R_E، R_1 و R_2 می‌توان به درجهٔ پایداری حرارتی مورد نیاز رسید.

نکتهٔ مهم: محاسبات دقیق مربوط به R_E، R_C، R_1 و R_2 با در نظر گرفتن I_B قابل اجرا است. یادآور می‌شود که محاسبات تقریبی ذکر شده که بر مبنای حذف I_B صورت گرفته است، در سطح هنرستان قابل قبول و از نظر عملی قابل اجرا می‌باشد.

۳ــ۲ــ تأثیر تغییر مقاومت‌های بایاس روی ولتاژ و جریان پایه‌های ترانزیستور

در این مرحله، تأثیر تغییر مقاومت‌های بایاس را روی ولتاژ و جریان پایه‌های ترانزیستور مورد بررسی قرار می‌دهیم.

۱ــ۳ــ۲ــ تغییرات R_{B1} : با افزایش مقدار R_{B1} افت ولتاژ دوسر R_{B2} یعنی V_B کاهش می‌یابد. با استفاده از رابطهٔ V_B چگونگی کاهش ولتاژ V_B اثبات می‌شود.

$$V_B = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

اگر R_{B1} افزایش یابد، مخرج کسر زیاد می‌شود و V_B را کم می‌کند.

کاهش V_B سبب کاهش I_B و به تبع آن I_E و I_C و در نهایت کاهش V_E می‌شود. رابطهٔ I_E و V_E نیز این تغییرات را نشان می‌دهد.

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad \text{ثابت}$$

با کاهش V_B، V_E کاهش می‌یابد.

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

کاهش V_E سبب کاهش I_E و I_C می‌شود.

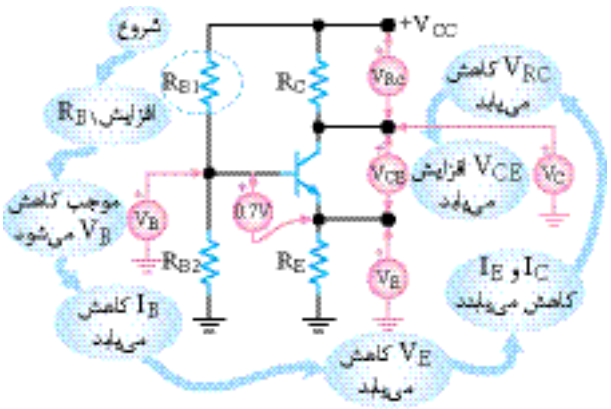
با کاهش I_C، افت ولتاژ در دوسر مقاومت R_C کم می‌شود و ولتاژ کلکتور ترانزیستور را افزایش می‌دهد.

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C$$

با کاهش $R_C I_C$ مقدار V_C زیاد می‌شود.

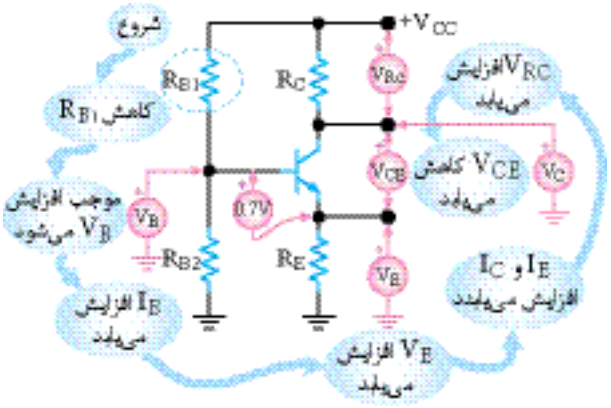
کاهش I_C سبب کاهش افت پتانسیل $R_C I_C$ می‌شود.

مراحل چگونگی افزایش R_{B1} روی شکل ۹ــ۲ نشان داده شده است.



شکل ۹ــ۲ــ اثر افزایش R_{B1} روی نقطهٔ کار

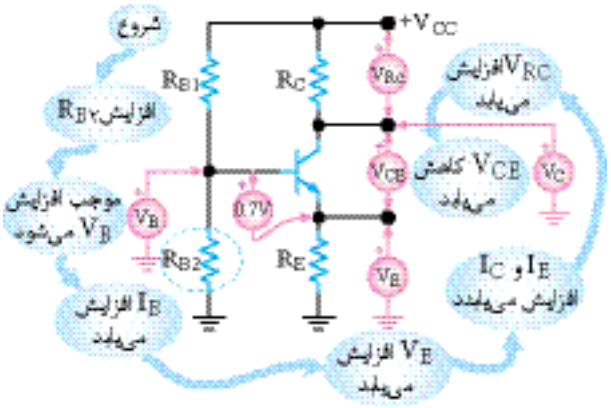
در صورتی که R_{B1} کاهش یابد روند این تغییرات به طور معکوس انجام می‌شود. مراحل تأثیر کاهش R_{B1} روی نقطهٔ کار ترانزیستور در شکل ۱۰ــ۲ نشان داده شده است.



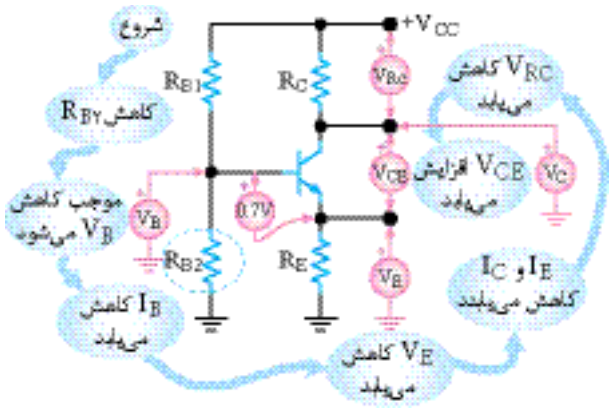
شکل ۱۰ــ۲ــ اثر کاهش R_{B1} روی نقطهٔ کار ترانزیستور

۲ــ۳ــ۲ــ تغییرات R_{B2} :با افزایش مقدار R_{B2} افت پتانسیل دوسر آن یعنی V_B افزایش می‌یابد. افزایش V_B سبب افزایش V_E و I_B می‌شود. افزایش V_E، I_E و I_C را زیاد می‌کند. با افزایش I_C، افت پتانسیل دوسر مقاومت R_C افزایش می‌یابد و پتانسیل کلکتور ترانزیستور را کاهش می‌دهد. با کاهش R_{B2} روند تغییرات گفته شده معکوس می‌شود.

مراحل تأثیر تغییر R_{B2} روی نقطهٔ کار ترانزیستور در شکل‌های ۱۱ــ۲ و ۱۲ــ۲ نشان داده شده است.



شکل ۱۱ــ۲ــ اثر افزایش R_{B2} روی نقطهٔ کار



شکل ۱۲ــ۲ــ اثر کاهش R_{B2} روی نقطهٔ کار

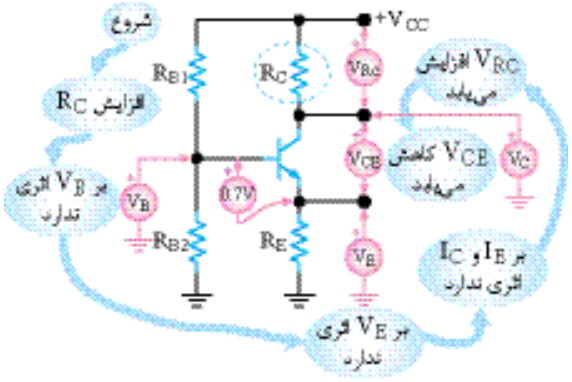
۳ــ۳ــ۲ــ تغییرات R_C :افزایش مقدار R_C بر V_B اثر نمی‌گذارد، زیرا طبق معادلهٔ $\frac{V_{CC}R_B}{R_{B1}\ R_{B2}}$ مقدار V_B به R_C بستگی ندارد.

چون V_B تغییر نمی‌کند، در مقدار V_E نیز تغییری حاصل نمی‌شود. در نتیجه مقدار جریان I_E و همین طور مقدار I_C تقریباً تغییر نمی‌کند. چون R_C زیاد شده است، افت پتانسیل دوسر آن یعنی $R_C I_C$ افزایش می‌یابد و موجب کاهش V_C می‌شود. زیرا

$V_C = V_{CC} - R_C I_C$ است.

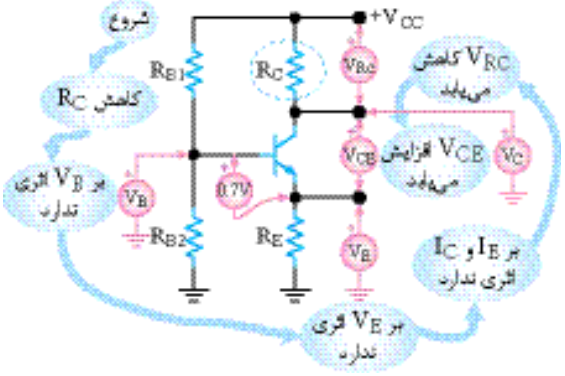
- V_C: V_C کاهش می‌یابد
- V_{CC}: ثابت است
- R_C: افزایش R_C موجب افزایش $R_C I_C$ می‌شود
- I_C: با توجه به تقریب‌های در نظر گرفته شده تقریباً ثابت است

در شکل ۱۳ــ۲ روند تأثیر افزایش R_C روی نقطهٔ کار ترانزیستور نشان داده شده است.



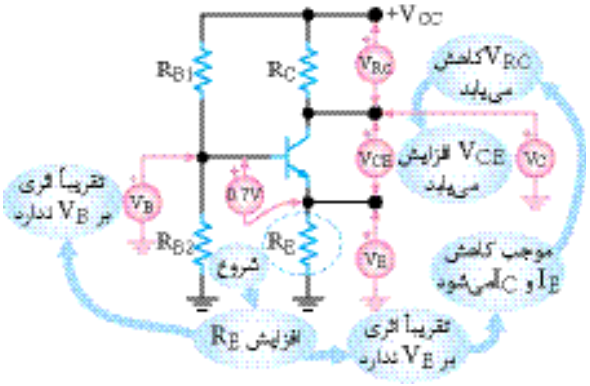
شکل ۱۳ــ۲ــ اثر افزایش R_C روی نقطهٔ کار ترانزیستور

در صورتی که R_C کاهش یابد، افت پتانسیل دوسر این مقاومت کاهش می‌یابد و سبب افزایش V_C می‌شود. روند تأثیر کاهش R_C را در روی نقطهٔ کار ترانزیستور در شکل ۱۴ــ۲ مشاهده می‌کنید.

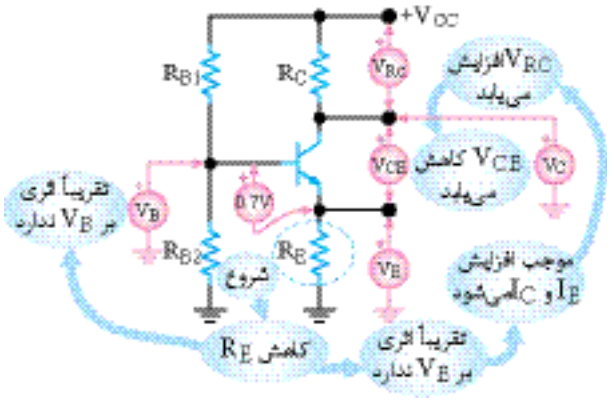


شکل ۱۴ــ۲ــ اثر کاهش R_C روی نقطهٔ کار ترانزیستور

۴ــ۳ــ۲ــ تغییرات R_E : با توجه به معادلات $V_B = \frac{V_{CC}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}$ و $V_E = V_B - V_{BE}$ و تقریب‌های در نظر گرفته شده، مشاهده می‌شود که این دو معادله به R_E بستگی ندارند. لذا تغییر R_E تقریباً تأثیری بر V_B و V_E ندارد و V_B و V_E تقریباً ثابت خواهند ماند. چون V_E تقریباً 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 ولتاژ دوسر مقاومت R_C با افزایش I_C زیاد و با کاهش I_C کم می‌شود و ولتاژ کلکتور ترانزیستور را کاهش یا افزایش می‌دهد. روند تأثیر تغییرات R_E روی نقطهٔ کار ترانزیستور در شکل‌های ۱۵ــ۲ و ۱۶ــ۲ نشان داده شده است.



شکل ۱۵ــ۲ــ تأثیر افزایش R_E بر نقطهٔ کار ترانزیستور



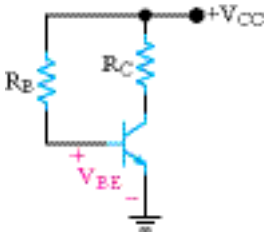
شکل ۱۶ــ۲ــ تأثیر کاهش R_E بر نقطهٔ کار ترانزیستور

۴ــ۲ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۴ــ۲ــ در شکل ۱۷ــ۲، $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$ است.

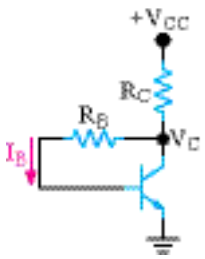
☐ صحیح ☐ غلط



شکل ۱۷ــ۲

کامل کردنی

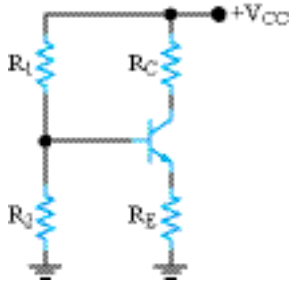
۲ــ۴ــ۲ــ در مدار شکل ۱۸ــ۲ اگر جریان I_B افزایش یابد، V_C ..... می‌یابد.



شکل ۱۸ــ۲

چهارگزینه‌ای

۳ـ۴ـ۲ـ در تقویت‌کنندهٔ شکل ۱۹ـ۲ اگر R_C را زیاد کنیم و سایر کمیت‌های مدار ثابت باشند چه تغییری در مدار رخ می‌دهد؟



شکل ۱۹ـ۲

۱ـ مقدار I_C زیاد می‌شود.

۲ـ V_C زیاد می‌شود.

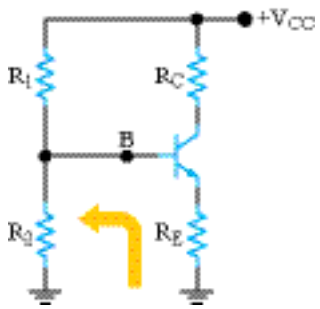
۳ـ V_E کم می‌شود.

۴ـ V_{CE} کم می‌شود.

تشریحی

۴ـ۴ـ۲ـ در مدار بایاس اتوماتیک اگر V_C (ولتاژ کلکتور) در اثر افزایش I_C، کاهش یابد چگونه مدار به طور خودکار ولتاژ نقطهٔ C (کلکتور) را تثبیت می‌کند؟ شرح دهید.

۵ـ۴ـ۲ـ مدار معادل تونن تقویت‌کنندهٔ بایاس سرخود شکل ۲۰ـ۲ را از نقطهٔ B رسم کنید و نحوهٔ محاسبهٔ V_{th} و R_{th} را شرح دهید.

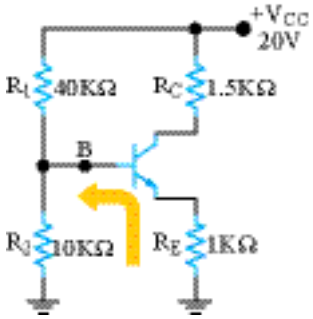


شکل ۲۰ـ۲

۶ـ۴ـ۲ـ تأثیر کاهش R_E را بر روی ولتاژ پایه‌ها و جریان پایه‌های یک مدار بایاس سرخود (با فرض ثابت بودن سایر کمیت‌ها) شرح دهید.

محاسباتی

۷ـ۴ـ۲ـ R_{th} و V_{th} مدار شکل ۲۱ـ۲ را از نقطهٔ B محاسبه کنید.



شکل ۲۱ـ۲

۵ـ۲ـ رفتار قطعاتِ مدارِ تقویت‌کننده در سیگنال AC و DC

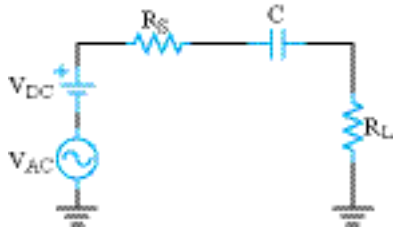
برای این که ترانزیستور به عنوان تقویت‌کننده عمل کند، پس از آن‌که ترانزیستور را در نقطهٔ کار مناسب (Q) بایاس نمودیم، یک سیگنال ac با دامنهٔ کم (Small Signal) را به ورودی ترانزیستور اعمال می‌کنیم. سیگنال ac با توجه به تغییراتی که دارد روی نقطهٔ کار DC ترانزیستور اثر می‌گذارد. این تغییرات نقطهٔ کار باعث تغییرات زیاد در جریان I_C می‌شود و در نهایت سیگنال را در خروجی ترانزیستور تقویت می‌کند. نحوهٔ تقویت سیگنال ac در مبحث ۱۰ـ۱ توضیح داده شده است.

در این مبحث به بررسی رفتار قطعاتِ مدارِ تقویت‌کننده در سیگنال DC و AC می‌پردازیم.

۱ـ۵ـ۲ـ عکس‌العمل خازن در مدار : با توجه به رابطهٔ مقاومت خازنی یعنی $X_c = \frac{1}{2\pi fc}$، مشاهده می‌شود در جریان DC چون f=0 است مقدار X_C برابر با بی‌نهایت می‌شود و خازن به صورت مدار باز عمل می‌کند. رابطه نشان می‌دهد که مقاومت خازنی با فرکانس (f) و ظرفیت خازن (c) نسبت عکس دارد. لذا در هنگام تزریق سیگنال ac به مدار، اگر فرکانس زیاد باشد با انتخاب ظرفیت مناسب، مقدار X_C بسیار کم می‌شود، به طوری که در حالاتی می‌توان آن را تقریباً

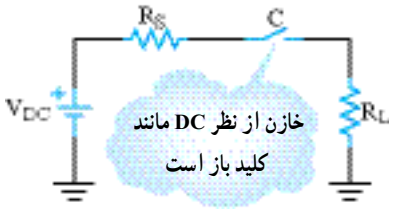
اتصال کوتاه در نظر گرفت. با توجه به این موضوع، خازن در مدارهای تقویت‌کننده به دو صورت کوپلاژ و بای پاس مورد استفاده قرار می‌گیرد.

الف) خازن کوپلاژ: خازن کوپلاژ، خازنی است که سیگنال ac را از مداری به مدار دیگر منتقل می‌کند و مانع عبور سیگنال DC می‌شود. شکل ۲۲ــ۲ خازن کوپلاژ را در مداری ساده نشان می‌دهد. این خازن با مولد سیگنال متناوب و بار R_L به صورت سری قرار گرفته است.



شکل ۲۲ــ۲ــ مدار ساده با خازن کوپلاژ

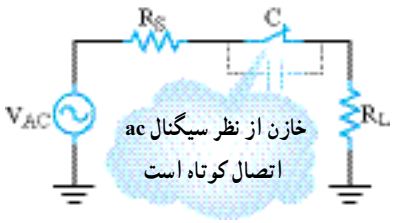
می‌دانیم خازن در سیگنال DC به صورت مدار باز عمل می‌کند. در فرکانس‌های پایین نیز خازن تقریباً رفتاری مشابه مدار باز دارد و نمی‌تواند تمام سیگنال متناوب را به بار انتقال دهد. شکل ۲۳ــ۲ رفتار خازن را در برابر سیگنال DC نشان می‌دهد.



شکل ۲۳ــ۲ــ خازن در برابر سیگنال DC

برای آن‌که خازن کوپلاژ بتواند قسمت اعظم سیگنال متناوب (ac) را به بار R_L انتقال دهد، باید در پایین‌ترین فرکانس سیگنال ac تقریباً به صورت اتصال کوتاه عمل کند. بدیهی است هر قدر فرکانس بالاتر می‌رود، مقدار مقاومت خازنی کم‌تر و خازن به حالت اتصال کوتاه کامل نزدیک‌تر می‌شود.

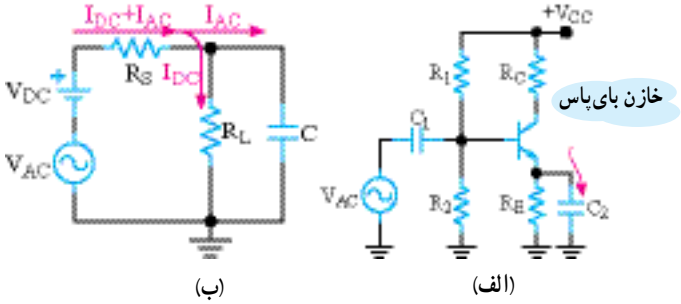
شکل ۲۴ــ۲ خازن را در مقابل سیگنال ac به صورت کلید بسته (تقریباً اتصال کوتاه) نشان می‌دهد.



شکل ۲۴ــ۲ــ معادل خازن در سیگنال AC

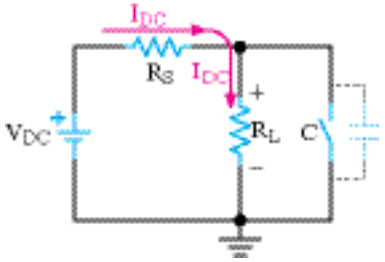
برای هنرجویان علاقه‌مند : تحقیق کنید که برای پذیرفتن حالت اتصال کوتاه خازن در جریان متناوب، چه رابطه‌ای باید بین مقادیر R_S ، R_L و X_C برقرار باشد.

ب) خازن بای‌پاس: شکل ۲۵ــ۲ــ الف و ب خازن بای‌پاس را در یک تقویت کننده بایاس سرخود و یک مدار ساده نشان می‌دهد.



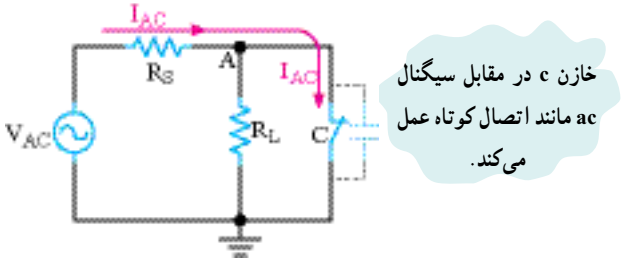
شکل ۲۵ــ۲ــ مدار ساده با خازن بای‌پاس

بر خلاف خازن کوپلاژ که با بارسری است، خازن بای‌پاس به صورت موازی با بار قرار می‌گیرد. نقش خازن در این مدار ساده، جلوگیری از عبور سیگنال متناوب از R_L و هدایت آن از طریق خازن به زمین است. در این مدار نیز از نظر DC خازن مانند کلید باز عمل می‌کند. بنابراین ولتاژ DC دوسر R_L ثابت باقی می‌ماند. شکل ۲۶ــ۲ رفتار خازن را در مقابل سیگنال DC نشان می‌دهد.



شکل ۲۶ــ۲ــ خازن بای‌پاس در مقابل سیگنال DC

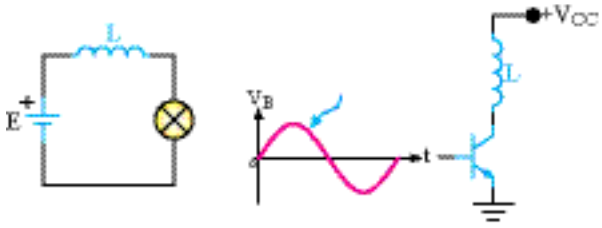
در سیگنال ac، ظرفیت خازن C باید طوری محاسبه شود که در حداقل فرکانس کار به صورت اتصال کوتاه عمل کند، در نتیجه نقطهٔ A از نظر سیگنال ac مطابق شکل ۲ــ۲۷ به زمین اتصال کوتاه می‌شود. در این حالت گوییم برای نقطهٔ A زمین ac (ac Ground) ایجاد شده است.



شکل ۲ــ۲۷ــ خازن C در مقابل ac مانند اتصال کوتاه عمل می‌کند.

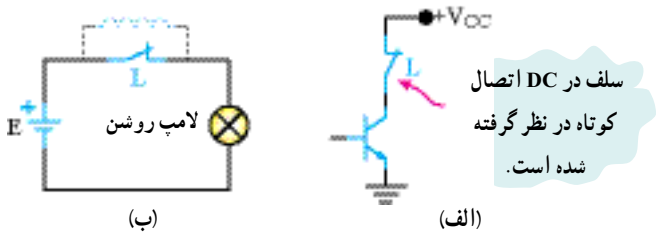
۲ــ۵ــ۲ــ عکس‌العمل سیم‌پیچ در مدار : رابطه مقاومت القایی (مقاومت سیم‌پیچ ــ Reactance) با فرکانس به صورت $X_L=2\pi fL$ است. اگر از مقاومت اهمی سیم به کار برده شده برای سیم‌پیچ صرفنظر کنیم، مقاومت سیم‌پیچ در مقابل سیگنال DC (f=۰) برابر صفر است یعنی سیم‌پیچ در مقابل سیگنال DC به صورت اتصال کوتاه عمل می‌کند. از طرفی سیم‌پیچ در مقابل سیگنال متناوب (ac) با فرکانس f، دارای مقاومتی برابر با X_L است. با توجه به رابطهٔ X_L هر قدر فرکانس سیگنال متناوب بیش‌تر باشد، X_L نیز بزرگ‌تر می‌شود. شکل ۲ــ۲۸ــ الف، بخشی از یک تقویت‌کننده را نشان می‌دهد که سلف با کلکتور ترانزیستور سری شده است.

شکل ۲ــ۲۸ــ ب یک لامپ را نشان می‌دهد که با سلف به صورت سری قرار دارد و در حالت DC روشن است.



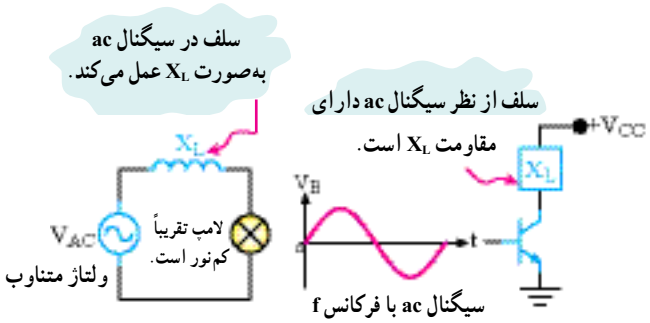
شکل ۲ــ۲۸

در جریان مستقیم (DC) سلف به صورت اتصال کوتاه عمل می‌کند و مدار معادل آن به صورت شکل ۲ــ۲۹ درمی‌آید.



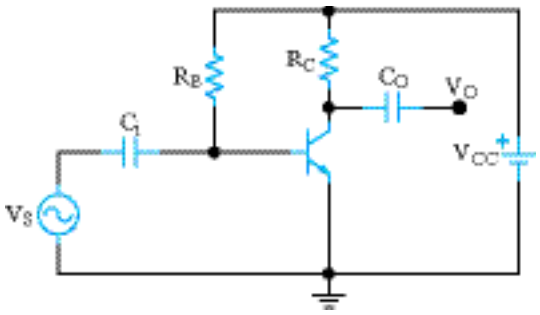
شکل ۲ــ۲۹ــ معادل سلف در DC

در سیگنال متناوب سلف دارای مقاومت سلفی X_L است. شکل ۲ــ۳۰ سلف را به صورت مقاومت معادل در سیگنال ac نشان می‌دهد.



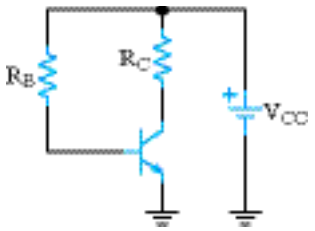
شکل ۲ــ۳۰ــ معادل سلف در سیگنال ac

۲ــ۵ــ۳ــ عکس‌العمل باتری در مدار : اگر باتری را ایده‌آل در نظر بگیریم و از مقاومت داخلی آن صرف‌نظر کنیم، از نظر DC به عنوان یک منبع ولتاژ ایده‌آل، با ولتاژی برابر با V ولت DC، مدار را تغذیه می‌کند. از طرفی می‌دانیم در داخل باتری یک خازن با ظرفیت بالا وجود دارد، این خازن در سیگنال ac به صورت اتصال کوتاه درمی‌آید و اصطلاحاً می‌گویند باتری «زمین ac» (ac Ground) شده است. به شکل ۲ــ۳۱ توجه کنید.



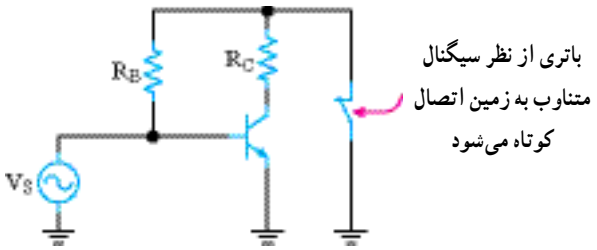
شکل ۲ــ۳۱ــ مدار تقویت‌کننده

در سیگنال DC، خازن‌های مدار به صورت باز عمل می کنند و باتری تغذیهٔ DC مدار بیس و کلکتور ترانزیستور (نقطهٔ کار) را به عهده دارد. شکل ۳۲ــ۲ معادل DC مدار را نشان می‌دهد.



شکل ۳۲ــ۲ــ در شرایط DC خازن‌های مدار اتصال باز هستند.

در سیگنال متناوب در صورت برقراری شرایط (فرکانس مناسب) خازن‌ها تقریباً اتصال کوتاه می‌شوند. باتری نیز به دلیل داشتن خازن داخلی تقریباً اتصال کوتاه خواهد شد. شکل ۳۳ــ۲ مدار معادل تقویت‌کننده را در سیگنال متناوب نشان می‌دهد.



شکل ۳۳ــ۲ــ مدار معادل در سیگنال متناوب

پس باید برای تعیین مدل سادهٔ DC و ac یک مدار به نکات زیر توجه کنید :

■ خازن در مدار DC به صورت باز و در مدار ac در صورت برقرار بودن شرایط، اتصال کوتاه در نظر گرفته می‌شود.

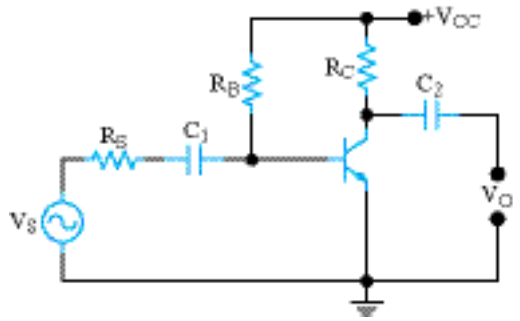
■ سلف در مدار DC به صورت اتصال کوتاه و در مدار ac دارای مقاومت سلفی X_L است.

■ باتری در شرایط DC تغییری نمی‌کند، ولی در شرایط ac به صورت اتصال کوتاه دیده می‌شود.

مثال ۱ــ۲ــ در شکل ۳۴ــ۲ مطلوب است :

الف) رسم مدار معادل DC (ساده)،

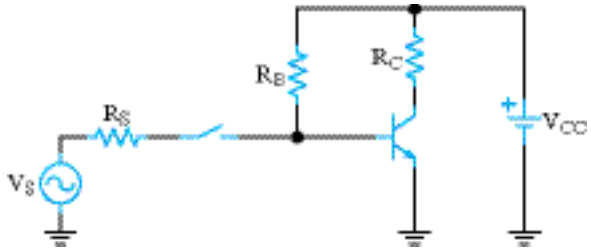
ب) رسم مدار معادل ac (ساده)



شکل ۳۴ــ۲

پاسخ : الف) مدار سادهٔ معادل DC :

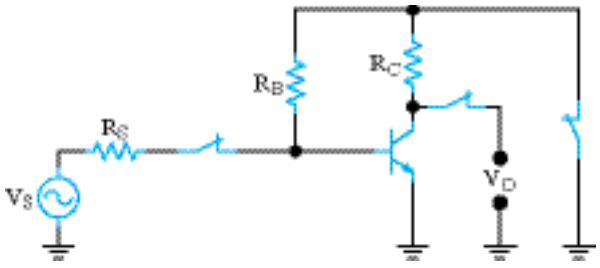
در سیگنال DC، خازن‌های مدار به صورت کلید باز هستند و باتری در جای خود قرار دارد. لذا مطابق شکل ۳۵ــ۲ منبع سیگنال متناوب از مدار قطع می‌گردد.



شکل ۳۵ــ۲ــ مدار معادل DC مثال ۱ــ۲

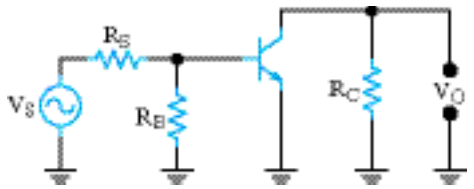
ب) مدار سادهٔ معادل ac :

در سیگنال متناوب خازن‌ها در مدار تقریباً به صورت اتصال کوتاه هستند و باتری نیز به دلیل داشتن خازن داخلی به زمین الکتریکی اتصال دارد. شکل ۳۶ــ۲ مدار معادل ac ساده را نشان می‌دهد.



شکل ۳۶ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac مثال ۱ــ۲

با توجه به شکل ۳۶ــ۲ مشاهده می‌شود که انتهای بالایی R_B و R_C از طریق ظرفیت خازنی داخل باتری به زمین متصل شده‌اند. لذا می‌توان مدار را به صورت شکل ۳۷ــ۲ ترسیم نمود.

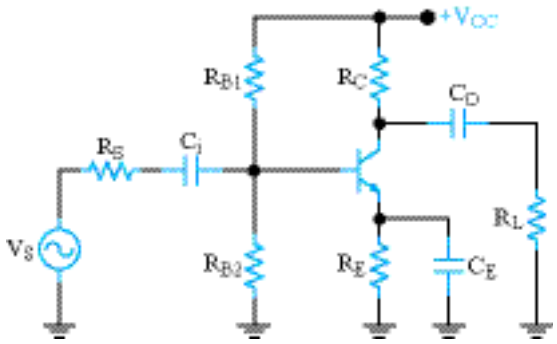


شکل ۳۷ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac مثال ۱ــ۲

مثال ۲ــ۲ــ با توجه به شکل ۳۸ــ۲ مطلوب است :

الف) رسم مدار سادهٔ معادل DC

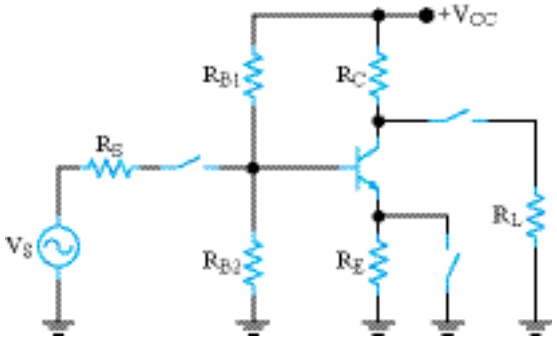
ب) رسم مدار سادهٔ معادل ac



شکل ۳۸ــ۲

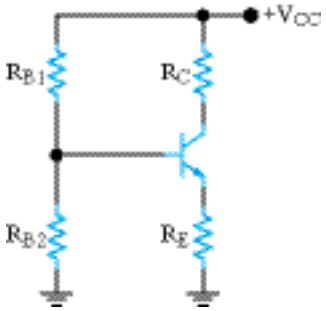
پاسخ : الف ــ مدار معادل سادهٔDC :

در مدار معادل DC، خازن‌ها باز هستند و باتری تغییر نمی‌کند و در جای خود قرار دارد. شکل ۳۹ــ۲ مدار معادل DC شکل ۳۸ــ۲ را نشان می‌دهد.



شکل ۳۹ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل DC مثال ۲ــ۲

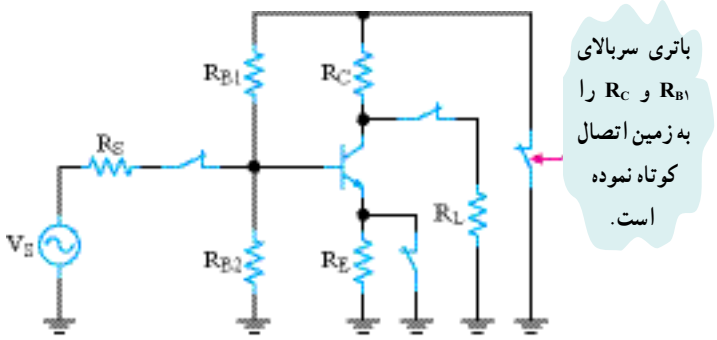
همان‌طور که مشاهده می‌شود در مدار معادل DC، مقاومت بار، منبع سیگنال ac و R_S عملاً از مدار حذف می‌شوند و مدار به صورت شکل ۴۰ــ۲ درمی‌آید.



شکل ۴۰ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل DC مثال ۲ــ۲

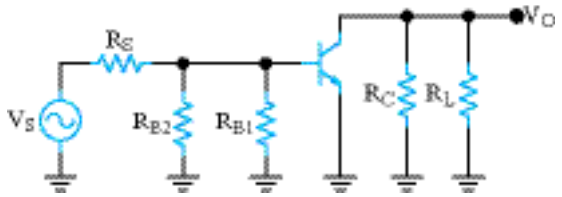
ب) مدار سادهٔ معادل ac :

در مدار معادل ac ساده، خازن‌ها تقریباً به صورت اتصال کوتاه هستند و باتری نیز از طریق خازن داخلی باتری به زمین اتصال کوتاه می‌شود. مدار شکل ۴۱ــ۲ مدار سادهٔ معادل ac را نشان می‌دهد.



شکل ۴۱ــ۲ــ مدار معادل ac شکل ۳۸ــ۲

معادل ac مدار را می‌توان به صورت شکل ۴۲ــ۲ نیز ترسیم نمود.

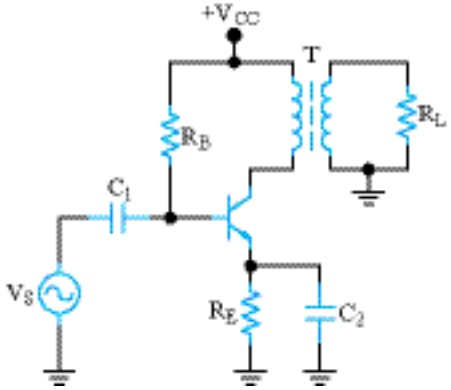


شکل ۴۲ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac مثال ۲ــ۲

مثال ۳ــ۲ــ با توجه به شکل ۴۳ــ۲ مطلوب است :

الف) رسم مدار سادهٔ معادل DC

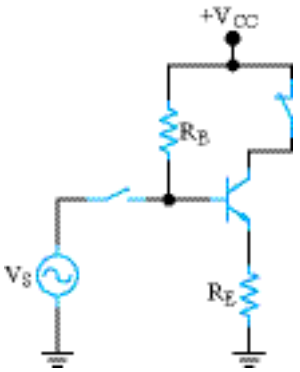
ب) رسم مدار سادهٔ معادل ac



شکل ۴۳ــ۲

پاسخ : الف) مدار معادل DC :

در مدار معادل DC مطابق شکل ۴۴ــ۲ خازن‌های مدار باز و سلف تقریباً اتصال کوتاه می‌شود.



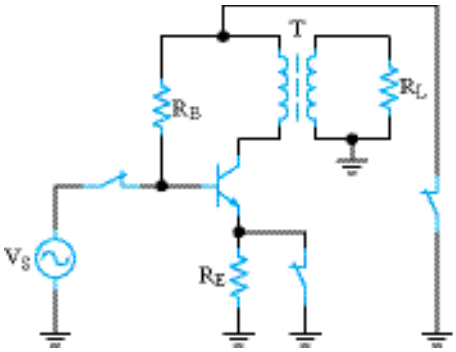
شکل ۴۴ــ۲ــ مدار معادلDC

با توجه به مدار معادل DC به دست آمده، منبع سیگنال Vs و ثانویهٔ ترانسفورماتور T و مقاومت بار R_L از مدار قطع می‌شوند و مدار به صورت شکل ۴۵ــ۲ درمی‌آید.

شکل ۴۵ــ۲ــ مدار معادل DC

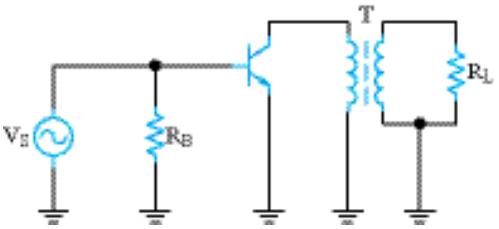
ب) مدار معادل ac :

در سیگنال ac خازن‌های مدار اتصال کوتاه می‌شوند و سلف مقاومتی برابر با X_L دارد. باتری نیز از طریق خازن داخلی خود تقریباً به زمین اتصال کوتاه است. شکل ۴۶ــ۲ مدار معادل ac را نشان می‌دهد.



شکل ۴۶ــ۲ــ مدار معادل ac

مدار را می‌توان به صورت شکل ۴۷ــ۲ نیز نشان داد.



شکل ۴۷ــ۲ــ معادل سادهٔ ac

۶ــ۲ــ الگوی پرسش کامل کردنی

۱ــ۶ــ۲ــ خازن در مقابل سیگنال DC دارای مقاومت ..... و سلف ایده‌آل دارای مقاومت ..... است.

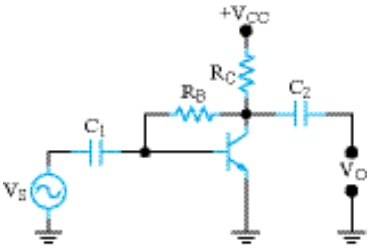
صحیح یا غلط

۲ــ۶ــ۲ــ خازن‌های بای‌پاس در مقابل سیگنال DC مانند یک کلید بسته و در مقابل سیگنال ac مانند یک کلید باز عمل می‌کنند.

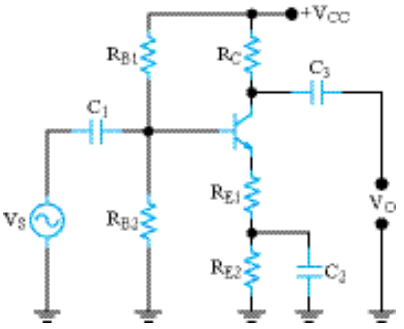
صحیح ☐ غلط ☐

ترسیمی و تشریحی

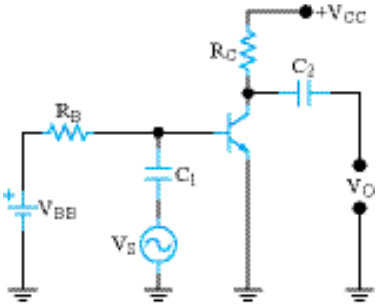
۳ــ۶ــ۲ــ معادل DC و ac هر یک از مدارهای شکل ۲ــ۴۸ و ۲ــ۴۹ و ۲ــ۵۰ و ۲ــ۵۱ را رسم کنید و نوع بایاس DC را نام ببرید.



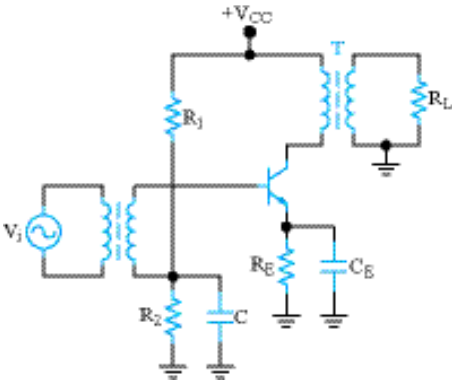
شکل ۲ــ۴۸



شکل ۲ــ۴۹



شکل ۲ــ۵۰



شکل ۲ــ۵۱

۷ــ۲ــ نقش فیدبک در تقویت‌کنندهٔ ترانزیستوری

وقتی تقویت‌کننده‌ای را در نقطهٔ کار معینی طراحی می‌کنیم باید نقطهٔ کار، ضریب تقویت، مقاومت ورودی و مقاومت خروجی و سایر مشخصات آن ثابت بماند و تغییر نکند. اگر مقدار هر یک از مقاومت‌های مدار یا مشخصات ترانزیستور تغییر کند یا ترانزیستور تعویض شود، چون مشخصات قطعهٔ تغییر یافته با قطعهٔ قبلی انطباق کامل ندارد، ممکن است نقطهٔ کار، مشخصات ورودی و خروجی مدار را تغییر دهد. هم‌چنین عوامل دیگری نظیر حرارت و عوامل کنترل نشدهٔ محیط بر نقطهٔ کار تأثیر می‌گذارند و مشخصات ورودی و خروجی مدار را تغییر می‌دهند که این تغییرات به طور طبیعی نامطلوب است. برای ثابت ماندن مشخصات تقویت‌کننده و تنظیم برخی مشخصات از عاملی به نام فیدبک (Feed back) یا بازخورد یا پس‌خوران استفاده می‌شود.

۱ــ۷ــ۲ــ تعریف فیدبک : فیدبک عبارت از انتقال قسمتی از انرژی خروجی (ولتاژ یا جریان) به ورودی مدار است. به عبارت دیگر اگر قسمتی از انرژی خروجی مدار به ورودی آن انتقال داده شود، فیدبک ایجاد می‌شود. بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با مدار فیدبک به صورت شکل ۲ــ۵۲ است.

شکل ۲ــ۵۲ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با فیدبک

در شکل ۲ــ۵۲ شبکهٔ فیدبک با خروجی مدار موازی شده است و کسری از ولتاژ خروجی مدار را به ورودی تقویت‌کننده برمی‌گرداند. ولتاژی که به ورودی تقویت‌کننده برمی‌گردد در هر لحظه با ولتاژ ورودی تقویت‌کننده جمع جبری می‌شود.

۲ــ۷ــ۲ــ انواع فیدبک : در نحوهٔ انتقال انرژی از خروجی تقویت‌کننده به ورودی آن دو نوع تقسیم‌بندی کلی ایجاد می‌شود.

الف ــ فیدبک مثبت : اگر ولتاژ برگشتی از خروجی با

ولتاژ ورودی تقویت‌کننده کاملاً هم فاز باشد، فیدبک مثبت رخ می‌دهد. در این حالت چون دو ولتاژ با هم هم فاز است، ولتاژ ورودی تقویت‌کننده افزایش می‌یابد. افزایش ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی تقویت‌کننده را نیز افزایش می‌دهد، این نوع فیدبک را که منجر به افزایش دامنهٔ ولتاژ خروجی تقویت‌کننده می‌شود، فیدبک مثبت می‌گویند. شکل ۵۳ــ۲ بلوک دیاگرام فیدبک مثبت را نشان می‌دهد.

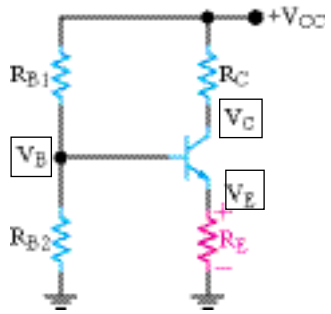
شکل ۵۳ــ۲ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با فیدبک مثبت

فیدبک مثبت مدار تقویت‌کننده را ناپایدار می‌کند و در صورت وجود شرایط، آن را به نوسان می‌اندازد.

ب ــ فیدبک منفی: اگر ولتاژ برگشتی مدار با ولتاژ ورودی تقویت‌کننده هم فاز نباشد و با آن 180° اختلاف فاز داشته باشد فیدبک منفی به وجود می‌آید. در این حالت ولتاژ فیدبک، به دلیل 180° اختلاف فاز، ولتاژ ورودی تقویت‌کننده را کاهش می‌دهد و باعث کم شدن ولتاژ خروجی می‌شود. این نوع فیدبک را فیدبک منفی می‌گویند. برای پایداری تقویت‌کننده‌ها از فیدبک منفی استفاده می‌کنند. شکل ۵۴ــ۲ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با فیدبک منفی را نشان می‌دهد.

شکل ۵۴ــ۲ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با فیدبک منفی

۳ــ۷ــ۲ــ نقش R_E به عنوان عامل فیدبک منفی: در شکل ۵۵ــ۲ یک تقویت‌کننده با فیدبک منفی نشان داده شده است.



شکل ۵۵ــ۲ــ تقویت‌کننده با فیدبک منفی توسط R_E

ولتاژ دوسر R_E همان ولتاژ فیدبک (V_f) است. وجود مقاومت R_E امپدانس ورودی تقویت‌کننده را افزایش می‌دهد و سبب کاهش بهرهٔ ولتاژ مدار می‌شود.

۴ــ۷ــ۲ــ چگونگی تثبیت نقطهٔ کار توسط R_E :

می‌دانیم اگر نقطهٔ کار تقویت‌کننده ترانزیستوری تغییر کند، منجر به تغییر سایر مشخصات تقویت‌کننده نیز می‌شود. افزایش حرارت و افزایش جریان نشتی از مواردی است که تغییر آن باعث جابه‌جایی نقطهٔ کار می‌شود. به عنوان مثال اگر جریان نشتی زیاد شود، جریان I_C افزایش می‌یابد. از طرفی می‌دانیم I_C تقریباً برابر I_E است. لذا افزایش I_C، جریان I_E را نیز زیاد می‌کند. با زیاد شدن I_E افت ولتاژ دوسر R_E نیز زیاد می‌شود. زیرا داریم $V_E = R_E I_E$

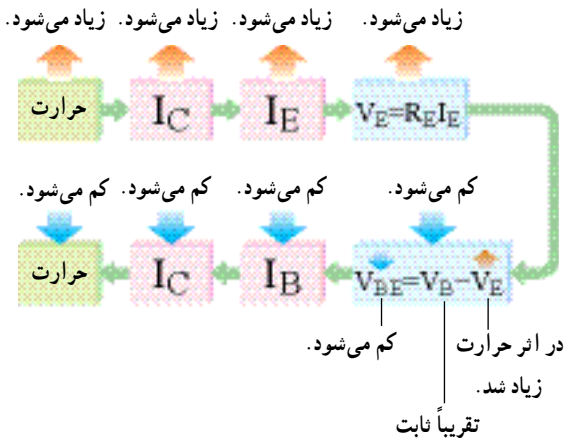
از سوی دیگر مقدار V_{BE} از رابطهٔ $V_{BE} = V_B - V_E$ به دست می‌آید.

مقدار V_B تقریباً ثابت است و از رابطهٔ زیر به دست می‌آید :

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

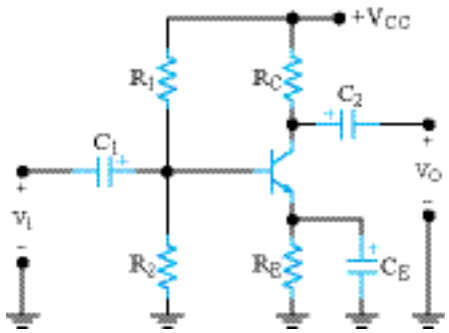
در رابطهٔ V_{BE}، چون V_B ثابت است و V_E زیاد شده است بنابراین V_{BE} کم می‌شود. کم شدن V_{BE}، مقدار I_B را کاهش می‌دهد و هدایت ترانزیستور را کم می‌کند. کم شدن I_B در نهایت موجب کاهش I_C و حرارت و جریان نشتی می‌شود.

به این ترتیب نقطهٔ کار ترانزیستور به نقطهٔ تعریف شدهٔ اولیهٔ خود برمی‌گردد. این تغییرات را می‌توان به صورت زیر نشان داد.



۸ــ۲ــ اصلاح بهرهٔ ولتاژ در هنگام تزریق سیگنال متناوب

همان‌طوری که ملاحظه شد R_E باعث پایداری نقطهٔ کار مدار می‌شود. بنابراین برای پایداری نقطهٔ کار وجود R_E در مدار ضروری و اجتناب‌ناپذیر است. از طرفی وجود R_E باعث ایجاد فیدبک منفی در مدار می‌شود و بهرهٔ ولتاژ مدار را به شدت کاهش می‌دهد، زیرا ولتاژ ac که در دوسر R_E افت نموده است، مانند ولتاژ DC به مدار برگشت داده می‌شود. برای خنثی‌سازی اثر R_E در مقابل سیگنال ac خازنی را مطابق شکل ۵۶ــ۲ به دوسر R_E متصل می‌کنند. این خازن یک خازن بای‌پاس است که هنگام عبور سیگنال AC به صورت اتصال کوتاه عمل می‌کند و اثر مقاومت R_E را از بین می‌برد و مانع فیدبک منفی می‌شود.



شکل ۵۶ــ۲ R_E با خازن بای‌پاس

به این ترتیب با بای‌پاس شدن مقاومت R_E فیدبک ac حذف می‌شود و بهرهٔ ولتاژ تقویت‌کننده به شدت افزایش می‌یابد. با اتصال کوتاه شدن مقاومت R_E در مقابل ac، امپدانس ورودی تقویت‌کننده کاهش می‌یابد.

۱ــ۸ــ۲ــ تعیین مقدار ظرفیت خازن بای‌پاس :

برای آن‌که خازن بای‌پاس بتواند در مقابل سیگنال ac به صورت اتصال کوتاه عمل کند، باید ظرفیت آن را بزرگ انتخاب کنند. برای تعیین مقدار ظرفیت خازن ابتدا رابطهٔ مقدار مقاومت آن را در مقابل ac (X_c) برای کم‌ترین فرکانس ورودی می‌نویسند :

$$X_C = \frac{۱}{۲\pi f_{min} C}$$

سپس X_c را برابر $\frac{R_E}{۱۰}$ قرار می‌دهند.

$$X_C = \frac{R_E}{۱۰} = \frac{۱}{۲\pi f_{min} C}$$

سپس مقدار C را محاسبه می‌کنند.

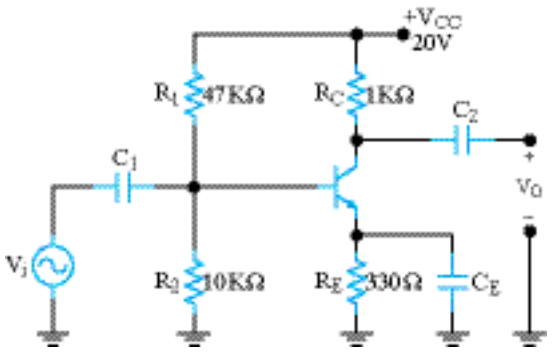
مقدار ظرفیت خازنی که باید در مدار قرار بگیرد باید مساوی یا بزرگ‌تر از عدد به دست آمده انتخاب شود.

به عبارت دیگر لازم است همواره رابطهٔ :

$$X_C \le \frac{R_E}{۱۰}$$

یا $\frac{۱}{۲\pi f_{min} C} \le \frac{R_E}{۱۰}$ برقرار باشد.

مثال ۴ــ۲ــ در تقویت‌کنندهٔ شکل ۵۷ــ۲ اگر فرکانس سیگنال متناوب ورودی از ۵۰۰ هرتز تا ۷ کیلوهرتز تغییر کند، ظرفیت خازن C_E را چقدر انتخاب کنیم تا R_E در مقابل سیگنال ac به درستی بای‌پاس شود؟



شکل ۵۷ــ۲

پاسخ : fmin=۵۰۰HZ

fmax=۷KHZ

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{min} C}$$

محاسبهٔ مقاومت خازن :

$$X_C = \frac{R_E}{10} = \frac{330}{10} = 33\Omega$$

محاسبهٔ C_E :

$$\frac{1}{2\pi f_{min} C_E} = \frac{R_E}{10} = 33\Omega$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi(50)(33)} F$$

$$C_E = 9/65\mu F \simeq 10\mu F$$

خازن مناسب خازنی است که مقدار آن برابر با $10\mu f$ یا بزرگ‌تر باشد.

توجه : پس از محاسبهٔ مقدار ظرفیت خازن باید به مقدار ولتاژ کار خازن (WV) نیز توجه نمایید. زیرا در صورتی که ولتاژ کار خازن کم‌تر از مقدار ولتاژ داده شده به دوسر آن در مدار باشد، خازن آسیب خواهد دید.

۹ــ۲ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ ۹ــ۲ــ در تقویت‌کننده‌ها معمولاً نوع فیدبک ..... است.

چهارگزینه‌ای

۲ــ ۹ــ۲ــ در مدار شکل ۲ــ۵۸ با قطع کلید K کدام گزینه صحیح است؟

۱) فیدبک منفی ac ایجاد می‌شود و امپدانس ورودی کم می‌شود.

۲) فیدبک مثبت ac ایجاد می‌شود و بهرهٔ ولتاژ زیاد می‌شود.

۳) فیدبک منفی ac ایجاد می‌شود و بهرهٔ ولتاژ کم می‌شود.

۴) فیدبک مثبت ac ایجاد می‌شود و امپدانس ورودی زیاد می‌شود.

صحیح یا غلط

۳ــ ۹ــ۲ــ مقدار ظرفیت خازن بای‌پاس از رابطهٔ $\frac{1}{2\pi f_{max} C} = \frac{R_E}{10}$ به‌دست می‌آید.

صحیح ☐ غلط ☐

تشریحی

۴ــ ۹ــ۲ــ فیدبک را تعریف کنید و انواع آن را نام ببرید.

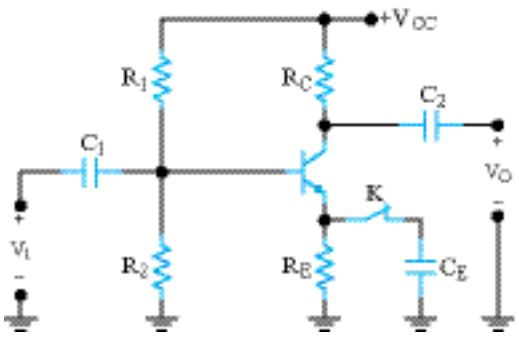
۵ــ ۹ــ۲ــ در تقویت‌کننده‌ها از چه نوع فیدبکی استفاده می‌کنند؟ دلیل آن را توضیح دهید.

۶ــ ۹ــ۲ــ نقش R_E را به عنوان فیدبک منفی در یک تقویت کنندهٔ بایاس سرخود شرح دهید.

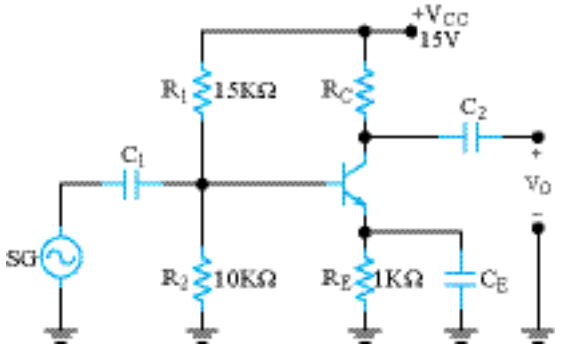
۷ــ ۹ــ۲ــ چگونه از ایجاد فیدبک منفی ac توسط R_E جلوگیری به عمل می‌آورند؟ شرح دهید.

محاسباتی

۸ــ ۹ــ۲ــ اگر فرکانس ورودی تقویت‌کنندهٔ شکل ۲ــ۵۹ از ۱۰۰ هرتز تا ۱۵ کیلوهرتز تغییر کند حداقل ظرفیت خازن بای‌پاس (C_E) را محاسبه کنید.



شکل ۲ــ۵۸

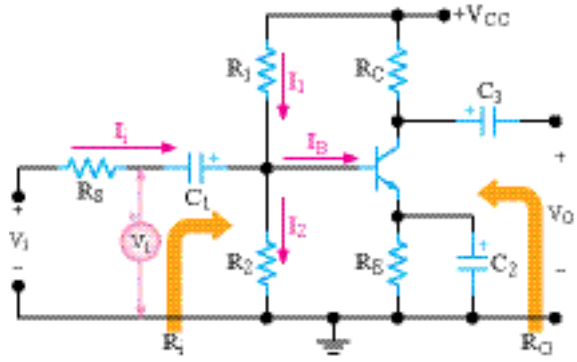


شکل ۲ــ۵۹

۱۰ــ۲ــتحلیل تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک (CE)

تقویت کنندهٔ امیتر مشترک، بیش‌ترین کاربرد در انواع تقویت کننده ها را دا رد. تقویت کننده امیتر مشترک علاوه برتقویت جریان، تقویت ولتاژ را نیز انجام می‌دهد و به همین دلیل، در بسیاری از موارد، نسبت به تقویت کننده های دیگر برتری دارد.

در مدار شکل ۶۰ــ۲ یک تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک با بایاس سرخود را مشاهده می‌کنید.



شکل ۶۰ــ۲ــ یک تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک

همان‌طور که ملاحظه می‌شود برای جلوگیری از افت ولتاژ متناوب در دوسر مقاومت R_E، دوسر مقاومت را توسط خازن $C_۲$ که خازن بای‌پاس نامیده می‌شود، اتّصال کوتاه می‌کنند. خازن‌های $C_۱$ و $C_۳$ خازن‌های کوپلاژ هستند. این خازن‌ها مانع ورود سیگنال DC از یک طبقه به طبقهٔ دیگر می‌شوند. مجموعهٔ مقاومت های $R_۱$، $R_۲$، R_E و R_C ترانزیستور را در نقطهٔ کار DC موردنظر قرار می‌دهند. مقاومت $R_۱$ و $R_۲$ بایاس بیس را تأمین می‌کنند. مقاومت R_E علاوه بر تثبیت ترانزیستور در مقابل حرارت، در تعیین نقطهٔ کار DC نیز دخالت دارد. مقاومت R_C نیز ضمن دخالت داشتن در تنظیم نقطهٔ کار، به عنوان مقاومت بار کلکتور عمل نموده و جریان کلکتور را محدود می‌کند.

مقاومت R_S کنترل کنندهٔ جریان ورودی است. مقاومت‌های ورودی و خروجی، روی شکل ۶۰ــ۲ کاملاً مشخص شده است.

۱ــ ۱۰ــ ۲ــ محاسبهٔ مقاو مت های، R_C، R_E، $R_۱$، $R_۲$: دربارهٔ محاسبهٔ مقاومت‌های بایاس ترانزیستور در مباحث قبل توضیح داده شده است. نکته‌ای که در این‌جا برای محاسبهٔ مقاومت های فوق باید درنظر گرفت توجّه به نقطهٔ کار DC و مفروضاتی است که معمولاً برای تقویت‌کننده‌های امیتر مشترک درنظر می‌گیرند.

این مفروضات عبارتند از :

$$\begin{cases} I_۲ = ۵I_B \\ R_E = \dfrac{R_C}{۵} \\ V_{CE} = \dfrac{V_{CC}}{۲} \end{cases}$$

با معلوم بودن مختصات نقطهٔ کار و با توجه به مفروضات فوق، می‌توان مقاومت‌های بایاس را محاسبه نمود. از بیان مثالی در این مورد صرف‌نظر می‌شود و از این پس از مدار بایاس سرخود با مقاومت‌های بایاس معلوم برای تجزیه و تحلیل استفاده خواهیم کرد.

۲ــ ۱۰ــ ۲ــ بهرهٔ جریان : در تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک جریان ورودی، جریان بیس و جریان خروجی درحالت بی‌باری، جریان کلکتور است. همان‌طور که قبلاً گفته شد، جریان کلکتور، چندین برابر جریان بیس است؛ بنابراین، مدار امیتر مشترک، جریان را تقویت می‌کند. نسبت جریان خروجی به جریان ورودی را **بهرهٔ جریان** می‌گویند و آن را با حرف Ai نشان می‌دهند.

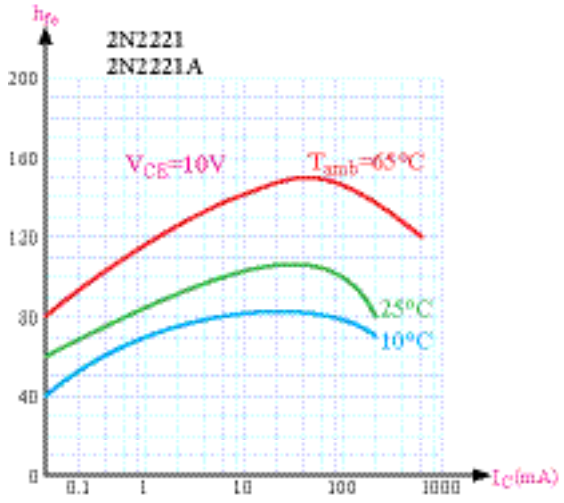
$$A_i = \frac{I_O}{I_i} \approx \frac{I_C}{I_B} = \beta$$

حرف β را برای بهره جریان DC به‌کار می‌برند. در جریان متناوب، برای به‌دست آوردن بهرهٔ جریان از پارامتر دیگری به نام h_{fe} استفاده می‌شود که مقدار آن از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

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

در بسیاری موارد مقدار h_{fe} تقریباً با مقدار β برابر می‌شود. β تابعی از جریان، درجه حرارت و مقدار ولتاژ V_{CE} است. کارخانه‌های سازنده، تغییرات h_{fe} را برحسب I_C در اختیار مصرف کننده قرار می‌دهند. شکل ۶۱ــ۲ منحنی تغییرات h_{fe} را برحسب I_C برای مقادیر $V_{CE} = ۱۰V$ در درجه حرارت‌های ۱۰°C و ۲۵°C و ۶۵°C برای ترانزیستور ۲N۲۲۲۱ نشان

می‌دهد. در برگه‌های اطلاعات معمولاً مقدار β را با نام h_{fe} در جریان DC نیز می‌شناسند.



شکل ۶۱ــ۲ــ منحنی تغییرات h_{fe} برحسب I_C در سه درجه حرارت

همان‌طور که در منحنی شکل ۶۱ــ۲ مشاهده می‌شود در یک درجه حرارت معین با افزایش مقدار جریان I_C، مقدار h_{fe} افزایش می‌یابد تا به یک مقدار ماکزیمم می‌رسد. سپس مقدار h_{fe} با افزایش I_C شروع به کاهش می‌نماید، به عنوان مثال در درجه حرارت محیط که مقدار آن ۲۵ درجه سانتی‌گراد است، در جریان $I_C = 1mA$ مقدار $h_{fe} \simeq 84$ و در $I_C = 30mA$ مقدار $h_{fe} \simeq 108$ و در $I_C = 100mA$ مقدار h_{fe} تقریباً ۱۰۰ است.

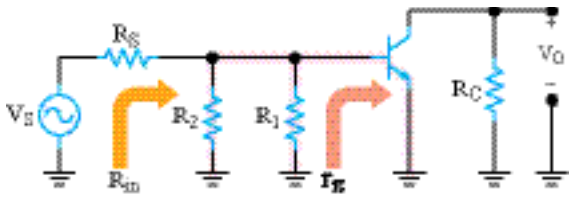
۳ــ۱۰ــ۲ــ بهرهٔ ولتاژ : اگر به ورودی تقویت کنندهٔ امیتر مشترک ولتاژ متناوبی اعمال کنیم با توجه به محدودیت V_{BE} تغییرات ولتاژ ورودی یعنی تغییرات ولتاژ بیس امیتر محدود و با دامنهٔ کم است. اما ولتاژ متناوب خروجی که همان تغییرات ولتاژ کلکتور امیتر است، دامنهٔ زیادی دارد. لذا تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک ولتاژ را نیز تقویت می‌کند و بهرهٔ ولتاژ آن زیاد است.

۴ــ۱۰ــ۲ــ اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی و خروجی : جریان ورودی و جریان خروجی در تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک، هم‌فازند، زیرا با افزایش جریان بیس (جریان ورودی)، جریان کلکتور (جریان خروجی) نیز افزایش می یابد. اما در تقویت کنندهٔ امیتر مشترک ولتاژ ورودی و خروجی به اندازهٔ ۱۸۰ درجه با یکدیگر اختلاف فاز دارند؛ زیرا با افزایش ولتاژ ورودی، جریان خروجی افزایش می‌یابد و مقدار V_{CE} را که همان ولتاژ خروجی است کاهش می‌دهد. عکس این روند نیز صادق است؛ یعنی، با کاهش ولتاژ ورودی ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد.

۵ــ۱۰ــ۲ــ مقاومت ورودی : برای تعیین مقاومت ورودی، باید مقادیر جریان و ولتاژ ورودی را داشته باشیم. با توجه به شکل ۶۰ــ۲ جریان ورودی I_i و ولتاژ ورودی V_i است. مقاومت ورودی، از تقسیم ولتاژ ورودی به جریان ورودی به دست می‌آید.

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

به مدار سادهٔ معادل ac تقویت‌کننده شکل ۶۲ــ۲ توجه کنید.

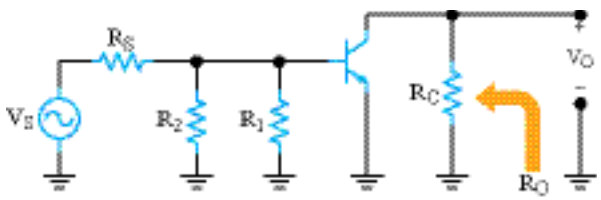


شکل ۶۲ ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک

مقاومت ورودی از سه مقاومت موازی R_1، R_2 و مقاومت ترانزیستور (r_π) تشکیل می‌شود. در صورتی که مقاومت معادل R_1 و R_2 در مقایسه با r_π زیاد باشد مقاومت ورودی به سوی مقاومت r_π (مقاومت دیود بیس‌امیتر) که مقدار آن کوچک است، میل می‌کند.

$$R_{in} = R_1 \| R_2 \| r_\pi$$

۶ــ۱۰ــ۲ــ مقاومت خروجی : به مدار سادهٔ معادل ac تقویت کنندهٔ امیتر مشترک، از خروجی توجه کنید (شکل ۶۳ــ۲).



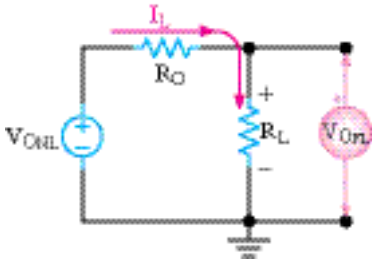
شکل ۶۳ ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac تقویت‌کننده

همان‌طور که مشاهده می‌شود مقاومت خروجی از موازی شدن دو مقاومت R_C و مقاومت داخلی کلکتور امیتر ترانزیستور به‌دست می‌آید.

چون دیود کلکتور بیس در بایاس مخالف قرار دارد. بنابراین مقاومتی که از کلکتور امیتر دیده می‌شود بسیار بزرگ است. هنگامی که مقاومت بسیار بزرگ کلکتور امیتر با R_C (بار) موازی می‌شود مقاومت معادل (مقاومت خروجی) به سمت مقاومت R_C (بار) میل خواهد کرد. مقدار مقاومت R_C در مقایسه با مقاومت کلکتور امیتر در حد متوسط قرار دارد. مقاومت خروجی را با R_O نمایش می‌دهند.

اندازه‌گیری عملی مقاومت خروجی: برای اندازه‌گیری عملی R_O باید یک بار ولتاژ خروجی را بدون بار R_L و بار دیگر با بار R_L اندازه بگیریم و سپس مقاومت خروجی را با روش زیر محاسبه نماییم.

ولتاژ خروجی در حالت بدون بار (R_L) را V_{ONL}(No load) و ولتاژ خروجی در حالت بارداری (حالت طبیعی کار دستگاه) را V_{OFL} (Full load) می‌نامند. برای محاسبهٔ R_O ابتدا مدار معادل تونن خروجی تقویت‌کننده را مانند شکل ۶۴ــ۲ رسم می‌کنیم.



شکل ۶۴ ــ۲ــ مدار معادل تونن تقویت‌کننده

می‌خواهیم مقدار R_O را با توجه به مقدار ولتاژ خروجی در حالت بی‌باری و بارداری به‌دست آوریم.

از تقسیم ولتاژ $V_{O_{NL}}$ بین R_O و R_L استفاده می‌کنیم.

$$V_{O_{NL}} = R_O I_L + V_{O_{FL}}$$

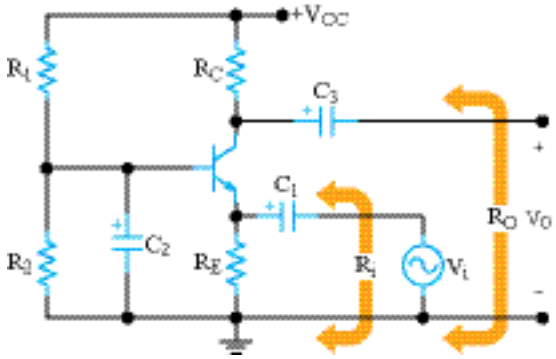
$$R_O = \frac{V_{O_{NL}} - V_{O_{FL}}}{I_L}$$

$$R_O = \frac{V_{O_{NL}} - V_{O_{FL}}}{\frac{V_{O_{FL}}}{R_L}}$$

$$R_O = \frac{V_{O_{NL}} - V_{O_{FL}}}{V_{O_{FL}}} \times R_L$$

۱۱ــ۲ــ بررسی تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک (CB)

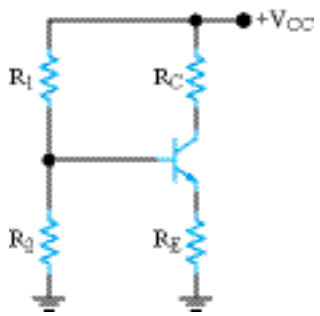
در تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک، ورودی مدار، امیتر بیس و خروجی آن کلکتور بیس است. شکل ۶۵ــ۲ یک تقویت کنندهٔ بیس مشترک با تغذیهٔ سرخود را نشان می‌دهد.



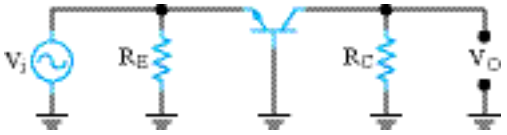
شکل ۶۵ ــ۲ــ یک تقویت کنندهٔ بیس مشترک

اگر به مدار سادهٔ معادل DC و ac در شکل‌های ۶۶ــ۲ و ۶۷ــ۲ توجه کنیم، بایاس DC این مدار کاملاً مشابه مدار آرایش امیتر مشترک است و محاسبهٔ مقاومت‌های بایاس، با توجه به نقطهٔ کار DC و مفروضاتی که برای مدار امیتر مشترک درنظر گرفته شده است،صورت می‌پذیرد. سیگنال ac از مسیرخازن کوپلاژ C_1 به امیتر داده می‌شود، خروجی نیز از طریق خازن کوپلاژ C_2 از کلکتور گرفته می‌شود و بیس نیز از طریق خازن C_3 به زمین اتصال کوتاه است.

به عبارت دیگر سیگنال ac ورودی به امیتر بیس ترانزیستور داده می‌شود و سیگنال خروجی از کلکتور بیس ترانزیستور دریافت می‌گردد.



شکل ۶۶ ــ۲ــ مدار سادهٔ معادل DC تقویت کنندهٔ بیس مشترک



شکل ۶۷ ــ ۲ــ مدار سادهٔ معادل ac تقویت کنندهٔ بیس مشترک

۱ــ۱۱ــ۲ــ بهرهٔ جریان : جریان ورودی، جریان امیتر (I_E) و جریان خروجی در حالت بی‌باری، جریان کلکتور (I_C) است. می‌دانیم بین جریان‌های امیتر، کلکتور و بیس رابطهٔ 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 از طرفی بهرهٔ جریان از تقسیم جریان خروجی به جریان ورودی، طبق رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

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

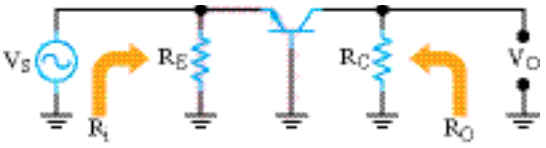
بنابراین، در تقویت کنندهٔ بیس مشترک، تقویت جریان وجود ندارد. به تعبیر دیگر، ضریب تقویت جریان در تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک کوچک‌تر از (۱) است.

۲ــ۱۱ــ۲ــ تقویت ولتاژ : در تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک ضریب تقویت ولتاژ زیاد است؛ زیرا تقریباً تمام جریان ورودی (I_E) به خروجی (I_C) می‌رسد. این جریان، پس از گذشتن از مقاومت R_C (بار)، ولتاژ نسبتاً بزرگی را در مقایسه با ولتاژ ورودی در دوسر بار ایجاد می‌کند. بنابراین، در این مدار ضریب بهرهٔ ولتاژ خیلی بزرگ‌تر از (۱) است و از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

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

۳ــ۱۱ــ۲ــ اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی و خروجی : در تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک جریان ورودی با جریان خروجی و همچنین ولتاژ ورودی و خروجی هم‌فاز هستند.

۴ــ۱۱ــ۲ــ مقاومت ورودی : همان‌طوری که در شکل ۲ــ۶۸ مشاهده می‌شود، مقاومت ورودی (R_i) از مجموعهٔ موازی مقاومت‌های R_E و مقاومت دیود بیس‌امیتر به‌دست می‌آید.



شکل ۶۸ ــ ۲ــ مدل ac بیس مشترک و مقاومت ورودی آن از نگاه امیتربیس

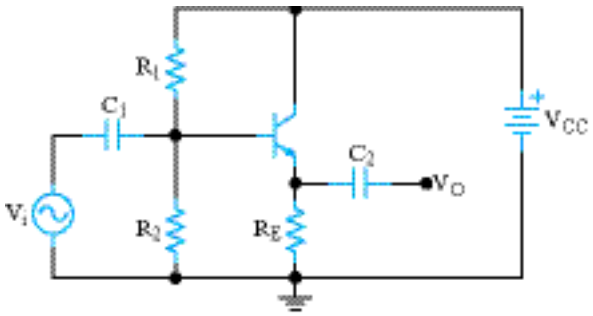
مقدار مقاومت R_E و مقدار مقاومت دیود بیس امیتر که در ولتاژ موافق قرار دارد (r_e) کم است، مقدار مقاومت ورودی مدار بیس مشترک در مقایسه با مدار امیتر مشترک کوچک‌تر است. مقدار مقاومت ورودی از رابطهٔ زیر قابل محاسبه است.

$$R_i = R_E \| r_e = R_E \| \frac{r_\pi}{\beta}$$

۵ــ۱۱ــ۲ــ مقاومت خروجی : با توجه به شکل ۲ــ۶۸ که مدار سادهٔ معادل ac تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک است، مقاومت خروجی (R_O) از درگاه خروجی یعنی از کلکتور بیس محاسبه می‌شود. چون دیود کلکتورــ بیس در بایاس مخالف قرار دارد. مقدار مقاومتی که از درگاه کلکتور بیس دیده می‌شود، بسیار بزرگ است از طرفی چون مقاومت R_C با مقاومت کلکتور بیس موازی می‌شود، مقاومت معادل آن دو به سمت مقاومت R_C میل می‌کند. محاسبهٔ عملی R_O شبیه محاسبهٔ عملی مقاومت R_O در مدار امیتر مشترک است.

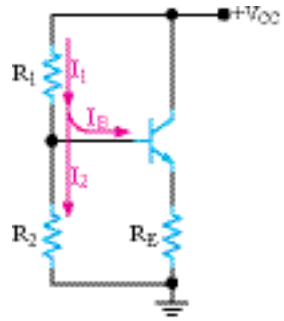
۱۲ــ۲ــ بررسی تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک (CC)

اگر ورودی مدار تقویت‌کننده‌ای بیســ کلکتور و خروجی آن امیترــ کلکتور باشد. تقویت‌کننده در حالت کلکتور مشترک کار می‌کند. شکل ۲ــ۶۹ یک تقویت‌کنندهٔ CC با تغذیهٔ سرخود را نشان می‌دهد.

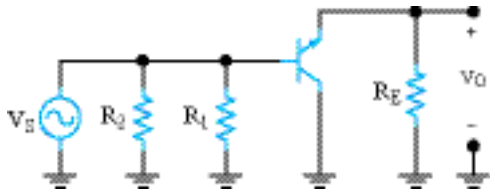


شکل ۶۹ ــ ۲ــ یک تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک

مدار معادل سادهٔ DC و ac تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک در شکل‌های ۲ــ۷۰ و ۲ــ۷۱ نشان داده شده است.



شکل ۲ــ۷۰ــ مدل سادهٔ DC تقویت کننده



شکل ۲ــ۷۱ــ مدل سادهٔ ac تقویت‌کنندهٔ CC

همان‌طور که ملاحظه می‌شود در مدار سادهٔ ac تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک، سیگنال ورودی بین بیس و کلکتور و سیگنال خروجی بین امیتر و کلکتور قرار دارد. به عبارت دیگر پایهٔ کلکتور بین ورودی و خروجی مشترک است. مقدار مقاومت‌های بایاس تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک را با مفروضات خاص کلکتور مشترک که معمولاً $I_2 = I_B$ است، محاسبه می‌کنند. چون جریان I_2 بسیار کم است، مقدار مقاومت‌های بایاس R_2 و R_1 نسبتاً زیاد به‌دست می‌آیند، از این‌رو مقاومت ورودی تقویت کنندهٔ CC افزایش می‌یابد و در مقایسه با تقویت‌کننده‌های CE و CB بیش‌تر است.

چون مقاومت R_C وجود ندارد در شرایط ac سیگنال متناوب ورودی عیناً به پایه‌های «بیس کلکتور» اتصال می‌یابد و سیگنال متناوب خروجی از پایه‌های «امیتر کلکتور» دریافت می‌شود.

۲ــ۱۲ــ۱ــ بهرهٔ جریان : در مدار کلکتور مشترک، جریان ورودی، جریان بیس و جریان خروجی، جریان امیتر است از طرفی چون جریان امیتر خیلی بیش‌تر از جریان بیس است، این مدار ضریب تقویت جریان زیادی دارد. بهرهٔ جریان مدار کلکتور مشترک از نسبت جریان امیتر به جریان بیس به‌دست می‌آید و مقدار آن برابر است با :

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

γ بهرهٔ جریان DC مدار کلکتور مشترک در حالت بی‌باری نامیده می‌شود.

۲ــ۱۲ــ۲ــ بهرهٔ ولتاژ : با مراجعه به شکل ۲ــ۶۹ و ۲ــ۷۱ مشاهده می‌شود که ولتاژ خروجی برابر با تغییرات ولتاژ «امیتر کلکتور» (V_{EC}) و ولتاژ ورودی برابر با تغییرات ولتاژ «بیس کلکتور» (V_{BC}) است. با توجه به حلقهٔ خروجی، مقدار ولتاژ خروجی از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$V_{EC} = V_{EB} + V_{BC}$$

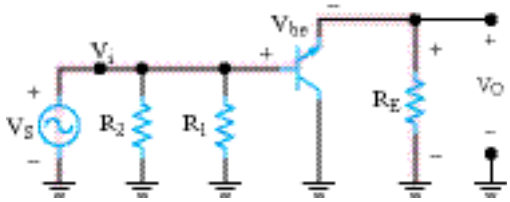
در صورتی که مقدار V_{EB} را که برابر با V_{BE} با علامت مخالف است، درنظر بگیریم رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$V_{BC} = V_{EC} - V_{EB} = V_{EC} + V_{BE}$$

(V_{BC} = V_i, V_{EC} = V_o)

با مقایسه دو رابطهٔ فوق مشاهده می‌شود که تغییرات V_{BC} همواره بیش‌تر از تغییرات V_{EC} است. بنابراین در مدار CC مقدار AV کم‌تر از (۱) می‌باشد.

به شیوهٔ دیگری نیز می‌توان اثبات نمود که در آرایش کلکتور مشترک بهرهٔ ولتاژ کوچکتر از واحد است. به مدار سادهٔ معادل AC تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک در شکل ۲ــ۷۲ توجه کنید.



شکل ۲ــ۷۲ــ معادل AC تقویت‌کنندهٔ CC

با نوشتن معادلهٔ KVL در مسیر مشخص شده می‌توان نوشت :

$$-V_i + V_{be} + V_O = 0$$

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

مشاهده می‌شود سیگنال ورودی به اندازهٔ V_{be} (تغییرات ac سیگنال بیس امیتر) از V_O بیشتر است لذا :

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

بنابراین در مدار کلکتور مشترک مقدار AV کوچک‌تر از واحد به‌دست می‌آید.

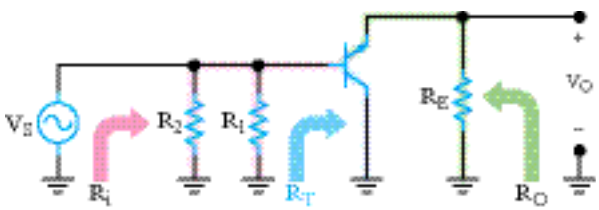
۳ــ۱۲ــ۲ــ اختلاف فاز بین سیگنال‌های ورودی و خروجی : در مدار کلکتور مشترک، ولتاژ خروجی تابعی از ولتاژ ورودی است؛ بنابراین، در این آرایش بین ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی اختلاف فازی وجود ندارد. هم‌چنین، اختلاف فاز بین جریان‌های ورودی و خروجی صفر است.

۴ــ۱۲ــ۲ــ مقاومت ورودی : با توجه به شکل ۲ــ۷۳ که مدل سادهٔ ac تقویت‌کننده است مشاهده می‌شود که از درگاه ورودی، مقاومت‌های R_1 ، R_2 و R_T با هم موازی هستند. مقدار مقاومت ورودی از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

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

R_T مقاومت دیود بیس کلکتور است که در ولتاژ مخالف قرار دارد و در مقایسه با مقاومت معادل R_1 و R_2 قابل توجه و بزرگ است لذا مقاومت ورودی به سمت مقاومت معادل R_1 و R_2 میل می‌کند.

$$R_i \simeq R_1 \| R_2$$



شکل ۲ــ۷۳ــ مدار سادهٔ معادل ac تقویت‌کننده

۵ــ۱۲ــ۲ــ مقاومت خروجی : مقاومت خروجی تقویت کنندهٔ کلکتور مشترک از موازی شدن مقاومت R_E با مقاومت امیتر کلکتور ترانزیستور به‌دست می‌آید. این مقاومت از R_E کوچک‌تر است. با تقریبی قابل قبول می‌توان R_O را از رابطهٔ زیر به دست آورد :

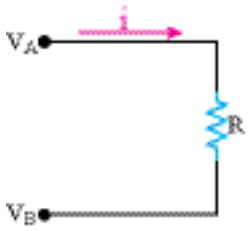
$$R_O = R_E \| r_e$$

$$r_e = \frac{r_\pi}{\beta}$$

r_π مقاومت دینامیکی دیود بیس امیتر از نگاه بیس و r_e مقاومت دینامیکی دیود امیتر بیس از نگاه امیتر است.

۱۳ــ۲ــ انجام بعضی اصلاحات در مدار تقویت‌کنندهٔ CC

۱ــ۱۳ــ۲ــ خنثی کردن اثر مقاومت‌های بایاس با خازن بوت‌استراپ (Boot strap) : چون مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_1 و R_2 با مقاومت ورودی ترانزیستور یعنی مقاومتی که از بیس کلکتور دیده می‌شود موازی است، مقاومت ورودی ترانزیستور کاهش می‌یابد. برای خنثی کردن اثرگذاری مقاومت‌های بایاس R_1 و R_2 بر مقاومت ورودی ترانزیستور از روشی به نام **بوت‌استراپ کردن** استفاده می‌کنند. به عنوان مثال مقاومت شکل ۲ــ۷۴ را درنظر بگیرید.

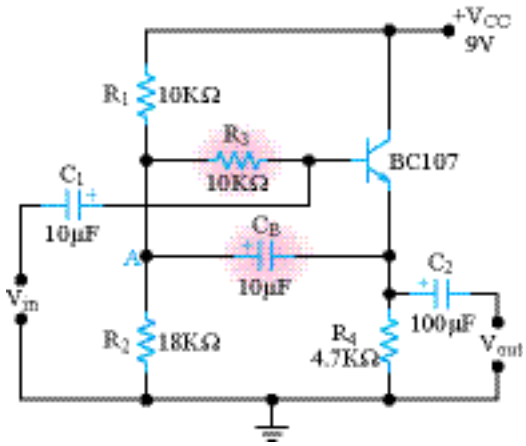


شکل ۲ــ۷۴ــ مقاومت R و پتانسیل دوسر آن

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

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

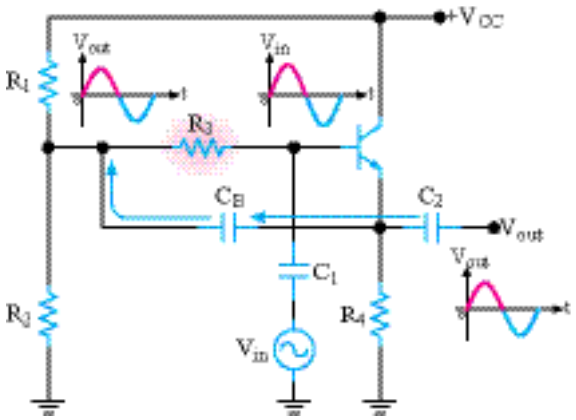
در صورتی که دو سر این مقاومت کاملاً هم‌پتانسیل، یعنی $V_A = V_B$ باشد، هیچ جریانی از مقاومت R نخواهد گذشت. به عبارت دیگر، مقاومت R در مسیر سیگنال به‌صورت مدار باز ظاهر می‌شود و مقدار آن به سمت بینهایت ($R \to \infty$) میل می‌کند. از این خاصیت که بوت‌استراپ کردن مقاومت نام دارد، برای افزایش مقدار مقاومت ورودی تقویت‌کننده‌ها در برابر سیگنال ac استفاده می‌کنند. در شکل ۲ــ۷۵ یک طبقه تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک را مشاهده می‌کنید. در این تقویت‌کننده به منظور افزایش مقاومت ورودی R_3 بوت‌استراپ شده است.



شکل ۷۵ــ۲ــ خازن بوت استراپ‌کننده C_B

در این مدار، سیگنال ac موجود روی پیوند امیتر ترانزیستور با سیگنال ac ورودی هم‌فاز و تقریباً هم‌دامنه است. این سیگنال از طریق خازن C_B به یک انتهای مقاومت $R_۴$ برگردانده شده است. هم‌چنین سیگنال ورودی از خازن کوپلاژ $C_۱$ به انتهای دیگر مقاومت $R_۴$ یعنی پایهٔ بیس ترانزیستور می‌رسد. به این ترتیب دو انتهای مقاومت $R_۴$ همواره هم‌پتانسیل باقی می‌ماند. این موضوع باعث می‌شود که جریان ac ناچیزی از مقاومت $R_۴$ بگذرد. به عبارت دیگر، این مقاومت که در برابر جریان مستقیم مقداری برابر با ۱۰ kΩ دارد، در مقابل سیگنال ac مقاومت خیلی بیش‌تری از خود نشان می‌دهد.

شکل ۷۶ــ۲ مسیر برگشت سیگنال خروجی به یک انتهای مقاومت $R_۴$ و نحوهٔ بوت‌استراپ شدن آن را نشان می‌دهد.



شکل ۷۶ــ۲ــ مسیر برگشت سیگنال خروجی به یک انتهای $R_۴$

مقدار مقاومت بوت‌استراپ به ضریب تقویت ولتاژ ترانزیستور بستگی دارد و مقدار آن ممکن است تا یک مگا اهم برسد. توجه داشته باشید که در این مدار از نوعی فیدبک مثبت استفاده شده است. به این ترتیب با بوت استراپ شدن $R_۴$ اثر مجموعهٔ مقاومت‌های $R_۴$، $R_۱$ و $R_۲$ تا حدودی خنثی شده و مقاومت ورودی به شدت افزایش می‌یابد.

۱۴ــ۲ــ مقایسهٔ سه نوع آرایش تقویت‌کننده‌ها از نظر مشخصات

همان‌طوری که در مباحث قبلی مشاهده کردید، سه نوع آرایش تقویت‌کننده‌ها (CE، CB و CC) از نظر میزان بهرهٔ ولتاژ و جریان و مقاومت‌های ورودی و خروجی کاملاً باهم متفاوت هستند. هم‌چنین بهرهٔ توان این تقویت‌کننده‌ها که از رابطهٔ $A_P = A_V \times A_I$ محاسبه می‌شود نیز باهم متفاوت است. تقویت کنندهٔ امیتر مشترک به علت داشتن بهرهٔ ولتاژ و بهرهٔ جریان نسبتاً زیاد، بهرهٔ توان بسیار زیادی دارد به همین دلیل کاربرد آن در مدارهای مختلف الکترونیکی بسیار زیاد است. در جدول ۱ــ۲ مشخصات این سه نوع آرایش را برای یک نوع ترانزیستور که از نظر بایاس تا حد امکان باهم تشابه دارند، آورده‌ایم.

نکتهٔ مهم: مقایسهٔ مقادیر مربوط به مشخصه‌های تقویت کننده‌ها در قالب واژه‌های کم، زیاد و متوسط برای یک ترانزیستور خاص و در شرایط بایاس مشابه (تاحدامکان) استفاده می‌شود. به عنوان مثال اگر مقاومت خروجی یک تقویت کنندهٔ امیتر مشترک برابر با ۱kΩ باشد مقدار ۱kΩ حد متوسط درنظر گرفته می‌شود و مقاومت خروجی تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک اگر ۱/۵ کیلواهم باشد حد زیاد و مدار کلکتور مشترک اگر کم‌تر از ۱kΩ باشد حد کم تعریف می‌شود.

جدول ۱ــ۲

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

۱۵ــ۲ــ کاربرد آرایش‌های مختلف تقویت‌کننده

۱ــ۱۵ــ۲ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک :

تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک در مقایسه با سایر آرایش‌ها دارای امپدانس (مقاومت) ورودی و خروجی متوسطی است. این تقویت‌کننده هم جریان و هم ولتاژ را تقویت می‌کند. بنابراین از این مدار می‌توان در تقویت‌کننده‌های انتهایی، میانی و ابتدایی مدارهای الکترونیکی استفاده کرد. پهنای باند تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک نسبتاً خوب است. هم‌چنین بین ولتاژ ورودی و خروجی این نوع تقویت کننده ۱۸۰ درجه اختلاف فاز به وجود می‌آید.

۲ــ۱۵ــ۲ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ بیس مشترک :

تقویت کنندهٔ بیس مشترک، یک تقویت‌کنندهٔ ولتاژ است و باند فرکانسی وسیع‌تری نسبت به تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک دارد. این تقویت‌کننده در مواردی به‌کار می‌رود که امپدانس ورودی کم مورد نیاز باشد. در این آرایش، ولتاژهای ورودی و خروجی هم فاز هستند.

۳ــ۱۵ــ۲ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک :

این تقویت‌کننده دارای بهرهٔ ولتاژ کم، بهرهٔ جریان زیاد، امپدانس ورودی زیاد و امپدانس خروجی کم است. از این تقویت‌کننده به عنوان تقویت‌کنندهٔ جریان در رگولاتورها و تقویت‌کنندهٔ انتهایی در طبقهٔ تقویت صوتی استفاده می‌کنند. این تقویت‌کننده به علت دارا بودن امپدانس ورودی زیاد و امپدانس خروجی کم به عنوان تطبیق‌دهندهٔ امپدانس به‌کار می‌رود و برای تطبیق امپدانس زیاد به امپدانس کم مورد استفاده قرار می‌گیرد.

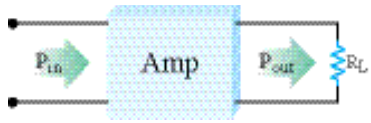
۱۶ــ۲ــ بیان بهرهٔ یک تقویت‌کننده برحسب دسی‌بل (Decibel)

تحول در عمل الکترونیک با ساخته شدن اوّلین دستگاه‌های تقویت صدا در نخستین سال‌های قرن بیستم آغاز شد. دورانی که همهٔ فعالیّت‌ها برای 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 گوش انسان با شدّت صدا تناسب لگاریتمی 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. این ویژگی که یکی از ظرافت‌های آفرینش است به انسان توانایی تحمّل صداهای فوق‌العاده شدید را می‌دهد. با توجه به حساسیت لگاریتمی گوش انسان در برابر شدت صدا، به‌منظور درک بهتر مفهوم تقویت‌کنندگی، تصمیم بر این گرفته شد که میزان تقویت‌کنندگی یک دستگاه تقویت‌کننده را به صورت لگاریتمی بیان کنند.

نکتهٔ مهم: مبنای تابع لگاریتمی مربوط به پاسخ دستگاه شنوایی عددی غیر از (۱۰) است. در این مبحث مبنای (۱۰) فقط به عنوان مثال مطرح شده است.

به شکل ۷۷ــ۲ که بلوک دیاگرام یک تقویت‌کننده است توجه کنید.



شکل ۷۷ــ۲ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده

در این شکل توان داده شده به یک تقویت‌کننده را برابر P_{in} و توانی را که از آن گرفته می‌شود برابر P_{out} فرض می‌کنیم، طبق تعریف ده برابر لگاریتم اعشاری نسبت $\frac{P_{out}}{P_{in}}$ را ضریب تقویت برحسب دسی‌بل می‌نامیم. این موضوع با رابطهٔ لگاریتمی زیر بیان می‌شود.

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_{out}}{P_{in}}$$

مثال ۵ــ۲ : در صورتی که توان وارد شده به شبکهٔ شکل ۷۷ــ۲ برابر یک وات و توان دریافتی از آن مساوی ۲ وات باشد، بهرهٔ قدرت این تقویت‌کننده چند دسی‌بل می شود؟

پاسخ : ابتدا A_P را محاسبه می‌کنیم.

$$A_P = \frac{P_O}{P_{in}} = \frac{۲W}{۱W} = ۲ \qquad \text{مرتبه}$$

مقدار A_P را در رابطهٔ لگاریتمی دسی‌بل قرار می‌دهیم.

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_O}{P_{in}} = ۱۰\log A_P$$

$$A_P\,(dB) = ۱۰\log۲$$

$\log۲ = ۰/۳۰۱۰۳$ است که برای سادگی محاسبات آن را برابر با ۰/۳ درنظر می‌گیریم و مقدار A_P را برحسب دسی‌بل محاسبه می‌کنیم.

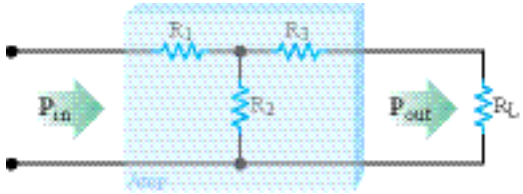
$$A_P(dB) = ۱۰ \times ۰/۳ = ۳$$

۱ــ۱۶ــ۲ــ تضعیف برحسب دسی بل : در یک شبکهٔ تضعیف کننده مانند یک خط انتقال میزان توانی که از درگاه خروجی دریافت می‌گردد، کم‌تر از میزان توانی است که از درگاه ورودی وارد آن می‌شود. لذا در چنین شبکه‌ای بهرهٔ توان **کوچک‌تر از یک** است و اگر آن را برحسب دسی بل بیان کنیم، به صورت یک عدد منفی ظاهر می‌شود.

شکل ۷۸ــ۲ یک شبکهٔ تضعیف کننده را نشان می‌دهد.

برای شبکه‌های تضعیف می‌توان به‌جای ضریب تقویت، ضریب تضعیف را طبق رابطهٔ زیر تعریف کرد.

$$\text{ضریب تضعیف} = \frac{\text{توان وارد شده به شبکه}}{\text{توان خارج شده از شبکه}} = \frac{P_{in}}{P_O}$$



شکل ۷۸ــ۲ــ شبکهٔ تضعیف‌کنندهٔ مقاومتی

مقدار تضعیف برحسب دسی‌بل از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_{in}}{P_O}$$

مثال ۶ــ۲ــ اگر توان ورودی شبکه‌ای ۱۰W و توان خروجی آن ۵W باشد بهرهٔ توان برحسب مرتبه و برحسب dB را به‌دست آورید. dB تضعیف چه قدر است؟

پاسخ : بهرهٔ توان را برحسب مرتبه به‌دست می‌آوریم.

$$\text{بهره توان} \quad A_P = \frac{P_O}{P_{in}} = \frac{۵}{۱۰} = \frac{۱}{۲} \quad \text{مرتبه}$$

مقدار بهره را برحسب dB (دسی‌بل) محاسبه می‌کنیم.

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_O}{P_{in}}$$

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{۱}{۲}$$

در محاسبات لگاریتم می‌توانیم $\log\frac{A}{B}$ را به‌صورت زیر بنویسیم.

$$\log\frac{A}{B} = \log A - \log B$$

رابطهٔ بهرهٔ توان را با استفاده از روش فوق ساده می‌کنیم.

$$A_p\,(dB) = ۱۰\,[\log۱ - \log۲]$$

$$A_p(dB) = ۱۰\,[۰ - ۰/۳] = -۳$$

مشاهده می‌شود در شبکه‌های تضعیف‌کننده بهره توان برحسب

دسی‌بل، یک عدد منفی به‌دست می‌آید. به عنوان مثال ضریب بهرهٔ توان در این مثال ۳- دسی‌بل است.

$A_P = -3$ دسی‌بل

برای حذف علامت منفی می‌توان تضعیف را برحسب دسی بل به‌دست آورد. برای این منظور از رابطهٔ زیر استفاده می‌کنیم.

$A_P(dB) = 10\log\frac{P_{in}}{P_O} = 10\log\frac{10}{5}$ تضعیف

رابطه را ساده می‌کنیم

$A_P(dB) = 10\log 2 = 10(0/3) = 3$ تضعیف

$A_P = 3$ دسی‌بل تضعیف

برای کسب مهارت لازم به حل چند مثال می‌پردازیم.

مثال ۷ــ۲ : توان خروجی شبکهٔ شکل ۷۹ــ۲ چند وات است؟

پاسخ :

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

شکل ۷۹ــ۲

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

طرفین تساوی را به عدد ۱۰ تقسیم می‌کنیم :

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

می‌دانیم $\log 10 = 1$ و $\log 2 = 0/3$ است. با استفاده از رابطهٔ $\log A + \log B = \log A \times B$

عبارت فوق را به صورت زیر ساده می‌کنیم :

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

سپس مجموع لگاریتم‌ها را به لگاریتم حاصل‌ضرب تبدیل می‌کنیم :

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

چون هر دو لگاریتم باهم برابر هستند پس اعداد آن نیز باهم برابر است و می‌توانیم بنویسیم :

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

مثال ۸ ــ۲ : 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؟

پاسخ : رابطهٔ دسی‌بل تضعیف را می‌نویسیم :

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

مقادیر را جایگزین می‌کنیم :

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

عدد ۲/۷ را به صورت ۰/۳ - ۳ می‌نویسیم و آن را تبدیل به مجموع لگاریتم‌ها می‌کنیم.

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

چون $\log A - \log B = \log\frac{A}{B}$ است لذا :

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

چون لگاریتم‌ها باهم برابر است پس اعداد آن نیز باهم برابر است.

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

مثال ۹ــ۲ : توان خروجی تقویت کنندهٔ شکل ۸۰ــ۲ چند وات است؟

شکل ۸۰ــ۲

پاسخ : رابطهٔ دسی‌بل را می‌نویسیم :

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_{out}}{P_{in}}$$

اعداد را جایگزین می‌کنیم : $۳۳ = ۱۰\log\frac{P_{out}}{۱۵۰}$

طرفین تساوی را به ۱۰ تقسیم می‌کنیم :

$$۳/۳ = \log\frac{P_{out}}{۱۵۰}$$

عدد ۳/۳ را به‌صورت ۰/۳ + ۳ می‌نویسیم می‌دانیم $\log ۲ = ۰/۳$ و $\log ۱۰۰۰ = ۳$ است.

$$۳ + ۰/۳ = \log\frac{P_{out}}{۱۵۰}$$

اعداد را به صورت مجموع لگاریتم‌ها درمی‌آوریم :

$$\log ۱۰۰۰ + \log ۲ = \log\frac{P_O}{۱۵۰}$$

مجموع لگاریتم ها را به لگاریتم حاصل‌ضرب تبدیل می‌کنیم : $\log(۱۰۰۰\times ۲) = \log\frac{P_O}{۱۵۰}$

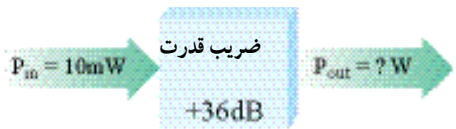
مقدار توان خروجی را محاسبه می‌کنیم :

$$۲۰۰۰ = \frac{P_{out}}{۱۵۰} \Rightarrow P_O = ۳۰۰۰۰mW$$

$$P_O = ۳۰۰\ W$$

حل مثال‌های فوق به‌گونه‌ای طراحی شده است که به توان آن را به صورت مجموع یا تفاضل لگاریتم مضربی از ده یا عدد ۲ درآورد اگر به‌خاطر بسپاریم که $\log ۱۰^n = n$ است به آسانی درمی‌یابیم **که هر ۳ دسی‌بل افزایش در ضریب قدرت معادل با دو برابر شدن قدرت خروجی و هر ۳ دسی‌بل کاهش در ضریب قدرت به معنای نصف شدن قدرت خروجی شبکه است.** بنابراین بدون نیاز به محاسبه‌های طولانی، قادر به تعیین قدرت خروجی هر شبکه خواهیم بود.

مثال ۱۰ــ۲ : توان خروجی شبکهٔ شکل ۸۱ ــ۲ چند وات است؟



شکل ۸۱ــ۲

نکتهٔ مهم : هنگامی که دو دسی‌بل باهم جمع می‌شوند ضریب بهرهٔ توان آن‌ها در هم ضرب خواهند شد.

$$۱۰\log a_۱ + ۱۰\log a_۲ = ۱۰\log a_۱ \times a_۲$$

دسی‌بل ۵۰ = دسی‌بل ۲۰ + دسی‌بل ۳۰

معادل ۱۰۰۰۰۰ مرتبه = معادل ۱۰۰ مرتبه × معادل ۱۰۰۰ مرتبه

۳۰ دسی‌بل به علاوهٔ ۲۰ دسی‌بل برابر ۵۰ دسی‌بل می‌شود.

۳۰ دسی‌بل معادل ۱۰۰۰ مرتبه و ۲۰ دسی‌بل معادل ۱۰۰ مرتبه تقویت است بنابراین ۵۰ دسی‌بل معادل ۱۰۰۰۰۰ مرتبه تقویت است.

پاسخ : ابتدا ۳۶ را به صورت زیر می‌نویسیم :

$$۳۶ = [(۳۰) + ۳] + ۳$$

سی دسی‌بل معادل ۱۰۰۰ برابر و سه دسی‌بل معادل ۲ برابر است، پس می‌توانیم بنویسیم :

۳۰ + ۳ = ۳۳

↓ ↓

۱۰۰۰ × ۲ = ۲۰۰۰ برابر

↓ ↓

حال ۳۳ را با ۳ جمع می‌کنیم. ۳۳ + ۳ = ۳۶

↓ ↓

۲۰۰۰ × ۲ = ۴۰۰۰ برابر

به این ترتیب ۳۶ دسی‌بل معادل ۴۰۰۰ برابر تقویت است.

توان خروجی را محاسبه می‌کنیم.

$$P_{out} = ۱۰mW \times ۴۰۰۰$$

$$P_{out} = ۴۰۰۰۰mW = ۴۰W$$

۲ــ۱۶ــ۲ــ محاسبهٔ ضریب تقویت طبقات متوالی برحسب dB

: هرگاه چند طبقه تقویت‌کننده را مانند شکل ۸۲ ــ۲ به صورت متوالی بسته شده باشند، ضریب قدرت کلی سیستم برابر است با :

شکل ۸۲ــ۲ــ اتصال متوالی تقویت‌کننده‌ها

$$A_P = \frac{P_O}{P_{in}} = \frac{P_{O_{(1)}}}{P_{in_{(1)}}} \times \frac{P_{O_{(2)}}}{P_{in_{(2)}}} \times \frac{P_{O_{(3)}}}{P_{in_{(3)}}} \times \cdots \times \frac{P_{O_{(n)}}}{P_{in_{(n)}}}$$

$$A_P = A_{P_1} \times A_{P_2} \times A_{P_3} \times \cdots \times A_{P_n}$$

توجه داشته باشید که $P_{O_1} = P_{in_2}$ و $P_{O_2} = P_{in_3}$ و ... است. لذا در معادلهٔ فوق، صورت هر کسر با مخرج کسر سمت راست آن برابر است. حال اگر جملات را با یکدیگر ساده کنیم، تنها جملهٔ مخرج کسر اول و صورت کسر آخر باقی می‌ماند یعنی :

$$A_P = \frac{P_O}{P_{in}}$$

اگر بهرهٔ کل مدار را برحسب دسی‌بل بیان کنیم نتیجه می‌شود :

$$10\log A_P = 10\log(A_{P_1} \times A_{P_2} \times \cdots \times A_{P_n})$$

$$10\log A_P = 10\log A_{P_1} + 10\log A_{P_2} + \cdots + 10\log A_{P_n}$$

$$A_P(dB) = A_{P_1}(dB) + A_{P_2}(dB) + \cdots + A_{P_n}(dB)$$

نکتهٔ مهم : در صورتی که ضریب تقویت توان هر طبقه برحسب دسی بل بیان شود ضریب تقویت توان کل برحسب دسی‌بل، از مجموع دسی بل‌های مربوط به هر طبقه به‌دست می‌آید.

مثال ۱۱ــ۲ : قدرت خروجی شبکهٔ شکل ۸۳ ــ۲ را به‌دست آورید.

پاسخ : $dB = ۳۶ - ۱۲ + ۹ = ۳۳dB$ کلی شبکه

شکل ۸۳ ــ۲

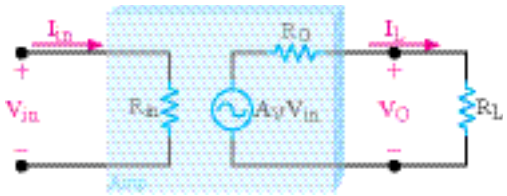
عدد ۳۰dB به منزلهٔ ضریب توانی برابر ۱۰۰۰ و ۳dB افزایشِ در آن (یعنی ۳۳dB) به معنی دو برابر شدن این ضریب توان یعنی ۲۰۰۰ است.

لذا :

$$P_O = ۱mW \times ۲۰۰۰ = ۲۰۰۰\ mW = ۲W$$

۳ــ۱۶ــ۲ــ محاسبهٔ ضریب تقویت توان برحسب

بهرهٔ ولتاژ : هر تقویت‌کننده با ضریب بهرهٔ ولتاژ A_V را می‌توان از درگاه ورودی معادل R_{in} و از درگاه خروجی معادل یک منبع ولتاژ و یک مقاومت سری با منبع درنظر گرفت که همان معادل تونن است. در این مدارها بهرهٔ توان برحسب dB را می‌توان براساس ولتاژ ورودی و خروجی شبکه بیان نمود. شکل ۸۴ ــ۲ مدل الکتریکی یک تقویت‌کننده را نشان می‌دهد.



شکل ۸۴ ــ۲ــ مدل الکتریکی تقویت‌کننده

برای هنرجویان علاقه‌مند : توانی که وارد شبکه می‌شود، به افت پتانسیل V_{in} در دوسر مقاومت ورودی آن منجر می‌گردد؛ به طوری که :

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

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

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

با جایگزین کردن جملات طرف راست معادله‌های فوق به جای P_{in} و P_O در معادلهٔ $A_P(dB) = 10\log\frac{P_o}{P_{in}}$ نتیجه می‌شود :

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

معادله را ساده می‌کنیم :

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

در صورتی که مقاومت بار و مقاومت ورودی شبکه با یک دیگر مساوی باشند، می‌توان معادلهٔ فوق را به شکل ساده‌تری بیان کرد. در این حالت خواهیم داشت.

$$A_P(dB) = ۱۰\log(\frac{V_o}{V_{in}})^۲$$

با توجه به رابطهٔ $\log A^n = n\log A$ نتیجه می‌شود :

$$\boxed{A_P(dB) = ۲۰\log\frac{V_o}{V_{in}}}$$

این رابطه مقدار دسی‌بل بهرهٔ توان را برحسب بهرهٔ ولتاژ نشان می‌دهد.

۴ــ۱۶ــ۲ــ محاسبهٔ ضریب تقویت توان برحسب بهرهٔ جریان

برای هنرجویان علاقه‌مند: با توجه به معادلهٔ $A_P(dB) = ۱۰\log\frac{P_o}{P_{in}}$ به‌جای P_O می‌توان نوشت :

$$P_O = R_L I_L^۲$$

هم‌چنین می‌توان به‌جای P_{in} مساوی آن $P_{in} = R_{in}I_{in}^۲$ را در معادلهٔ اصلی قرار داد.

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{R_L I_L^۲}{R_{in} I_{in}^۲}$$

در صورتی که $R_L = R_{in}$ باشد مقدار A_P از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$A_P(dB) = ۱۰\log\frac{I_L^۲}{I_{in}^۲}$$

بنابراین رابطهٔ نهایی بهرهٔ توان برحسب بهرهٔ جریان به‌صورت زیر است :

$$\boxed{A_P(dB) = ۲۰\log\frac{I_L}{I_{in}}}$$

۱۷ــ۲ــ پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده‌ها

اگر ولتاژ ورودی یک تقویت‌کننده را سیگنالی با فرکانس ثابت، به صورت $v_i = V_m\sin\omega t$، درنظر بگیریم با چنین فرضی، شکل ولتاژ ظاهر شده در خروجی آن نیز شبیه شکل موج ورودی و تنها با دامنه‌ای متفاوت با آن است.

یعنی : $v_o = V'_m\sin\omega t$

که در آن $V'_m = A_v V_m$ است. شکل ۸۵ــ۲ نمای بلوکی تقویت‌کننده و ولتاژ ورودی و خروجی آن را نشان می‌دهد.

شکل ۸۵ ــ۲ــ نمای بلوکی تقویت‌کننده

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

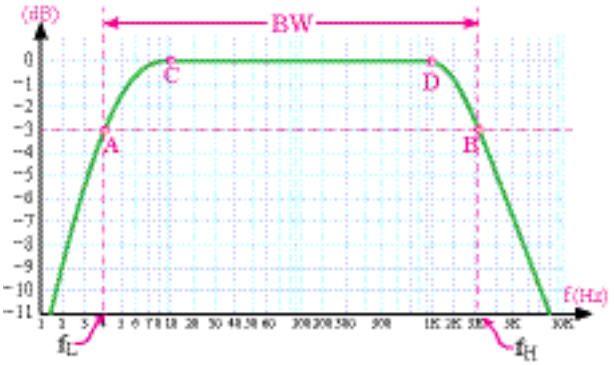
تقویت متفاوت هریک از این امواجِ طیف باعث می‌شود که شکل موج خروجی تقویت‌کننده با شکل موج ورودی آن تفاوت داشته باشد. این تغییر شکل موج را (که پدیدهٔ نامطلوب است) تغییر شکل در موج (اعوجاج Distortion) می‌نامیم. یک تقویت‌کنندهٔ ایده‌آل نباید در شکل موج تغییر شکل ایجاد کند. معمولاً تقویت‌کننده‌ها فرکانس‌های 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.

نکتهٔ مهم : برای ترسیم منحنی پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده‌ها معمولاً بیش‌ترین مقدار ضریب تقویت را برابر با صفر دسی‌بل درنظر می‌گیرند. مثلاً اگر تقویت‌کننده‌ای ۱۰۰۰ برابر تقویت کند و خروجی آن ۱۰W باشد. حد ۱۰۰۰ برابر یعنی ۱۰W را معادل صفر دسی بل درنظر می‌گیرند حال اگر تقویت مدار از ۱۰۰۰ برابر (۱۰W) کم‌تر باشد آن را با دسی بل منفی نشان می‌دهند.

در شکل ۸۶ ــ۲ منحنی پاسخ فرکانسی یک تقویت‌کنندهٔ رسم شده است. در این شکل بهرهٔ تقویت‌کننده، در حالت انتقال

بدون تضعیف برابر با، (۱) فرض شده است. منحنی از دو ناحیهٔ کاملاً متفاوت تشکیل می‌شود.

ـ ناحیهٔ CD که کلیهٔ فرکانس‌های واقع در این محدوده به یک نسبت تقویت می‌شوند. در نواحی سمت چپ نقطهٔ C و سمت راست نقطهٔ D میزان تقویت کاهش می‌یابد و سیر نزولی را طی می‌کند.



شکل ۸۶ ــ۲ــ منحنی پاسخ فرکانسی یک تقویت‌کنندهٔ نمونه

۱ــ۱۷ــ۲ــ تعریف باند مفید و فرکانس قطع :محدوده‌ای از طیف فرکانس در تقویت‌کننده که در آن ضریب تقویت، تغییر محسوسی نمی‌کند را **باند مفید فرکانس** آن تقویت‌کننده می‌نامند. در شکل ۸۶ ــ۲ این باند بین دو نقطهٔ A و B واقع شده است. فرکانس متناظر با نقطهٔ A را **فرکانس قطع پایین** و فرکانس متناظر با نقطهٔ B را **فرکانس قطع بالای** تقویت‌کننده می‌گوییم.

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

۱۸ــ۲ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ ۱۸ــ۲ــ تقویت‌کنندهٔ با آرایش ..... دارای بهرهٔ ولتاژ زیاد و بهرهٔ جریان کم و کوچک‌تر از واحد است.

صحیح یا غلط

۲ــ ۱۸ــ۲ــ در تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک بین جریان ورودی (I_B) و جریان خروجی (I_C) ۱۸۰° اختلاف فاز وجود دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

پاسخ کوتاه

۳ــ ۱۸ــ۲ــ درکدام یک از تقویت‌کننده های CE، CB و CC، امپدانس ورودی کم‌تر و پهنای باند وسیع‌تر (پاسخ فرکانسی مطلوب‌تر) است؟

چهارگزینه‌ای

۴ــ ۱۸ــ۲ــ کدام رابطه فرمول محاسبهٔ مقاومت خروجی یک تقویت‌کننده را به درستی بیان می‌کند؟

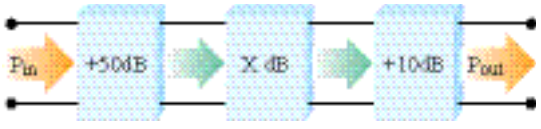
۱) $R_O = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}}$

۲) $R_O = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times R_L$

۳) $R_O = \frac{V_{OFL} - V_{ONL}}{V_{OFL}} \times R_L$

۴) $R_O = \frac{V_{OFL} - V_{ONL}}{V_{ONL}}$

۵ــ ۱۸ــ۲ــ با توجه به بلوک دیاگرام شکل ۸۷ ــ۲ X برحسب دسی‌بل کدام است؟



$P_{in} = ۲\mu w$ $\log ۲ = ۰/۳$

$P_o = ۱۰ w$

شکل ۸۷ ــ۲

۱) +۱۳dB

۲) +۳dB

۳) −۷dB

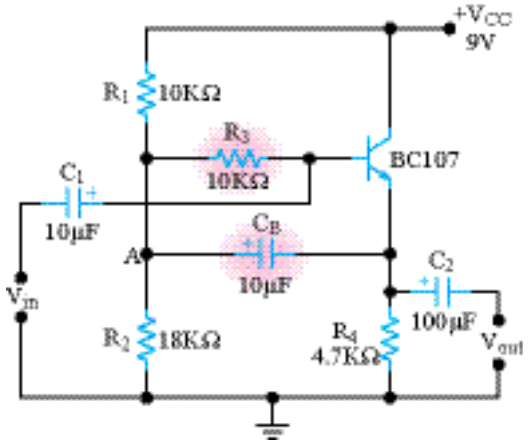
۴) +۷dB

تشریحی

۶ــ ۱۸ــ۲ــ مدار یک تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک را به صورت بایاس سرخود رسم کنید و نحوهٔ به‌دست آوردن مقاومت خروجی آن را با نوشتن فرمول شرح دهید.

۷ــ ۱۸ــ۲ــ سه نوع تقویت‌کنندهٔ CE و CB و CC را از نظر مشخصات ویژه در جدولی باهم مقایسه کنید.

۸ ــ ۱۸ــ۲ــ در مدار شکل ۸۸ ــ۲ چگونه مقاومت $R_۴$ بوت استراپ شده است؟ شرح دهید. امپدانس ورودی مدار به سمت چه مقاومتی میل می‌کند؟



شکل ۸۸ ــ۲

فصل سوم

ترانزیستور اثر میدان (FET)

Field Effect Transistor

زمان اجرا : ۱۶ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی اصول کار ترانزیستورهای اثر میدان و مدارهای سادهٔ آن

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ ساختمان ترانزیستور اثر میدان (FET) و نماد آن را شرح دهد.
۲ــ منحنی مشخصهٔ JFET را شرح دهد.
۳ــ ولتاژبندی (بایاس) JFET را توضیح دهد.
۴ــ کاربردهای JFET را از روی منحنی مشخصه شرح دهد (منبع جریان ثابت، مقاومت متغیر، تقویت‌کننده، سوئیچ)
۵ــ JFET را با BJT مقایسه کند.
۶ــ چگونگی تقویت توسط JFET را تشریح کند.
۷ــ آرایش تقویت‌کننده JFET به صورت CS ، CG و CD را شرح دهد.
۸ ــ تقویت کننده‌های BJT را با تقویت‌کننده‌های FET مقایسه کند.
۹ــ ساختمان ترانزیستور اثر میدان باگیت عایق شده را شرح دهد.
۱۰ــ منحنی مشخصه‌های خروجی و انتقالی MOSFET را تجزیه و تحلیل کند.
۱۱ــ ساختمان VMOSFET را تعریف کند.
۱۲ــ ساختمان داخلی VMOSFET را با MOSFET مقایسه کند.
۱۳ــ کاربردهای VMOSFET را شرح دهد.
۱۴ــ مشخصات مهم ترانزیستورهای JFET یا MOSFET را از Datasheet استخراج کند.
۱۵ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

ترانزیستورهای معمولی به دلیل ساختار فیزیکی خاصی که دارند ترانزیستورهای دوپیوندی یا BJT نامیده می‌شوند و عناصری هستند که جریان را کنترل می‌کنند به بیانی دیگر جریان بیس‌ترانزیستور جریان کلکتور را کنترل می‌کند. البته در BJT تغییر ولتاژ بیس امیتر نیز می‌تواند I_B را تغییر داده و سرانجام I_C کنترل شود. برای برقراری جریان در اتصال کلکتور، باید جریان بیس به اندازه‌ای باشد که بتواند به‌طور کامل بر پتانسیل سد پیوند بیس امیتر غلبه کند و آن را بشکند. وجود جریان ورودی زیاد در ترانزیستور BJT باعث می‌شود که مقاومت ورودی ترانزیستورهای دوپیوندی نسبتاً کم باشد به‌طوری که مقاومت ورودی حتی در آرایش کلکتور مشترک، از چند صدهزار اهم تجاوز نکند. بنابراین هنگامی که می‌خواهیم سیگنال منبعی با مقاومت داخلی بسیار زیاد (مثلاً حدود چندمگااهم) را تقویت کنیم نمی‌توانیم ترانزیستور BJT را در طبقه اول تقویت‌کننده به‌کار ببریم زیرا مقاومت ورودی کم آن باعث بارگذاری می‌شود. هم‌چنین هنگام اتصال در دستگاه‌های اندازه‌گیری مانند ولت‌متر و اسیلوسکوپ به مدار، نباید از مدار مورد اندازه‌گیری جریان زیادی گرفته شود. لازم است این دستگاه‌ها مقاومت ورودی زیادی داشته باشند. بنابراین ترانزیستورهای BJT در این‌گونه مدارها، کارآیی لازم را ندارند. ساختمان داخلی ترانزیستورهای

اثر میدان در مقایسه با ترانزیستورهای BJT، ساده‌تر است و مقاومت ورودی بسیار زیاد (در حدود ۱۰MΩ تا ۱۰۰۰MΩ) دارند. ترانزیستورهای اثر میدان با ولتاژ کنترل می شوند و در ساختمان داخلی آن‌ها فقط دو نوع نیمه‌هادی به‌کار می‌رود، به همین علت این ترانزیستورها را «تک‌پیوندی» (unijunction Transistor) یا یک قطبی می‌گویند. ترانزیستورهای اثر میدان را در دو نوع متفاوت به شرح زیر می‌سازند.

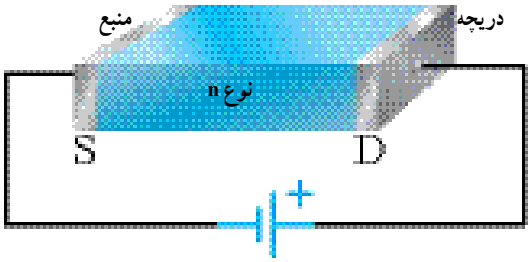
الف) استفاده از روش نفوذی یعنی نفوذ دادن کریستال نوع N در P یا برعکس، این نوع ترانزیستورها را JFET می‌نامند.

ب) استفاده از خاصیت خازنی لایه‌ها، این نوع ترانزیستورها را MOSFET می‌نامند. MOS از کلمات M=Metal فلزی O=Oxide اکسید و S=Semiconductor نیمه هادی گرفته شده است.

۱ــ۳ــ ترانزیستور با اثر میدان پیوندی یا JFET (Junction Field Effect Transistor)

۱ــ ۱ــ۳ــ ساختمان JFET با کانال N : یک میلهٔ سیلیسیمی را که کمی ناخالصی نوع n به آن افزوده شده باشد، درنظر بگیرید. این میله درست مانند یک مقاومت عمل می‌کند که مقدار آن به میزان ناخالصی افزوده شده، سطح مقطع و طول میله بستگی دارد.

اگر یک باتری، مطابق شکل ۱ــ۳ به دوسر این میله وصل کنیم، جریانی متناسب با ولتاژ دوسر 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.



شکل ۱ــ۳ــ نیمه‌هادی با ناخالصی n

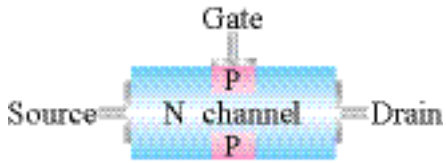
این میلهٔ نیمه هادی، با توجه به میزان ناخالصی، سطح مقطع و طول مشخص، در شرایط عادی مانند یک مقاومت ثابت عمل می‌کند یعنی با دادن یک ولتاژ ثابت، جریان ثابتی از آن می‌گذرد. اگر مقاومت این میله تغییر کند، میزان جریانی که در برابر یک ولتاژ ثابت از آن عبور می‌کند نیز تغییر خواهد کرد. تغییر مقدار مقاومت میله 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 سه‌ظرفیتی مانند ایندیُم را به‌گونه‌ای نفوذ دهیم که یک ناحیهٔ نوع p با غلظتی بیش از ناحیهٔ n تشکیل شود، یک پیوند pn به‌وجود می‌آید. در این‌حالت ناحیهٔ n را کانال و نیمه‌هادی نوع p را دروازه یا گیت (Gate) می‌نامند. با اتصال دو سیم به دو طرف لایه N و یک سیم به لایهٔ P یک عنصر سه‌پایه حاصل می‌شود که به ترانزیستور با اثر میدان پیوندی معروف است.

شکل ۲ــ۳ ساختمان JFET با کانال N و پایه‌های آن را نشان می‌دهد.

شکل ۲ــ۳ــ ساختمان JFET

در عمل برای آن که ترانزیستور مشخصات الکتریکی بهتری داشته باشد، ناحیهٔ گیت را مانند شکل ۳ــ۳ در اطراف کانال ایجاد می‌کنند.

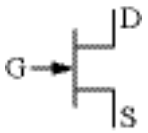


شکل ۳ــ۳ــ ساختمان JFET با گیت در دو طرف

دو کریستال P را معمولاً از داخل به هم وصل می‌کنند، چنانچه ترانزیستوری با دو گیت در دست باشد، باید به‌وسیلهٔ

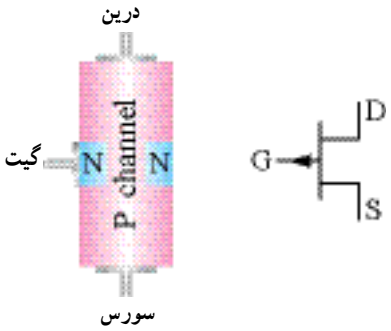
سیمی این دو پایه را به هم وصل نمود. ممکن است برای سادگی رسم شکل، دو کریستال P را که به هم متصل هستند فقط با یک اتصال گیت، نشان دهند.

علامت اختصاری JFET با کانال N به صورت شکل ۳ـ۴ است. توجه داشته باشید که نوک پیکان به سمت داخل معرف گیت از نوع P است.



شکل ۳ـ۴ـ علامت اختصاری JFET با کانال N

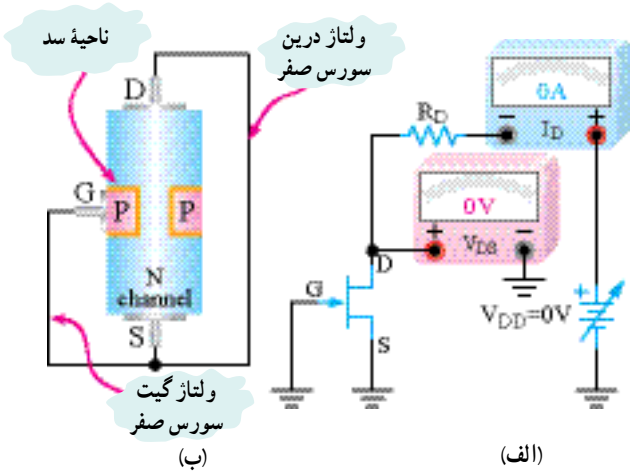
۳ـ۱ـ۲ـ ساختمان JFET با کانال P : ساختمان JFET با کانال P شبیه JFET با کانال N است، با این تفاوت که جنس کانال از نوع کریستال P و جنس گیت از کریستال N است. در شکل ۳ـ۵ ساختمان کریستالی و علامت اختصاری JFET با کانال P را مشاهده می‌کنید.



شکل ۳ـ۵ـ ساختمان کریستالی و علامت اختصاری JFET با کانال P

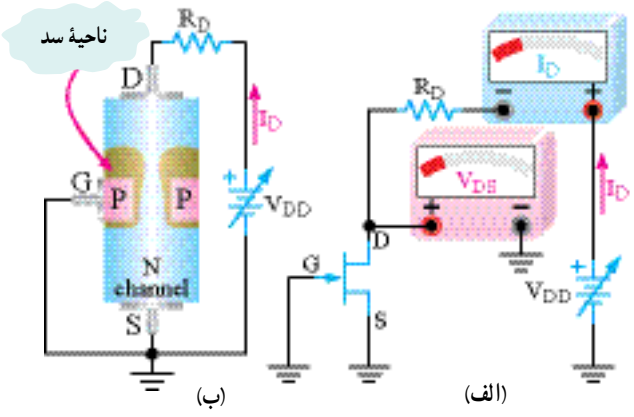
۳ـ۱ـ۳ـ رفتار JFET در مدار : برای بررسی رفتار این ترانزیستور در مدار، نخست حالتی را درنظر می‌گیریم که پایهٔ گیت به پایهٔ سورس اتصال کوتاه شده باشد. در این حالت اثر تغییر V_{DS} را روی کانال بررسی می‌کنیم.

مطابق شکل ۳ـ۶ اگر پایه‌های درین سورس نیز اتصال کوتاه شده باشند، هیچ جریانی از کانال نمی‌گذرد و نواحی p و n توسط لایهٔ نازک سد که تهی از حامل‌های جریان است و بلافاصله پس از ایجاد پیوند pn به‌وجود می‌آید، از یک‌دیگر جدا می‌شوند.



شکل ۳ـ۶ـ وضعیت مدار FET وقتی $V_{DS} = 0$ و $I_D = 0$ است.

حال اگر یک منبع ولتاژ به نام V_{DD} را بین پایه‌های درین و سورس وصل کنیم، به‌طوری 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 و عبور جریان از آن، افت ولتاژی را در مسیر به‌وجود می‌آورد و پیوند pn را در گرایش معکوس قرار می‌دهد. در این حالت ناحیهٔ تهی‌شده از حامل‌های جریان بیش‌تر در داخل کانال نفوذ می‌کند. شکل ۳ـ۷ـ الف و ب، ناحیهٔ تهی از بار بین P و N (افزایش لایه سد) در اثر افزایش جریان درین را نشان می‌دهد.

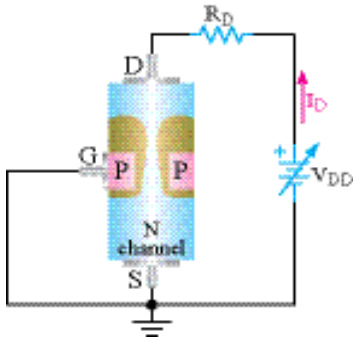


شکل ۳ـ۷ـ افزایش V_{DS} سد بین N و P و I_D را افزایش می‌دهد.

گسترش ناحیهٔ تهی از بار در اثر توزیع پتانسیل V_{DS} از درین تا سورس است. چون گیت در پتانسیل صفر قرار دارد و هم پتانسیل با سورس است، هرقدر در طول کانال به درین نزدیک‌تر شویم، اختلاف پتانسیل آن نسبت به گیت بیش‌تر می‌شود، زیرا

افت ولتاژ در طول میله مانند افت ولتاژ در یک مقاومت است. در این شرایط اتصال PN بیش‌تر به بایاس مخالف میل می‌کند و لایهٔ تهی از بار گسترده‌تر می‌شود. به بیان دیگر توسعهٔ ناحیهٔ تهی از بار (گسترش ناحیهٔ سد) از سمت درین رشد می‌کند.

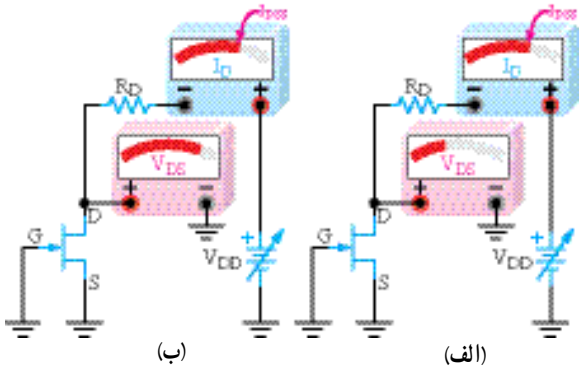
چنانچه V_{DS} را باز هم افزایش دهیم، ناحیهٔ تهی‌شده گسترش بیش‌تری می‌یابد و سرانجام مطابق شکل ۸ــ۳، به حداکثر گسترش خود می‌رسد.



شکل ۸ــ۳ــ افزایش V_{DS} منجر به گسترش ناحیهٔ سد در عرض کانال می‌شود.

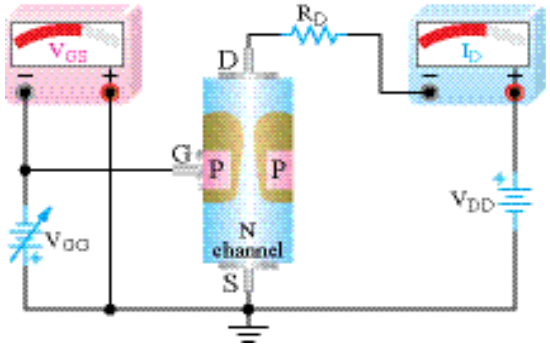
تا زمانی که کانال به حداکثر گرفتگی نرسیده است، افزایش V_{DS} سبب افزایش جریان درین (I_D) می‌شود. حال ببینیم اگر درین به‌طور کامل مسدود شود چه اتفاقی می‌افتد؟ با مسدود شدن کامل کانال، جریان درین صفر می‌شود.

با صفر شدن جریان درین، ناحیهٔ سد (منطقهٔ تهی از بار) به حالت اولیه برمی‌گردد و دوباره جریان برقرار می‌شود. بنابراین کانال در هیچ شرایطی نمی‌تواند به‌طور کامل مسدود شود، امّا مسدود شدن آن به حداکثر می‌رسد. با بسته شدن حداکثری کانال، دیگر افزایش V_{DS} تغییر محسوسی در جریان درین ایجاد نمی‌کند و جریان درین ثابت می‌ماند، در این حالت می‌گویند JFET به اشباع رسیده است. جریان اشباع را I_{DSS} (جریان درین سورس اشباع) می‌نامند. افزایش بیش‌تر V_{DS}، ناحیهٔ تهی از بار در سطح کانال را گسترده‌تر می‌کند و مقاومت کانال را افزایش می‌دهد. چون میزان افزایش V_{DS} و افزایش مقاومت کانال (R_{DS}) به یک نسبت است، جریان درین هم‌چنان ثابت باقی می‌ماند. همان‌طور که در شکل ۹ــ۳ الف و ب مشاهده می‌شود، افزایش V_{DS} بعد از بسته شدن حداکثری کانال، تأثیری در مقدار I_D ندارد و I_D در حد مقدار I_{DSS} ثابت باقی مانده است.



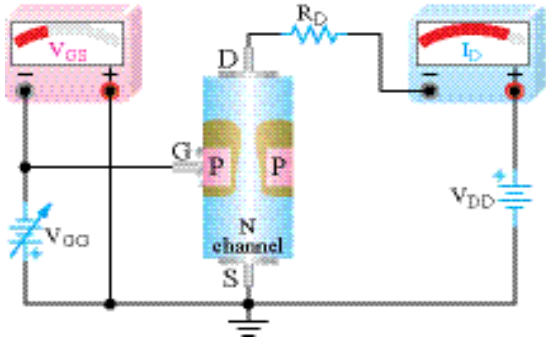
شکل ۹ــ۳ــ بعد از بسته شدن حداکثری کانال، افزایش V_{DS} در I_D اثری ندارد.

۴ــ۱ــ۳ــ اعمال ولتاژ مخالف به گیت : اکنون چنان‌چه مطابق شکل ۱۰ــ۳ با اعمال یک ولتاژ به دوسر گیت سورس سد PN را در گرایش معکوس قرار دهیم، هرگونه افزایشی در میزان این ولتاژ، گسترش سریع‌تر لایهٔ سد (ناحیهٔ تهی از حامل‌های جریان) در داخل کانال را به همراه دارد و موجب افزایش مقاومت کانال و کاهش جریان درین می‌شود.



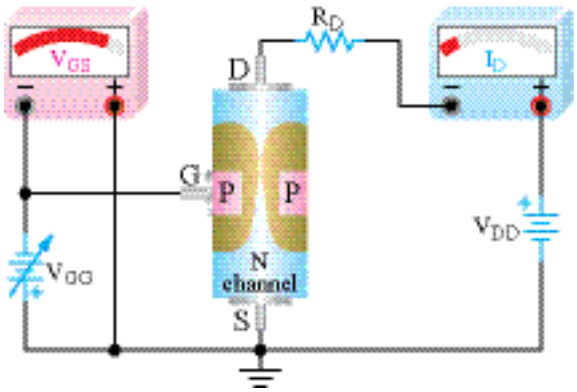
شکل ۱۰ــ۳ــ V_{GG} پیوند PN را به بایاس مخالف می‌برد.

شکل ۱۱ــ۳ نشان می‌دهد که با کاهش V_{GG}، عرض کانال بیش‌تر می‌شود و مقاومت کانال را کاهش می‌دهد. در این شرایط جریان درین بیش‌تری از مدار می‌گذرد.



شکل ۱۱ــ۳ــ با V_{GG} کم‌تر، I_D بیش‌تر است.

در شکل ۱۲ــ۳ مقدار V_{GS} را افزایش داده‌ایم. در این حالت، کانال باریک‌تر می‌شود و مقاومت کانال افزایش می‌یابد. لذا جریان درین (I_D) کم‌تری از مدار می‌گذرد.



شکل ۱۲ــ۳ــ با V_{GG} بیش‌تر I_D کم شده است.

۲ــ۳ــ اصطلاحات و تعاریف مهم و متداول

۱ــ۲ــ۳ــ ولتاژ بحرانی V_P (Pinch off Voltage) :

اگر $V_{GS} = 0$ باشد به مقدار V_{DS} که به بسته شدن حداکثری کانال منجر می‌شود، ولتاژ بحرانی (V_P) می‌گویند. در این حالت جریان درین (I_D) ثابت می‌ماند. برای یک FET با شمارهٔ فنی معین، V_P مقدار مشخصی است که در برگهٔ اطلاعات آن داده می‌شود.

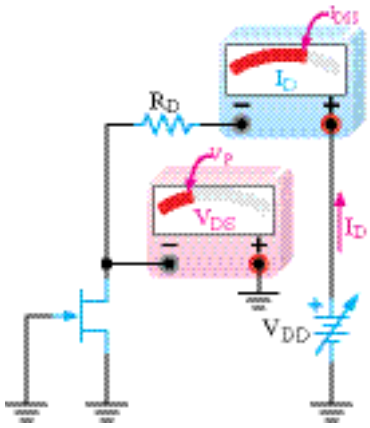
۲ــ۲ــ۳ــ جریان درین سورس اشباع I_{DSS} (I_{DS} saturation) :

در $V_{GS} = 0$ هنگامی که V_{DS} به مقدار V_P و بیش‌تر از آن برسد، I_D ثابت می‌ماند. این جریان را جریان درین سورس اشباع می‌نامند و آن را با (I_{DSS}) نمایش می‌دهند. I_{DSS} ماکزیمم جریانی است که JFET می‌تواند از خود عبور دهد. برای قطعه‌ای که کاربرد سیگنال کوچک را دارد، این جریان در حدود میلی‌آمپر است و مقدار آن معمولاً در برگهٔ اطلاعات نوشته می‌شود.

شکل ۱۳ــ۳ مداری از JFET را نشان می‌دهد که در آن $V_{DS} = V_P$ است و جریان درین برابر با I_{DSS} شده است.

۳ــ۲ــ۳ــ ولتاژ شکست درین سورس V_B (Break down voltage) :

اگر V_{DS} را بیش از اندازهٔ مجاز افزایش دهیم، در محل اتصال PN بایاس مخالف، پدیدهٔ شکست بهمنی رخ می‌دهد و جریان درین به سرعت افزایش می‌یابد. در



شکل ۱۳ــ۳ــ $V_{DS} = V_P$ و I_D ثابت و برابر I_{DSS} است.

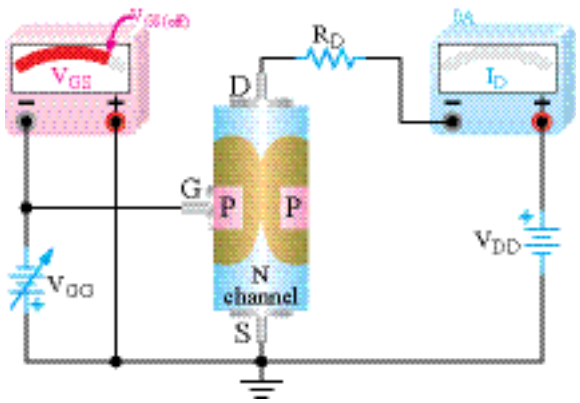
این شرایط معمولاً JFET آسیب می‌بیند. ولتاژ شکست در JFETهای معمولی حدود ۲۰ تا ۳۰ ولت است.

۴ــ۲ــ۳ــ ولتاژ قطع گیت سورس ($V_{GS\ off}$) :

هرقدر V_{GS} منفی‌تر شود، I_D کاهش می‌یابد، مقدار V_{GS} که بتواند I_D را تقریباً به صفر برساند، ولتاژ قطع گیت سورس (V_{GSoff}) نام دارد. معمولاً مقدار عددی ولتاژ قطع گیت سورس با مقدار عددی ولتاژ V_P برابر است. علامت‌های این دو باهم تفاوت دارد. مثلاً اگر V_P = + ۵ ولت باشد، $V_{GSoff} = -5V$ است بنابراین می‌توانیم بگوییم :

$$|V_{GSoff}| = |V_P|$$

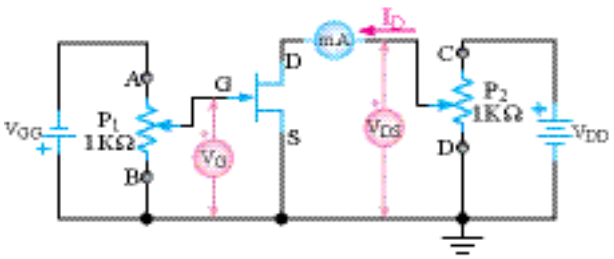
قطع شدن I_D معمولاً در اثر عریض شدن ناحیهٔ تهی از بار (لایهٔ سد) رخ می‌دهد. شکل ۱۴ــ۳ JFET را در حالت قطع (cut off) نشان می‌دهد.



شکل ۱۴ــ۳ــ JFET در ناحیهٔ قطع قرار دارد.

۳ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ خروجی 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 هریک از این دو عامل، باید یکی از آن دو را ثابت نگه داریم و اثر تغییرات عامل دیگر را بر جریان بررسی کنیم. مدار شکل ۱۵ــ۳ برای انجام این آزمایش مناسب است.



شکل ۱۵ــ۳ــ یک نمونه مدار آزمایشی برای به‌دست آوردن منحنی مشخصهٔ JFET

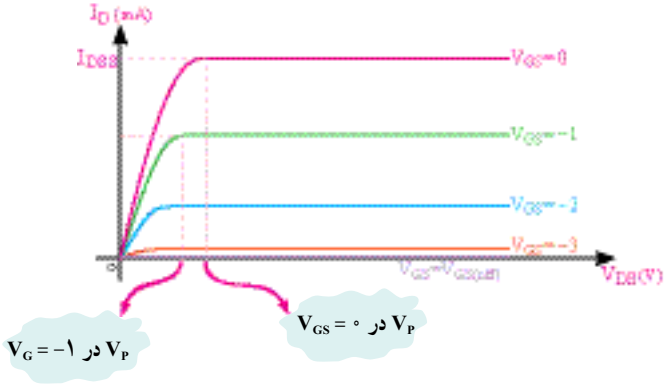
در این مدار، ابتدا سر متغیر پتانسیومتر P_1 را در نقطهٔ B و سر متغیر پتانسیومتر P_2 را در نقطهٔ D قرار می‌دهیم. در این حالت $V_{DS} = 0$ و $V_{GS} = 0$ می‌شود و میلی آمپرمتر هیچ جریانی را نشان نمی‌دهد. حال به تدریج V_{DS} را به کمک پتانسیومتر P_2 افزایش می‌دهیم.

تا زمانی که ولتاژ درین 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 یعنی جریان اشباع (I_{DSS}) می‌رسد.

از آن به بعد افزایش مقدار V_{DS} تغییر محسوسی در I_{DSS} ایجاد نمی‌کند.

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

در این حالت، تثبیت جریان در حدی کم‌تر از حالت قبل و در V_{DS} کم‌تر از ولتاژ بحرانی اتفاق می‌افتد. اگر برای چند مقدار دیگر V_{GS}، تغییرات جریان درین را برحسب تغییرات V_{DS} بررسی کنیم و نتیجهٔ آن را به صورت نمودار نشان دهیم، دسته (خانوادهٔ) منحنی‌هایی مشابه شکل ۱۶ــ۳ به‌دست می‌آید.



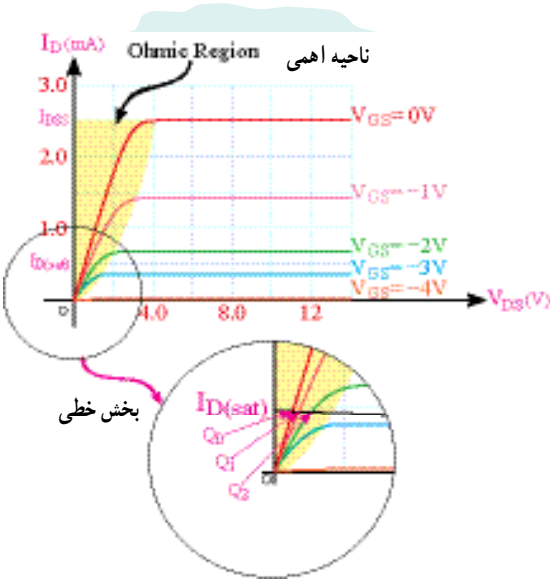
شکل ۱۶ــ۳ــ منحنی‌های مشخصه خروجی

۱ــ۳ــ۳ــ نواحی کار روی منحنی مشخصه

: در روی منحنی مشخصه ترانزیستور JFET، مشابه منحنی مشخصهٔ ترانزیستور BJT نواحی کار متفاوتی وجود دارد که در ادامه به آن می‌پردازیم.

۲ــ۳ــ۳ــ ناحیه قطع (Cut off Region) : ناحیهٔ قطع، پس از رسیدن V_{GS} به ولتاژ آستانه، $V_{GS(off)}$ ، شروع می‌شود. در این ناحیه، در اثر ولتاژ مخالف گیت سورس ناحیه سد گسترش می‌یابد و ناحیهٔ سد سرتاسر کانال را فرامی‌گیرد. در این حالت هیچ جریانی از درین نمی‌گذرد و ترانزیستور به صورت یک کلید قطع عمل می‌کند. هم‌چنین تا زمانی که مقدار V_{GS} کم‌تر از ولتاژ شکست معکوس پیوند گیت سورس (V_B) است تأثیری بر FET ندارد. در شکل ۱۷ــ۳ این ناحیه در زیر خط $V_{GS} = -4$ V واقع شده است.

۳ــ۳ــ۳ــ ناحیهٔ اهمی (Ohmic Region) : ناحیهٔ اهمی، بخشی از منحنی مشخصهٔ JFET است که در آن قانون اهم صدق می‌کند. در این ناحیه ترانزیستور مانند یک مقاومت اهمی تابع ولتاژ عمل می‌کند که مقدار آن با ولتاژ گیت سورس کنترل می‌شود. در شکل ۱۷ــ۳ ناحیه اهمی روی منحنی مشخصه نشان داده شده است. بخشی از منحنی به صورت خمیده و غیرخطی است ولی در مقادیر کم I_D و V_{DS} (حدود چند دهم ولت) منحنی کاملاً خطی است.



شکل ۱۷ــ۳ــ ناحیهٔ اهمی و بخش خطی آن

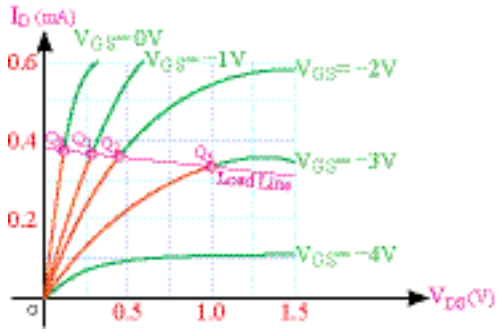
در مقادیر کم I_D، شیب منحنی‌ها ثابت است و هدایت انتقالی DC درین سورس را طبق رابطهٔ زیر بیان می‌کند.

$$\text{slope} = G_{DS} = \frac{I_D}{V_{DS}}$$

عکس هدایت انتقالی را مقاومت می‌نامند. بنابراین مقاومت درین سورس از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود :

$$R_{DS} = \frac{1}{G_{DS}} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$

مثال ۱ــ۳ : یک JFET با کانال N در ناحیهٔ اهمی بایاس شده است. (شکل ۱۸ــ۳)، مقدار مقاومت DC درین سورس را در نقاط Q_0، Q_1، Q_2 و Q_3 محاسبه کنید.



شکل ۱۸ــ۳

پاسخ : از روی منحنی مشخصه مشخصات نقطه کار Q را در نقاط Q_0 تا Q_3 به‌دست می‌آوریم.

$$Q_0 \Rightarrow I_D = 0/36mA \quad V_{DS} = 0/13V$$

$$Q_1 \Rightarrow I_D = 0/355mA \quad V_{DS} = 0/27V$$

$$Q_2 \Rightarrow I_D = 0/35mA \quad V_{DS} = 0/42V$$

$$Q_3 \Rightarrow I_D = 0/34mA \quad V_{DS} = 1V$$

$$R_{DS(Q_0)} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0/13}{0/36} = 361\Omega$$

$$R_{DS(Q_1)} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0/27}{0/355} = 760\Omega$$

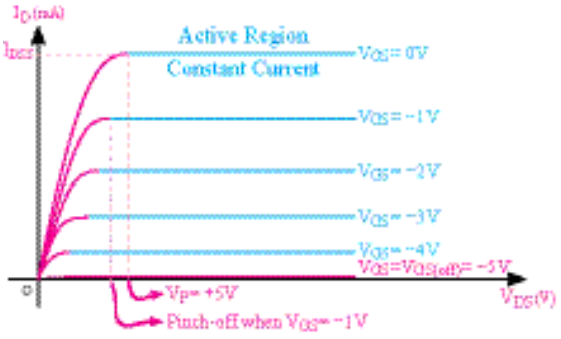
$$R_{DS(Q_2)} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{0/42}{0/35mA} = 1/2K\Omega$$

$$R_{DS(Q_3)} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1V}{0/34mA} = 2/94K\Omega$$

همان‌طور که از مقادیر به‌دست آمده مشاهده می‌شود با تغییر V_{GS} از ۰ تا ۳- ولت مقدار R_{DS} از ۳۶۱ اهم تا ۲/۹۴ کیلواهم تغییر کرده است.

۴ــ۳ــ۳ــ ناحیهٔ اشباع یا فعال (Active Region) یا ناحیهٔ Pinch off

: ناحیه‌ای از منحنی مشخصهٔ JFET که در آن $V_{DS} \geq V_P$ باشد را ناحیه اشباع یا فعال می‌نامند. در این ناحیه تغییرات V_{DS} اثر محسوسی در جریان I_D ندارد و I_D تقریباً ثابت است. شکل ۱۹ــ۳ ناحیهٔ اشباع (فعال) را روی منحنی مشخصهٔ JFET نشان می‌دهد.



شکل ۱۹ــ۳ــ ناحیه فعال در روی منحنی مشخصه

برای آن که ترانزیستور از ناحیهٔ اهمی وارد ناحیهٔ اشباع (فعال) شود باید مقدار ولتاژ درین سورس از مقدار معینی که ولتاژ درین سورس گذر (Transition Voltage) (V_{Dstr}) نامیده می‌شود، بیش‌تر باشد یعنی $V_{DS} \geq V_{DS(Tr)}$

ولتاژ درین سورس گذر از رابطهٔ :

$$V_{DS(tr)} = V_P + V_{GS}$$

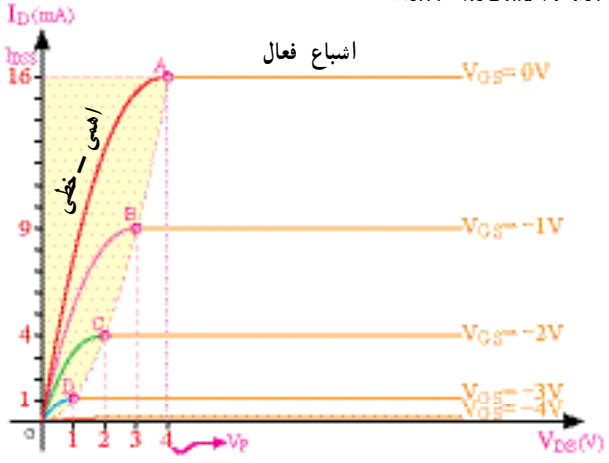
به‌دست می‌آید.

در ناحیهٔ اشباع، مقدار جریان I_D را می‌توان از رابطهٔ زیر به‌دست آورد :

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

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

مثال ۲ــ۳ : در یک JFET با کانال N اگر $V_P = 4V$ باشد به ازای V_{GS} برابر با صفر، ۱- ، ۲- و ۳- ولت، ولتاژ درین سورس گذر (V_{DSTr}) را محاسبه کنید، سپس روی منحنی مشخصهٔ ترانزیستور که در شکل ۲۰ــ۳ ترسیم شده است، نقاط گذر را مشخص کنید.



شکل ۲۰ــ۳ــ مقادیر $V_{DS(tr)}$ روی منحنی مشخصه

پاسخ : چون $V_{DS(tr)} = V_P + V_{GS}$ است؛ برای هریک از مقادیر V_{GS}، ولتاژ گذر را محاسبه می‌کنیم. در $V_G = 0$ مقدار ولتاژ گذر برابر است با $V_{DS(tr)} = V_P + V_{GS} = 4 + (0) = 4V$

همان‌طور که از مقدار به‌دست آمده مشاهده می‌شود، در $V_{GS} = 0$ ولتاژ درین سورس گذر برابر با V_P است. این مقدار حداکثر ولتاژ درین سورس گذر است. برای $V_{GS} = -1V$ مقدار $V_{DS(tr)}$ برابر با ۳- ولت می‌شود زیرا :

$$V_{DS(tr)} = (4) + (-1) = 3V$$

برای $V_{GS} = -2V$ داریم :

$$V_{DS(tr)} = (4) + (-2) = 2V$$

و برای $V_{GS} = -3V$ مقدار $V_{DS(tr)}$ را به‌دست می‌آوریم.

$$V_{DS(tr)} = 4 + (-3) = +1V$$

این نقاط گذر را در شکل ۲۰ــ۳ روی منحنی مشخصه با حروف A ، B ، C و D مشخص کرده‌ایم.

مثال ۳ــ۳ :در یک JFET با کانال N اگر، $I_{DSS} = 16mA$ $V_P = 4V$ و $V_{GS} = -1V$ باشد، با فرض این که JFET در ناحیهٔ اشباع (فعال) کار می‌کند، جریان درین را محاسبه کنید.

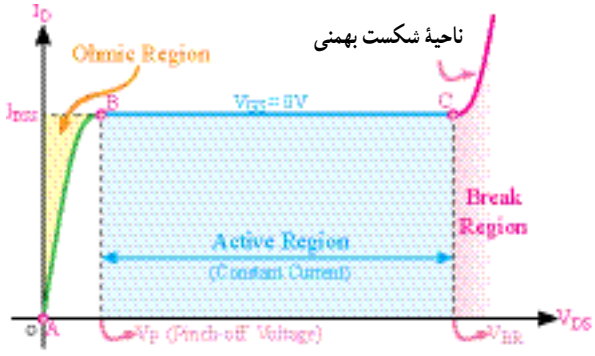
پاسخ : چون FET در ناحیهٔ اشباع (فعال) کار می‌کند

می‌توان برای محاسبهٔ I_D از فرمول $I_D = I_{DSS}(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}})^2$ استفاده کرد. چون $V_P = 4V$ است، V_{GSoff} را (۴-) ولت درنظر می‌گیریم و با عددگذاری در فرمول مقدار I_D را به‌دست می‌آوریم.

$$I_D = 16(1 - \frac{-1}{-4})^2$$

$$I_D = 16(\frac{4-1}{4})^2 = 9mA$$

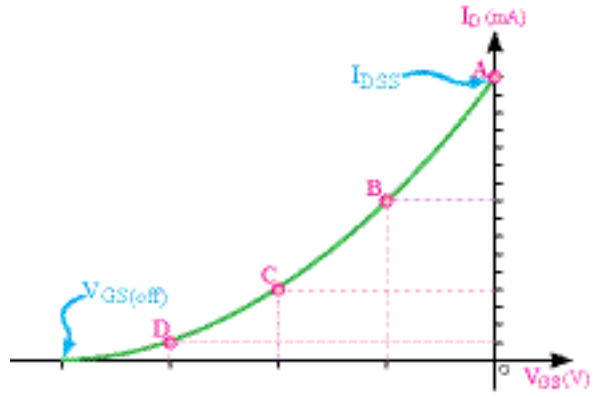
۵ــ۳ــ۳ــ ناحیهٔ شکست بهمنی : اگر V_{DS} از حد معینی تجاوز کند، در محل اتصال PN که در بایاس مخالف قرار دارد پدیدهٔ شکست بهمنی رخ می‌دهد یعنی جریان درین به سرعت افزایش می‌یابد و ترانزیستور آسیب می‌بیند. ناحیهٔ شکست در روی منحنی شکل ۲۱ــ۳ نشان داده شده است.



شکل ۲۱ــ۳ــ ناحیهٔ شکست بهمنی روی منحنی مشخصهٔ JFET

۴ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ انتقالی JFET
Transfer charactristic

مقدار V_{GS} از صفر ولت تا مقدار V_{GSoff} می‌تواند تغییر کند. این تغییرات ولتاژ، جریان درین را از $I_D = ۰$ تا I_{DSS} کنترل می‌کند. به همین دلیل نسبت بین دو کمیت I_D و V_{GS} بسیار مهم است. منحنی تغییرات I_D برحسب تغییرات V_{GS} در شرایطی که V_{DS} ثابت است را منحنی مشخصهٔ انتقالی می‌گویند. در شکل ۲۲ــ۳ منحنی مشخصهٔ انتقالی برای یک نوع JFET با کانال N رسم شده است.



شکل ۲۲ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ انتقالی JFET

برای رسم این منحنی کافی است مراحل زیر را انجام دهیم :

الف) V_{GS} را برای تعداد مشخصی از نقاط در محدودهٔ صفر تا V_{GSoff} انتخاب کنیم.

ب) با استفاده از فرمول $I_D = I_{DSS}(۱ - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}})^۲$ مقدار I_D را در محدودهٔ I_{DSS} تا $I_D = ۰$ برای مقادیر V_{GS} انتخاب شده، محاسبه کنیم.

پ) با استفاده از مشخصات به‌دست آمده برای I_D و V_{GS}، نمودار را در یک دستگاه محور مختصات رسم کنیم.

مثال ۴ــ۳ : در یک JFET با کانال N، $I_{DSS} = ۱۲mA$ و $V_P = ۵V$ است. منحنی مشخصهٔ انتقالی را رسم کنید.

پاسخ : چون $V_P = ۵V$ است مقدار V_{GSoff} برابر ۵– ولت می‌شود. حدود تغییرات V_{GS} را از صفر تا ۵– ولت درنظر می‌گیریم. ابتدا V_{GS} را صفر ولت درنظر می‌گیریم سپس I_D را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{GS} = ۰V \Rightarrow I_D = ۱۲(۱ - \frac{۰}{-۵})^۲$$

$$I_D = ۱۲mA = I_{DSS}$$

$$\boxed{I_{D_۰} = ۱۲mA}$$

برای V_{GS} برابر ۱– ولت داریم :

$$V_{GS} = -۱V \Rightarrow I_{D_۱} = ۱۲(۱ - \frac{-۱}{-۵})^۲$$

$$I_{D_۱} = ۱۲(\frac{۴}{۵})^۲ = ۷/۶۸mA$$

$$\boxed{I_{D_۱} = ۷/۶۸mA}$$

به همین ترتیب به ازای V_{GS} برابر ۲–، ۳–، ۴– و ۵– ولت I_D را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{GS} = -۲V \Rightarrow I_{D_۲} = ۱۲(۱ - \frac{-۲}{-۵})^۲$$

$$I_{D_۲} = ۱۲(\frac{۳}{۴})^۲ = ۴/۳۲mA$$

$$\boxed{I_{D_۲} = ۴/۳۲mA}$$

$$V_{GS_۳} = -۳V \Rightarrow I_{D_۳} = ۱۲(۱ - \frac{-۳}{-۵})^۲$$

$$I_{D_۳} = ۱۲(\frac{۲}{۵})^۲ = ۱/۹۲mA$$

$$\boxed{I_{D_۳} = ۱/۹۲mA}$$

$$V_{GS} = -۴ \Rightarrow I_{D_۴} = ۱۲(۱ - \frac{-۴}{-۵})^۲$$

$$I_{D_۴} = ۱۲(\frac{۱}{۵})^۲ = ۰/۴۸mA$$

$$\boxed{I_{D_۴} = ۰/۴۸mA}$$

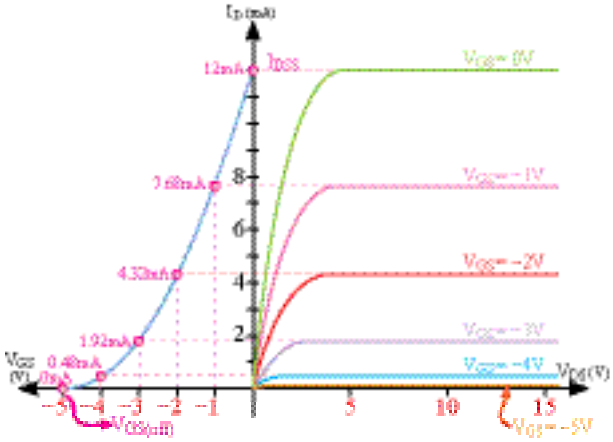
به ازای V_{GS} برابر ۵– ولت I_D برابر صفر به دست می‌آید زیرا در این حالت $V_{GS} = V_{GSoff}$ است.

$$V_{GS_۵} = -۵ \Rightarrow I_{D_۵} = ۱۲(۱ - \frac{-۵}{-۵})^۲$$

$$I_{D_۵} = ۱۲(۱-۱)^۲ = ۰\ mA$$

$$I_{D_{\delta}} = \circ \text{ mA}$$

منحنی تغییرات I_D برحسب تغییرات V_{GS} همراه با خانواده منحنی‌های تغییرات I_D برحسب تغییرات V_{DS} و V_{GS} در شکل ۳ــ۲۳ رسم شده است.



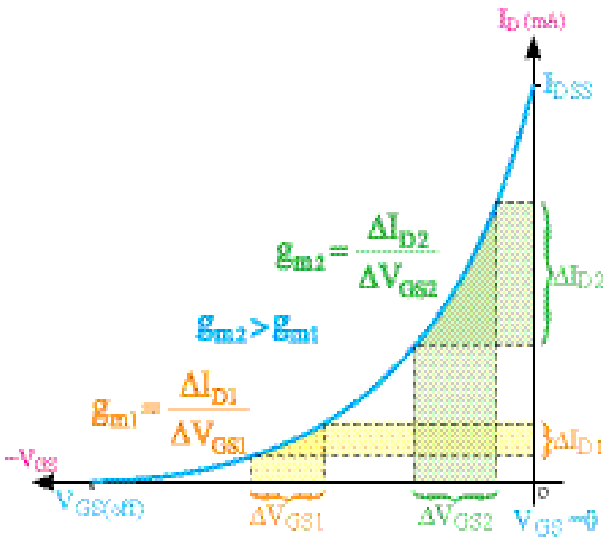
شکل ۳ــ۲۳ــ منحنی $I_D - V_{GS}$ و منحنی $I_D - V_{DS}$ و ارتباط آن‌ها با یکدیگر

۱ــ۴ــ۳ــ هدایت انتقالی (g_m) و نحوهٔ به دست آوردن آن

: نسبت تغییرات جریان درین (ΔI_D) به تغییرات ولتاژ گیت سورس (ΔV_{GS}) به ازای ولتاژ درین سورس ثابت را هدایت انتقالی دینامیک در JFET می‌نامند و آن را با g_m نشان می‌دهند. واحد g_m به صورت $\left[\frac{1}{\Omega}\right]$ یا زیمنس [S] است.

$$g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{ثابت}}$$

چون منحنی مشخصهٔ انتقالی برای JFET غیرخطی است هدایت انتقالی در نقاط مختلف آن متفاوت است. با محاسبه اثبات می‌شود که g_m در نواحی نزدیک به $V_{GS} = \circ$ بزرگ‌تر از انتهای منحنی یعنی نواحی نزدیک به V_{GSoff} است. معمولاً مقدار g_m در FET های مختلف بین ۱ تا ۱۰ میلی‌زیمنس است. g_m عامل مهمی برای تعیین میزان بهرهٔ ولتاژ در یک تقویت‌کنندهٔ JFET است. در شکل ۳ــ۲۴ چگونگی به‌دست آوردن g_m از روی منحنی مشخصهٔ انتقالی، نشان داده شده است.



شکل ۳ــ۲۴ــ نحوهٔ به‌دست آوردن g_m

نکته مهم: در صورتی که نسبت I_D به V_{GS} را در یک نقطه به‌دست آوریم، این مقدار را هدایت استاتیک (Static) می‌نامند. $g_m = \frac{I_D}{V_{GS}}$

۵ــ۳ــ برگهٔ اطلاعات

همان‌طور که قبلاً گفته شد، مشخصات فنی ترانزیستورهای اثر میدان در برگه‌های اطلاعات (Data sheet) داده می‌شود. برای دسترسی اطلاعات کامل می‌توانید به سایت

Alldatasheet. com

مراجعه نمایید. در ادامه برخی از مشخصات یک نمونه JFET با کانال N با شمارهٔ LS۸۴۶ آمده است.

نکته مهم: در صورت طرح سؤال جهت آزمون، جداول مربوط به datasheet به زبان اصلی حتماً در اختیار هنرجویان قرار داده شود.

LINEAR SYSTEMS

سیستم خطی

Linear Integrated Systems سیستم‌های مجتمع خطی

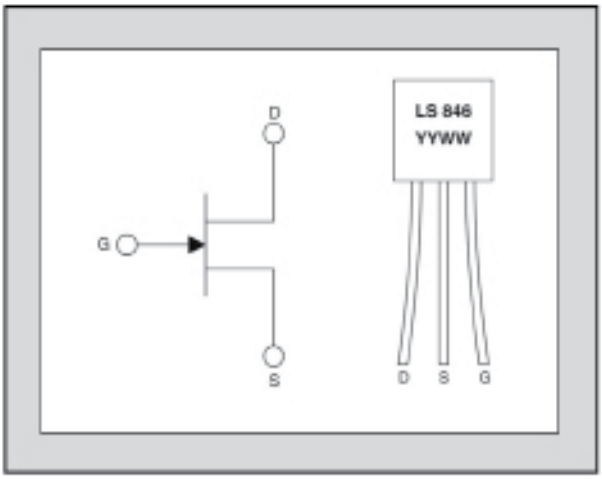
LS846

LOW NOISE, LOW LEAKAGE SINGLE N-CHANNEL JFET

JFET، کانال N ، نویز و جریان نشتی کم

FEATURES		مشخصه‌ها
ULTRA LOW NOISE	نویز فوق‌العاده کم	e_n = 3nV/Hz
LOW GATE LEAKAGE	جریان نشتی گیت بسیار کم	I_G = 15pA
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[1] @ 25 °C (unless otherwise stated)		مقادیر ماکزیمم مطلق در درجه حرارت ۲۵ درجه سانتی‌گراد
Maximum Temperatures		حداکثر درجه حرارت
Storage Temperature	درجه حرارت نگهداری	-65 to +150 °C
Operating Junction Temperature	درجه حرارت پیوند	-55 to +135 °C
Maximum Power Dissipation		حداکثر توان قابل تحمل
Continuous Power Dissipation @ +125 °C		350mW
Maximum Currents		جریان ماکزیمم
Gate Forward Current	جریان موافق گیت	$I_{G(F)}$ = 50mA
Maximum Voltages		ماکزیمم ولتاژ
Drain to Source	درین سورس	V_{DSO} = 60V
Gate to Source	گیت سورس	V_{GSS} = 60V
Gate to Drain	گیت درین	V_{GDS} = 60V

توان تلف شده در بار دائمی در ۱۲۵ درجهٔ سانتی گراد



شکل ۲۵ــ۳

مشخصه‌های الکتریکی در ۲۵ درجهٔ سانتی‌گراد
(در غیر این صورت قید شده است.)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ 25 °C (unless otherwise stated)

SYMBOL	CHARACTERISTIC مشخصه‌ها	MIN	TYP	MAX	UNITS	CONDITIONS
BV_{GSS}	Gate to Source Breakdown Voltage	60			V	V_{DS} = 0, I_D = 1nA
$V_{GS(OFF)}$	Gate to Source Pinch-off Voltage	1		3.5	V	V_{DS} = 15V, I_D = 1nA
V_{GS}	Gate to Source Operating Voltage	0.5		3.5	V	V_{DS} = 15V, I_D = 500µA
I_{DSS}	Drain to Source Saturation Current	1.5	5	15	mA	V_{DG} = 15V, V_{GS} = 0
I_G	Gate Operating Current		15	50	pA	V_{DG} = 15V, I_D = 500µA
I_G	Gate Operating Current Reduced V_{DG}		5	30	pA	V_{DG} = 3V, I_D = 500µA
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current			100	pA	V_{DG} = 15V, V_{DS} = 0
Y_{os}	Typical Output Conductance		0.2	2	µmho	V_{DG} = 15V, I_D = 500µA
NF	Noise Figure			0.5	dB	V_{DS} = 15V, V_{GS} = 0, R_G = 10MΩ, f = 100Hz, NBW = 6Hz
e_n	Noise Voltage			11	nV/√Hz	V_{DS} = 15V, I_D = 500µA, f = 10Hz, NBW = 1Hz
C_{iss}	Common Source Input Capacitance			8	pF	V_{DS} = 15V, I_D = 500µA

۶ــ۳ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۶ــ۳ــ ترانزیستورهای BJT عناصری کنترل شده با ..... و ترانزیستورهای FET عناصری کنترل شده با ..... هستند.

۲ــ۶ــ۳ــ مقاومت ورودی ترانزیستورهای BJT به علت وجود ..... نسبتاً ..... است.

صحیح یا غلط

۳ــ۶ــ۳ــ مقاومت ورودی ترانزیستورهای اثر میدان بسیار زیاد است.

صحیح ☐ غلط ☐

۴ــ۶ــ۳ــ FET یک ترانزیستور تک قطبی(unipolar) است.

صحیح ☐ غلط ☐

۵ــ۶ــ۳ــ برای JFET با کانالN، ولتاژ گیت سورس می‌تواند از صفر تا $V_{GS(Off)}$ + تغییر کند.

صحیح ☐ غلط ☐

چهار گزینه‌ای

۶ــ۶ــ۳ــ در یک ترانزیستور JFET کانال بین ..... و ..... ایجاد می‌شود.

۱) گیت و درین ۲) درین و سورس

۳) گیت و سورس ۴) ورودی و خروجی

۷ــ۶ــ۳ــ کدام گزینه در مورد اتصال پایه‌های JFET با کانال N صحیح است (بایاس DC) ؟

۱) اتصال PN گیت سورس در بایاس مخالف

۲) اتصال PN گیت سورس در بایاس موافق

۳) اتصال کوتاه درین به سورس

۴) اتصال کوتاه درین به گیت

۸ــ۶ــ۳ــ در $V_{GS}=0$ جریان درین زمانی ثابت می‌ماند که V_{DS} برابر با ..... شود.

۱) قطع ۲) V_{DD} ۳) V_P ۴) صفر ولت

۹ــ۶ــ۳ــ ناحیهٔ جریان ثابت در FET بین کدام دو ناحیه است؟

۱) قطع و اشباع ۲) قطع و بحرانی (Pinch off)

۳) صفر و I_{DSS} ۴) بحرانی (V_p) و شکست بهمنی (Break down)

۱۰ــ۶ــ۳ــ I_{DSS} کدام است؟

۱) جریان درین وقتی سورس اتصال کوتاه است.

۲) جریان درین در حالتی که مدار قطع است.

۳) حد متوسط (میانگین) جریان درین

۴) حداکثر جریان ممکن درین

کوتاه پاسخ

۱۱ــ۶ــ۳ــ از datasheet یک JFET

$V_{GS(Off)} = -4V$ استخراج شده است.

V_P (ولتاژ Pinch off) چه‌قدر است؟

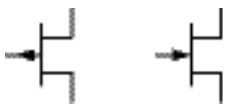
۱۲ــ۶ــ۳ــ منحنی مشخصه انتقالی در JFET منحنی تغییرات کدام کمیت‌ها نسبت به یکدیگر است؟

تشریحی

۱۳ــ۶ــ۳ــ در یک JFET با کانال P، ولتاژگیت‌سورس از ۱ تا ۳ ولت افزایش می‌یابد. الف) آیا ناحیه تهی از بار باریک‌تر می‌شود یا پهن‌تر چرا؟ شرح دهید.

ب) آیا مقاومت کانال کم می‌شود یا زیاد؟ شرح دهید.

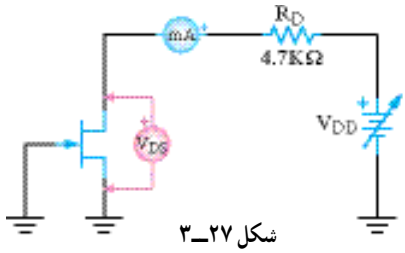
۱۴ــ۶ــ۳ــ نام پایه‌های JFET در شکل ۲۶ــ۳ را روی هر پایه بنویسید و سپس نوع کانال (NیاP) را مشخص کنید.



شکل ۲۶ــ۳

محاسباتی

۱۵ــ۶ــ۳ــ فرض کنید JFET شکل ۲۷ــ۳ دارای $V_{GS(Off)} = -4$ ولت است. منبع ولتاژ V_{DD} را افزایش می‌دهیم تا نقطه‌ای که آمپرمتر جریان ثابتی را نشان دهد. در این نقطه ولت‌متر چه ولتاژی را نشان می‌دهد؟ (کم ترین ولتاژ V_{DS} که درآن مقدار I_D ثابت می شود.)



شکل ۲۷ــ۳

۱۶ــ۶ــ۳ــ یک JFET با کانال N در ناحیه اهمی بایاس شده است. اگر V_{DS}=۰/۲۵ولت و I_D =۲۰۰ میکروآمپر باشد مقاومت درین سورس (R_{DS}) را محاسبه کنید.

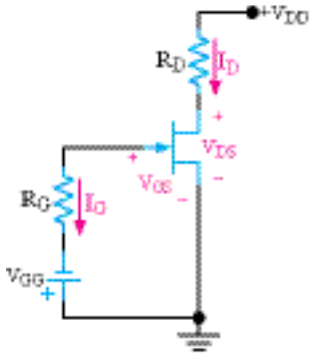
۱۷ــ۶ــ۳ــ در یک JFET با کانال N که در ناحیهٔ اشباع (فعال) کار می‌کند، مشخصات زیر حاکم است.

I_{DSS} =۱۸ mA و V_P=۳ V و VGS=−۱V مقدار I_D را محاسبه کنید.

۷ــ۳ــ تغذیهٔ JFET

برای ایجاد یک نقطهٔ کار مناسب، باید ترانزیستور FET را نیز مانند ترانزیستور BJT بایاس کنیم. روش‌های بایاس FET با روش‌های بایاس BJT تفاوت اساسی ندارند؛ فقط باید توجه داشت که چون مقاومت ورودی FET خیلی زیاد است، جریان بسیار کمی (حدود چند نانوآمپر یا پیکوآمپر) از گیت عبور می‌کند که می‌توان از آن صرف‌نظر کرد. در محاسبات I_G را مساوی صفر می‌گیرند. این موضوع محاسبات را ساده‌تر می‌کند.

۱ــ۷ــ۳ــ بایاس مستقل JFET : ساده‌ترین روش بایاس کردن FET استفاده از دو منبع ولتاژ جداگانه است که برای تأمین ولتاژهای تغذیهٔ درین و گیت به‌کار می‌رود. این روش را بایاس ثابت می‌نامند. در شکل ۲۸ــ۳ باتری V_{DD} برای بایاس درین سورس و باتری V_{GG} برای بایاس گیت سورس در نظر گرفته شده است.



شکل ۲۸ــ۳ــ بایاس ثابت JFET

مقاومت R_G به این علت در مدار قرار داده شده است تا هر سیگنال ac که به گیت اعمال می‌شود، در دو سر آن افت کند و بتواند بایاس گیت سورس را تحت تأثیر قرار دهد. در صورت نبودن مقاومت R_G، ولتاژگیت سورس همواره ثابت و برابر $-V_{GG}$ باقی می‌ماند. افت ولتاژ دو سر R_G از نظر DC برابر است با :

$$V_{RG}=R_GI_G=R_G(۰)=۰V$$

برای تعیین ولتاژ گیت‌سورس معادلهٔ KVL را در حلقهٔ ورودی می‌نویسیم :

$$+V_{GG}-R_GI_G+V_{GS}=۰$$

با صفر بودن افت ولتاژ دو سر R_G داریم :

$$V_{GG}+V_{GS}=۰$$

لذا $V_{GS}=-V_{GG}$ است.

در صورتی که ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع کار کند، جریانی که از پایهٔ درین ترانزیستور می‌گذرد برابر است با :

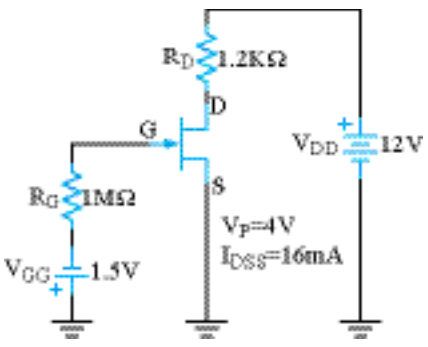
$$I_D=I_{DSS}(۱-\frac{V_{GS}}{V_{GS(Off)}})^۲$$

این جریان در دو سر مقاومت R_D افت پتانسیل برابر I_DR_D ایجاد می‌کند بنابراین افت پتانسیل دو سر درین سورس برابر است با :

$$V_{DS}=V_{DD}-I_DR_D$$

این معادله بیانگر چگونگی تغییر I_D بر اثر تغییر V_{DS} است، که با استفاده از آن معادلهٔ خط بار DC به دست می‌آید.

مثال ۵ــ۳ : جریان درین (I_D) و ولتاژ درین سورس (V_{DS}) و توان تلف شده در ترانزیستور ($P_D=V_{DS}\times I_D$) را در مدار شکل ۲۹ــ۳ محاسبه کنید.



شکل ۲۹ــ۳

پاسخ : چون V_P برابر ۴ ولت است لذا $V_{GS(Off)}$ برابر ۴- ولت می‌شود. با توجه به شکل داریم :

$$V_{GQ}=V_{GS}=V_{GG}=-۱/۵V$$

با مقایسهٔ مقادیر $V_{GSQ}=-۱/۵V$ و $V_{GS(Off)}=-۴V$، می‌توانیم تشخیص دهیم JFET در ناحیهٔ قطع کار نمی‌کند. فرض می‌کنیم ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع کار می‌کند، لذا از فرمول $I_D=I_{DSS}(۱-\frac{V_{GS}}{V_{GS(Off)}})^۲$ استفاده می‌کنیم و مقدار I_D را به‌دست می‌آوریم.

$$I_D=۱۶(۱-\frac{-۱/۵}{-۴})^۲=۱۶(\frac{۴-۱/۵}{۴})^۲$$
$$I_D=(۲/۵)^۲=۶/۲۵\ mA$$

با استفاده از معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی V_{DS} را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{DS}=V_{DD}-R_DI_D=۱۲-(۱/۲)(۶/۲۵)$$
$$V_{DS}=۴/۵\ V$$

توان تلف شدهٔ ترانزیستور از رابطهٔ $P_T=V_{DS}\times I_D$ محاسبه می‌شود.

$$P_T=(۴/۵)(۶/۲۵)=۲۸/۱۲۵\ mw$$

چون فرض کرده‌ایم FET در ناحیهٔ اشباع کار می‌کند، این فرض را اثبات می‌کنیم. برای این منظور $V_{DS(tr)}$ را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{DS(tr)}=V_P+V_{GS}=۴+(-۱/۵)$$
$$V_{DS\,(tr)}=۲/۵V$$

چون $V_{DS}=۴/۵V$ بزرگ‌تر از $V_{DS(tr)}$ است، فرض ما صحیح بوده و FET در ناحیهٔ اشباع کار می‌کند.

مثال۶ــ۳ : در مدار شکل ۲۹ــ۳ اگر V_{GG} برابر ۵- ولت شود، ناحیهٔ کار را مشخص کنید، سپس I_D و V_{DS} را محاسبه نمایید.

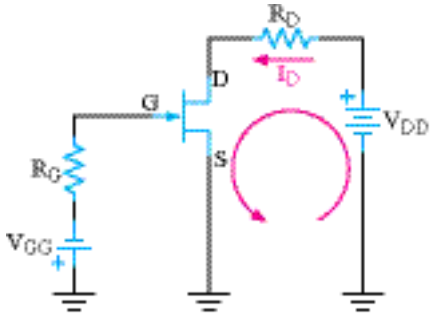
پاسخ : چون $V_P=۴V$ است مقدار $V_{GS(Off)}=-۴V$ می‌شود. چنانچه V_{GSQ} برابر با ۴V- یا منفی‌تر از آن باشد ترانزیستور در حالت قطع قرار دارد. در این مثال $V_{GSQ}=-۵V$ است. بنابراین ترانزیستور قطع است. در حالت قطع $I_D=۰$ و $V_{DS}=V_{DD}$ است زیرا

$$V_{DS}=V_{DD}-R_DI_D$$
$$V_{DS}=۱۲-(۱/۲)(۰)=۱۲V$$

تحقیق کنید : آیا می‌توانیم ترانزیستور نوع JFET را با لامپ‌های خلأ مقایسه کنیم؟ با مراجعه به سایت‌های اینترنتی نتیجهٔ حاصل را به کلاس ارائه دهید.

۲ــ۷ــ۳ــ تحلیل ترسیمی بایاس مستقل با استفاده از منحنی مشخصهٔ خروجی JFET

در این قسمت به تحلیل ترسیمی چگونگی تغذیهٔ DC یک مدار JFET می‌پردازیم. هر چند محاسبات ریاضی مثال قبل برای تعیین جریان I_D و ولتاژ V_{DS} مفهوم روشن و واضحی دارد. برای به‌دست آوردن نقطهٔ کار تقویت کنندهٔ ترانزیستوری مانند مدار شکل ۳۰ــ۳، ابتدا معادلهٔ خط بار DC را می‌نویسیم. برای این منظور معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی را می‌نویسیم.



شکل ۳۰ــ۳ــ مدار تغذیهٔ مستقل

$$-V_{DD}+R_DI_D+V_{DS}=۰$$

اگر معادلهٔ خط بار را به دست آوریم به یک خط راست می‌رسیم زیرا

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

یا

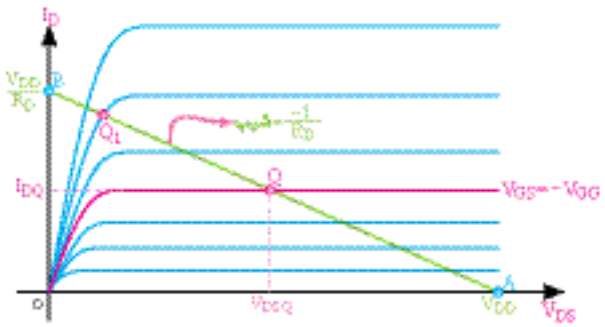
$$I_D=(-\frac{۱}{R_D})V_{DS}+\frac{V_{DD}}{R_D}$$

این معادله که شبیه به معادلهٔ خط بار استاتیکی ترانزیستور

BJT است، **معادله خط بار** FET نامیده می‌شود. برای رسم خط بار کافی است دو نقطهٔ آن را در صفحهٔ مختصات مشخص کنیم و با یک خط راست آن‌ها را به یک‌دیگر وصل نماییم. دو نقطه می‌تواند نقطهٔ قطع و نقطهٔ اشباع کامل باشد.

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

اگر ترانزیستور در اشباع کامل باشد، (یعنی $V_{DS}=0$شود)، آن‌گاه $I_D=\frac{V_{DD}}{R_D}$ می‌شود و نقطهٔ کار روی محور قائم قرار می‌گیرد (نقطهٔ B). چنان‌چه نقطهٔ A را به B وصل کنیم خط بار رسم می‌شود. از محل تلاقی خط بار با منحنی‌هایی مانند $V_{GS}=-V_{GG}$ می‌توانیم مقادیر I_D و V_{DS} را مشخص کنیم. این نقطه که در شکل ۳ـ۳۱ با حرف Q نشان داده شده است را نقطهٔ کار ترانزیستور می‌نامند.



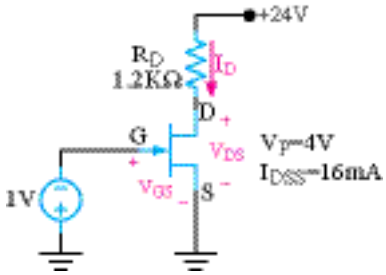
شکل ۳ـ۳۱ـ منحنی مشخصهٔ JFET و خط بار استاتیکی مربوط به مدار شکل ۳ـ۳۰

اگر V_{GS} تغییر کند، نقطهٔ کار روی خط بار AB جابه‌جا می‌شود. فرض کنیم V_{GS} آن قدر افزایش یابد (گیت مثبت‌تر شود) که نقطهٔ کار به موقعیت Q_1 منتقل شود. در این صورت، نقطهٔ کار ترانزیستور در خارج از منطقهٔ اشباع (فعال) قرار می‌گیرد و فرض‌های مربوط به ناحیهٔ اشباع را در محاسبات مدار نمی‌توان در نظر گرفت.

اگر لازم است ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع کار کند، باید مقدار V_{DS} بیش از$V_{DS}(tr)$ باشد. چنان‌چه از FET به عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ استفاده شود، باید V_{GS} و دیگر متغیرهای مدار طوری انتخاب شوند که ترانزیستور همواره در ناحیهٔ خطی (اهمی) باقی بماند.

مثال ۷ـ۳ :الف) نقطهٔ کار مدار شکل ۳ـ۳۲ را به روش محاسباتی به‌دست آورید. ب) خط بار DC مدار را روی منحنی مشخصه رسم کنید و نقطهٔ کار آن را به‌دست آورید.

پ) اگر مقاومت RD به $3K\Omega$ افزایش یابد و I_{DQ} همان مقدار قبل باشد در وضعیت کار ترانزیستور چه تغییری حاصل می‌شود؟ شرح دهید.



شکل ۳ـ۳۲

پاسخ : الف) ولتاژ درین سورس گذر را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{DS}(tr)=V_P+V_{GS} \Rightarrow$$

$$V_{DS}(tr)=۴-۱=۳V$$

اگر ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع باشد، I_D را از فرمول زیر به‌دست می‌آوریم :

$$I_D=I_{DSS}(۱-\frac{V_{GS}}{V_{GS(Off)}})^۲=۱۶\left(۱-\frac{۱}{۴}\right)^۲=۹mA$$

با معلوم بودن I_D ، V_{DS} را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{DS}=V_{DD}-I_DR_D=۲۴-(۹\times ۱/۲)$$

$$V_{DS}=۱۳/۲V$$

چون $V_{DS}>V_{DS}(tr)$ است پس ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع کار می‌کند.

ب) برای رسم خط‌بار DC، معادلهٔ خط‌بار را می‌نویسیم.

$$-V_{DD}+R_DI_D+V_{DS}=0$$

در معادله عدد گذاری می‌کنیم.

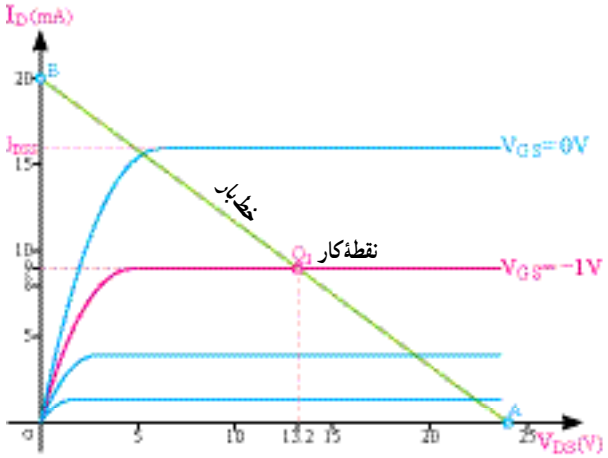
$$-۲۴+۱/۲I_D+V_{DS}=0$$

دو نقطه از خط را به‌دست می‌آوریم.

$$\text{نقطهٔ قطع (A)} \begin{cases} I_D = ۰ \\ V_{DS} = V_{DD} = ۲۴V \end{cases}$$

$$\text{نقطهٔ اشباع (B)} \begin{cases} I_D = \dfrac{V_{DD}}{R_D} = \dfrac{۲۴}{۱/۲} = ۲۰mA \\ V_{DS} = ۰ \end{cases}$$

این دو نقطه را روی منحنی مشخصه با حروف A و B علامت‌گذاری می‌کنیم. با اتصال دو نقطهٔ A و B به یکدیگر خط بار ترسیم می‌شود. از تقاطع این خط با منحنی $V_{GS}=-۱V$ نقطهٔ کار به‌دست می‌آید. شکل ۳۳ــ۳ خط بار و نقطهٔ کار Q را روی منحنی مشخصه نشان می‌دهد.



شکل ۳۳ــ۳ــ منحنی مشخصه خروجی و خط بار

مختصات نقطهٔ کار

$$\begin{cases} I_{DQ} = ۹mA \\ V_{DSQ} = ۱۳/۲V \end{cases}$$

است که این مقادیر با نتایج به‌دست آمده از طریق محاسبه کاملاً تطبیق دارد.

پ) با افزایش مقدار مقاومت R_D به ۳kΩ اگر محاسبه‌های I_D و V_{DS} را با این فرض که ترانزیستور هم‌چنان در ناحیهٔ اشباع باقی مانده است دنبال کنیم، در این شرایط چون مقدار I_D برابر همان مقدار قبلی (۹mA) است می‌توانیم مقدار V_{DS} را به‌دست آوریم.

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = ۲۴ - (۹ \times ۳) = -۳V$$

مقدار به‌دست آمده برای V_{DS} غیر قابل قبول است؛ زیرا ۶ ولت کم‌تر از $V_{DS\,(tr)}$ است. لذا نقطهٔ کار ترانزیستور در ناحیهٔ اُهمی قرار دارد، در این ناحیه فرمول $I_D = I_{DSS}(۱ - \dfrac{V_{GS}}{V_{GS(Off)}})^۲$ اعتبار ندارد. با رسم خط بار استاتیکی ترانزیستور، مشخصات دقیق نقطهٔ کار به‌دست می‌آید. معادلهٔ خط بار را می‌نویسیم :

$$-V_{DD} + R_D I_D + V_{DS} = ۰$$

در معادلهٔ خط بار عدد گذاری می‌کنیم.

$$-۲۴ + ۳I_D + V_{DS} = ۰$$

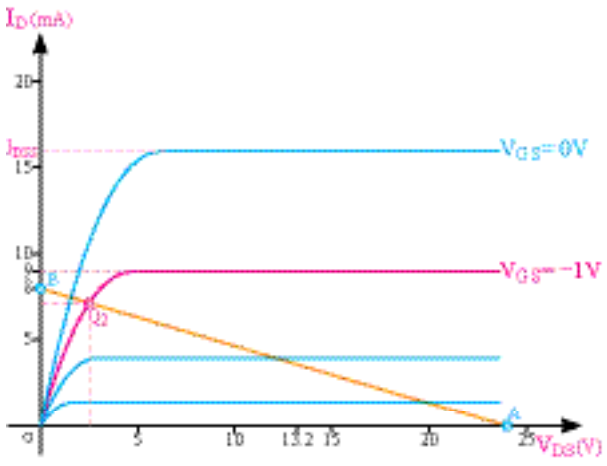
دو نقطه از خط را به‌دست می‌آوریم.

$$\text{نقطهٔ قطع (A)} \begin{cases} I_D = ۰ \\ V_{DS} = ۲۴V \end{cases}$$

$$\text{نقطهٔ اشباع (B)} \begin{cases} I_D = \dfrac{۲۴}{۳} = ۸mA \\ V_{DS} = ۰ \end{cases}$$

دو نقطه را روی محورهای مختصات مشخص می‌کنیم و با استفاده از آن‌ها خط بار را رسم می‌نماییم. از تقاطع خط بار با منحنی $V_{GS}=-۱V$ نقطه کار از روی منحنی مشخصه به‌دست می‌آید. این نقطه را در شکل ۳۴ــ۳ با (Q_2) نشان داده‌ایم.

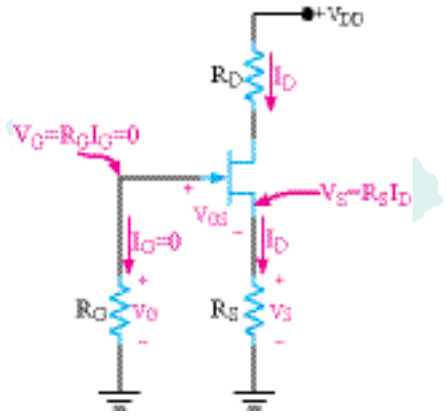
همان‌طور که مشاهده می‌شود، نقطهٔ کار در ناحیهٔ اهمی قرار گرفته است.



شکل ۳۴ــ۳ــ خط بار و نقطهٔ کار

۳ــ۷ــ۳ــ بایاس سرخود یا خودتغذیه(Self Bias) :

بایاس سرخود یا خود تغذیه متداول‌ترین نوع بایاس JFET است. می‌دانیم JFET باید طوری بایاس شود که همواره پیوند گیت سورس در بایاس مخالف باشد. برای این منظور باید در JFET با کانال N مقدار V_{GS} منفی و در JFET با کانال P، مقداری V_{GS} مثبت باشد. برای دست‌یابی به این هدف می‌توان با استفاده از یک منبع تغذیهٔ (V_{DD})، درین سورس و گیت سورس رابه درستی بایاس کرد. شکل ۳ــ۳۵ مدار بایاس سرخود را برای JFET با کانال N نشان می‌دهد.



شکل ۳ــ۳۵ــ مدار بایاس سرخود

R_G روی بایاس DC اثری ندارد، زیرا $I_G=0$ است لذا افت پتانسیلی در دو سر آن ایجاد نمی‌شود.

$$V_G = R_G I_G = R_G(0) = 0\,V$$

عبور I_D از مقاومت R_S افت پتانسیل $V_S=R_S I_D$ را در دو سر مقاومت R_S ایجاد می‌کند. معادلهٔ ولتاژ در حلقهٔ ورودی به صورت زیر است :

$$V_{GS} + V_S - V_G = 0$$

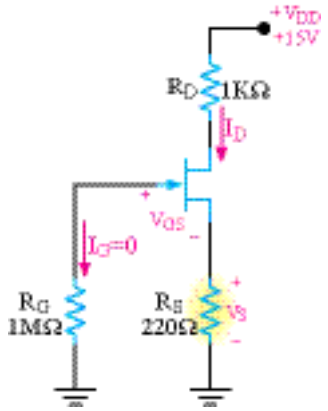
در این معادله $V_S = I_D R_S$ و $V_G = 0$ است لذا خواهیم داشت :

$$V_{GS} + I_D R_S = 0$$

$$V_{GS} = -R_S I_D$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود افت پتانسیل دو سر R_S، گیت سورس را به‌درستی بایاس می‌کند.

مثال ۸ــ۳ : در مدار شکل ۳ــ۳۶ جریان $I_D = 5mA$ است مقدار V_{DS} و V_{GS} را محاسبه کنید.



شکل ۳ــ۳۶

پاسخ : برای محاسبه V_{DS} معادله KVL را در حلقهٔ خروجی می‌نویسیم.

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

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

در معادله عدد گذاری می‌کنیم.

$$V_{DS} = ۱۵ - (۰/۲۲ + ۱)۵ = ۱۵ - ۶/۱$$

$$V_{DS} = ۸/۹V$$

برای محاسبهٔ مقدار V_{GS}، باید مقادیر V_G و V_S محاسبه کنیم.

$$V_G = R_G I_G = (۱)(۰) = ۰\,V$$

$$V_S = R_S I_D = (۰/۲۲)(۵) = ۱/۱V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = ۰ - ۱/۱ = -۱/۱V$$

۴ــ۷ــ۳ــ تحلیل ترسیمی بایاس سرخود با استفاده از منحنی مشخصهٔ انتقالی :

با استفاده از منحنی مشخصهٔ انتقالی JFET ابتدا نقطهٔ کار Q (I_D و V_{GS}) را به‌دست می‌آوریم. سپس از طریق محاسبه، مقدار V_{DS} را تعیین می‌کنیم. برای این منظور معادلهٔ KVL در حلقهٔ ورودی که معادلهٔ خط بار ورودی است را می‌نویسیم :

$$V_{GS} = -R_S I_D$$

باید دو نقطه از خط را به‌دست آوریم. یک نقطه را در $I_D=0$ در نظر می‌گیریم، با توجه به معادلهٔ $V_{GS}=-R_S I_D$ مقدار $V_{GS}=0$ به‌دست می‌آید.

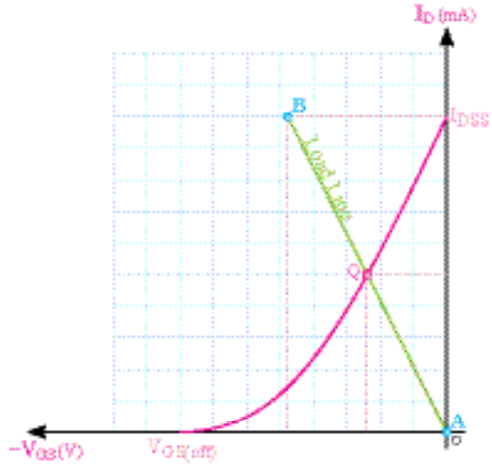
نقطه‌اول (A) $\begin{cases} I_D = ۰ \\ V_{GS} = ۰ \end{cases}$

نقطهٔ دیگر را در محل $I_D=I_{DSS}$ در نظر می‌گیریم، در این صورت داریم :

$$V_{GS}=-R_SI_D=-R_SI_{DSS}$$

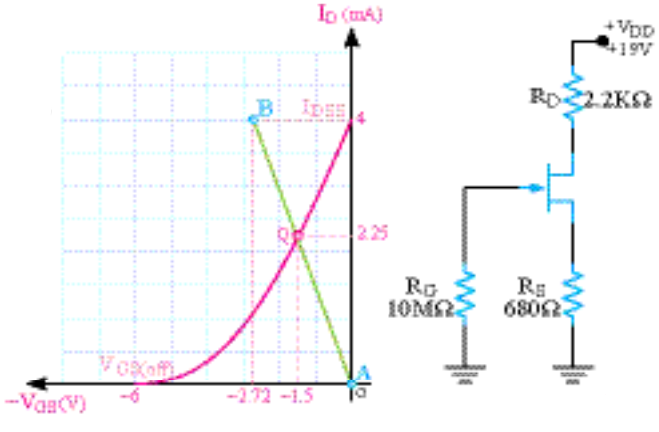
نقطه دوم(B) $\begin{cases} I_D = I_{DSS} \\ V_{GS} = -R_SI_{DSS} \end{cases}$

با تعیین این دو نقطه و اتصال آن‌ها به یک‌دیگر خط‌بار را رسم می‌کنیم (شکل ۳۷ــ۳). محل تلاقی خط‌بار با منحنی مشخصهٔ انتقالی، نقطهٔ کار Q است.



شکل ۳۷ــ۳ــ خط بار ورودی روی منحنی مشخصهٔ انتقالی

مثال ۹ــ۳ :برای مدار شکل ۳۸ــ۳ــالف، نقطهٔ کار Q (I_D و V_{GS}) را از راه ترسیم خط‌بار ورودی روی منحنی مشخصهٔ انتقالی(شکل۳۸ــ۳ــب)به‌دست‌آورید، سپسV_{DS} را محاسبه کنید.



(ب) شکل ۳۸ــ۳ (الف)

پاسخ : معادلهٔ KVL در حلقه ورودی را می‌نویسیم.

$$V_{GS}=-R_SI_D$$

برای رسم خط‌بار دو نقطه را انتخاب می‌کنیم.

$$A)I_D=۰ \qquad V_{GS}=(-۰/۶۸)(۰)=۰V$$

$$B\begin{cases} I_D = I_{DSS} = ۴mA \\ V_{GS} = (-۰/۶۸)(۴) = -۲/۷۲V \end{cases}$$

با استفاده از دو نقطهٔ A وB، خط‌بار را روی منحنی مشخصهٔ انتقالی رسم می‌کنیم. محل تلاقی خط‌بار با منحنی مشخصهٔ انتقالی، مختصات نقطهٔ کار را به ما می‌دهد. مختصات نقطهٔ کار به شرح زیر است :

$$I_D=۲/۲۵mA \qquad V_{GS}=-۱/۵۳V$$

برای محاسبهٔ V_{DS}، معادلهٔ KVL را در حلقهٔ خروجی می‌نویسیم و در معادله عددگذاری می‌کنیم.

$$-V_{DD}+R_DI_D+V_{DS}+R_SI_D=۰$$

$$V_{DS}=V_{DD}-R_DI_D-R_SI_D$$

$$V_{DS}=۱۹-(۲/۲)(۲/۲۵)-(۰/۶۸)(۲/۲۵)$$

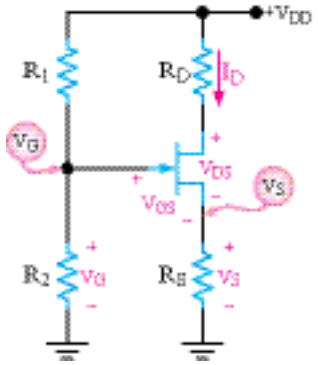
$$V_{DS}=۱۲/۵۲V$$

تمرین کلاسی : با توجه به شکل ۳۸ــ۳ در صورتی که V_{DD} برابر ۱۵ ولت و $R_S=۱K\Omega$ باشد، خط بار را رسم کنید و نقطهٔ کار را تعیین نمایید.

۵ــ۷ــ۳ــ بایاس تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ :

(Voltage Divider Bias) : هر چند در روش خود تغذیه، مقاومت Rs با ایجاد فیدبک منفی تا حدودی موجب پایداری نقطهٔ کار FET می‌شود، اگر بخواهیم مدار پایداری بیش‌تری داشته باشد، از مداری مطابق شکل ۳۹ــ۳ استفاده می‌کنیم. در این مدار به‌طور هم‌زمان از بایاس تقسیم ولتاژ R_1 وR_2 و مدار خود تغذیه (مقاومت R_S) استفاده شده است. به همین دلیل به این تغذیه، **تغذیهٔ مرکب** نیز می‌گویند.

با توجه به این‌که ازگیت ترانزیستور جریانی نمی‌گذرد، ولتاژ گیت برابر افت پتانسیل در دو سر مقاومت R_2 است به

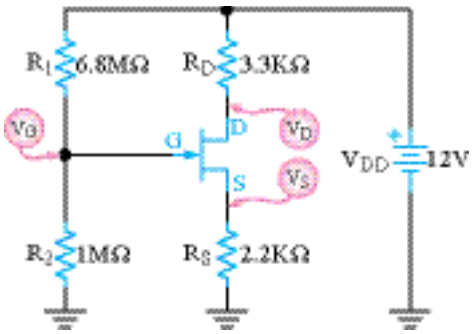


شکل ۳۹ــ۳ــ مدار بایاس تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ

عبارت دیگر V_{DD} بین R_1 وR_2 تقسیم ولتاژ می‌شود و V_G از رابطهٔ $V_G=\frac{V_{DD}R_2}{R_1+R_2}$ به‌دست می‌آید. چون این ولتاژ مثبت است،برای این که V_{GS} منفی شود باید پتانسیل سورس یعنی R_SI_D بیش‌تر از V_G باشد تا پیوند گیت سورس در بایاس مخالف قرار گیرد.

V_{GS} از رابطهٔ $V_{GS}=V_G-V_S$ به‌دست می‌آید.

مثال ۱۰ــ۳ : در مدار بایاس تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ شکل ۴۰ــ۳ اگر V_D برابر ۷ ولت باشد، I_D و V_{GS} را محاسبه کنید.



شکل ۴۰ــ۳ــ مدار تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ

پاسخ : چون $V_D=V_{DD}-R_DI_D$ است لذا

$$I_D=\frac{V_{DD}-V_D}{R_D}$$

$$I_D=\frac{۱۲-۷}{۳/۳}=\frac{۵}{۳/۳}=۱/۵۲mA$$

برای محاسبهV_{GS} مقادیر V_Gو V_S را به‌دست می‌آوریم.

$$V_G=\frac{V_{DD}R_2}{R_1+R_2}=\frac{۱۲\times۱}{۶/۸+۱}$$

$$VG=\frac{۱۲}{۷/۸}=۱/۵۴V$$

$$V_S=R_SI_D=(۲/۲)(۱/۵۲)$$

$$V_S=۳/۳۴V$$

V_{GS} از تفاضل V_Gو V_S به‌دست می‌آید.

$$V_{GS}=V_G-V_S=۱/۵۴-۳/۳۴$$

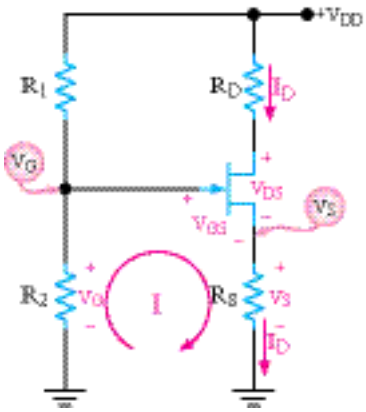
$$V_{GS}=-۱/۸V$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، چون V_S از V_G بیش‌تر است، مقدار V_{GS} منفی می‌شود و ترانزیستور را به درستی بایاس می‌کند.

تمرین کلاسی: در مدار شکل ۴۰ــ۳ اگر V_{DD}=۱۵/۶ ولت و V_D=۹ ولت انتخاب شود، I_D و V_{GS} را محاسبه کنید.

۶ــ۷ــ۳ــ تحلیل ترسیمی بایاس مدار با تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی با استفاده از منحنی مشخصهٔ انتقالی

: مانند تحلیل ترسیمی بایاس سرخود، در بایاس تقسیم کنندهٔ ولتاژ مقاومتی نیز می‌توان نقطهٔ کار را از طریق رسم خط‌بار روی منحنی مشخصهٔ انتقالی به‌دست آورد. در این نوع بایاس در نقطهٔ I_D=۰ ، V_{GS} صفر نیست زیرا مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ افت پتانسیلی در گیت ایجاد می‌نمایند. لذا در این مدار خط‌بار DC از مبدأ مختصات یعنی از نقطهٔ (۰و۰) عبور نمی‌کند. معادلهٔ خط‌بار DC ورودی، معادلهٔ KVL در حلقهٔ (۱) در شکل ۴۱ــ۳ است که به صورت زیر نوشته می‌شود.



شکل ۴۱ــ۳ــ مدار بایاس با تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی

$$-V_G + V_{GS} + R_S I_D = ۰$$

برای رسم این خط، یک نقطه را در $I_D=۰$ در نظر می‌گیریم

در این صورت داریم : $-V_G + V_{GS} + R_S(۰) = ۰$

$$-V_G + V_{GS} = ۰$$

$$\text{(A) یک نقطه} \begin{cases} I_D = ۰ \\ V_{GS} = V_G \end{cases}$$

نقطهٔ دیگر را در $V_{GS}=۰$ در نظر می‌گیریم. در این صورت داریم.

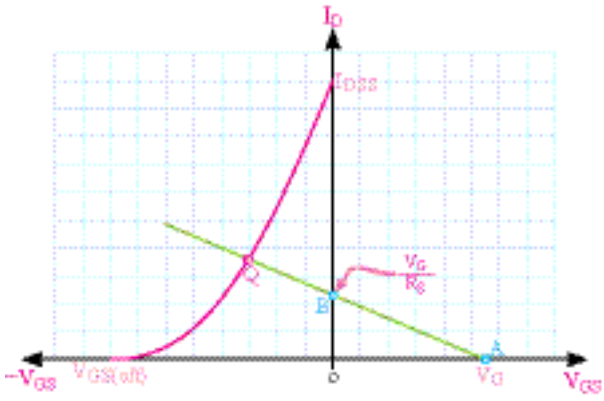
$$R_S I_D = V_G - V_{GS}$$

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} = \frac{V_G - ۰}{R_S} = \frac{V_G}{R_S}$$

لذانقطهٔ دیگر خط‌بار دارای مختصاتی به شرح زیر است :

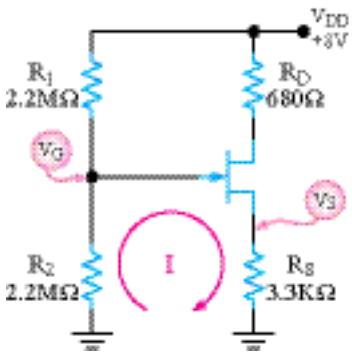
$$\text{(B) نقطهٔ دیگر} \begin{cases} V_{GS} = ۰ \\ I_D = \dfrac{V_G}{R_S} \end{cases}$$

با اتصال این دونقطه به‌هم خط‌بار رسم می‌شود. محل تلاقی خط‌بار با منحنی مشخصهٔ انتقالی، نقطهٔ کار Q را تعیین می‌کند. شکل ۴۲ـ۳ منحنی مشخصهٔ انتقالی، خط بار و نقطهٔ کار را نشان می‌دهد.

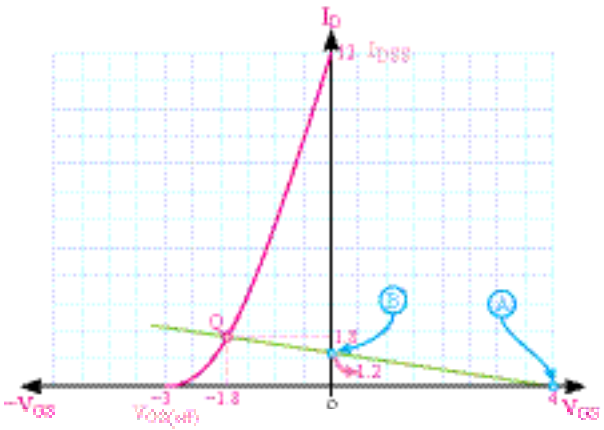


شکل ۴۲ـ۳ـ منحنی مشخصهٔ انتقالی و خط‌بار و نقطهٔ کار در بایاس با تقسیم‌کنندهٔ مقاومتی

مثال ۱۱ـ۳ : نقطهٔ کار مدار بایاس با تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی شکل ۴۳ـ۳ را با روش ترسیمی، روی منحنی مشخصهٔ انتقالی به‌دست آورید. منحنی مشخصهٔ انتقالی مطابق شکل ۴۴ـ۳ است.



شکل ۴۳ـ۳ـ مدار بایاس با تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی



شکل ۴۴ـ۳ـ منحنی مشخصهٔ انتقالی

پاسخ : معادلهٔ خط‌بار ورودی معادلهٔ KVL در حلقهٔ (۱) است.

$$-V_G + V_{GS} + R_S I_D = ۰$$

ابتدا دو نقطه از خط‌بار را به دست می‌آوریم. یک نقطه را در $I_D=۰$ در نظر می‌گیریم.

$$V_G = \frac{V_{DD} R_۲}{R_۱ + R_۲} = \frac{۸ \times ۲/۲}{۲/۲ + ۲/۲} = ۴V$$

$$V_S = R_S I_D = (۳/۳)(۰) = ۰V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = ۴ - (۰) = ۴V$$

$$\text{مختصات نقطهٔ اول(A)} \begin{cases} I_D = ۰ \\ V_{GS} = V_G = ۴V \end{cases}$$

نقطهٔ دیگر را در $V_{GS}=۰$ در نظر می‌گیریم.

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

$$I_D = \frac{۴ - (۰)}{۳/۳} = ۱/۲\text{mA}$$

$$\text{مختصات نقطه دوم(B)} \begin{cases} I_D = ۱/۲\text{mA} \\ V_{GS} = ۰ \end{cases}$$

دو نقطه A و B را روی دستگاه مختصات در شکل ۳ـ۴۴ علامت می‌زنیم سپس آن دو نقطه را به‌هم وصل می‌کنیم. محل تلاقی خط‌بار با منحنی مشخصهٔ انتقالی، مختصات نقطهٔ کار را مشخص می‌کند.

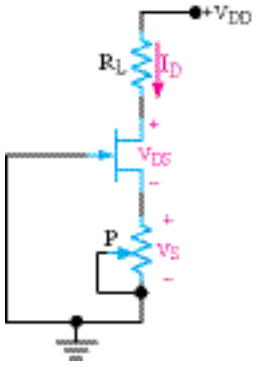
$$Q \begin{cases} I_D = ۱/۷۶\text{mA} \\ V_{GS} = -۱/۸\text{V} \end{cases}$$

تحقیق کنید: با مراجعه به سایت All data sheet.com برگهٔ اطلاعات یک نمونه JFET را دانلود کنید، سپس درمورد منحنی‌های ورودی و خروجی آن توضیح دهید و نتیجه را به کلاس ارائه نمایید.

۸ـ۳ـ موارد کاربرد ترانزیستورهای اثر میدان

۱ـ۸ـ۳ـ استفاده از FET در ساختن منابع جریان :

اگر یک FET مطابق شکل ۳ـ۴۵ 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 سورس را تأمین می‌کند. با تغییر R_S می‌توان مقدار I_D (جریان منبع جریان) را به میزان دلخواه تنظیم کرد.



شکل ۳ـ۴۵ـ FET به‌عنوان منبع جریان ثابت

در این مدار V_{GS} برابر با $V_{GS}=-I_DR_S$ است و V_{DS} از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

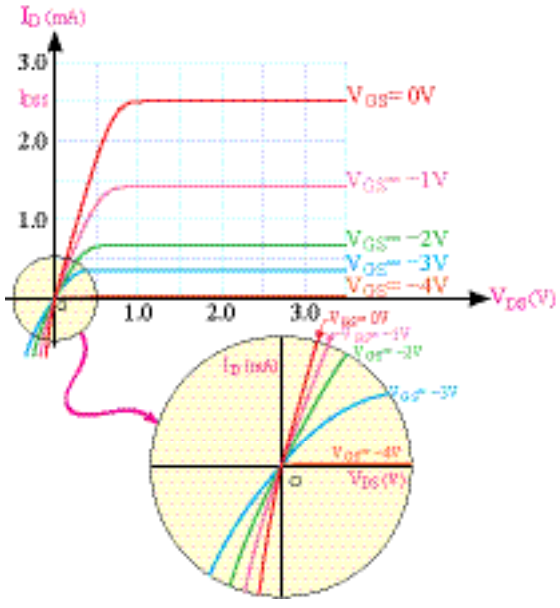
$$V_{DS}=V_{DD}-I_D(R_S+R_L)$$

برای آن‌که $V_{DS}>V_P$ باشد، باید ولتاژ منبع تغذیه V_{DD} را نسبتاً بالا و حدود ۲۰ تا ۳۰ ولت در نظر بگیریم.

از این نوع منبع جریان می‌توانیم برای شارژ باتری‌های کوچک نیز استفاده کرد. در این مدار، باتری به‌جای 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 به‌نام دیود جریان ثابت عرضه می‌شود. این دیودها در حقیقت FETهایی هستند که پایهٔ گیت آن‌ها به وسیلهٔ یک مقاومت به پایهٔ سورس متصل شده است و فقط پایه‌های درین و گیت جهت تغذیه در دسترس‌اند. دیودهای جریان ثابت می‌توانند جریانی از ۱۰mA تا حدود ۳۰mA را تأمین کنند.

۲ـ۸ـ۳ـ استفاده از FET به‌عنوان مقاومت متغیر :

با توجه به شکل ۳ـ۴۶ 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 از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.



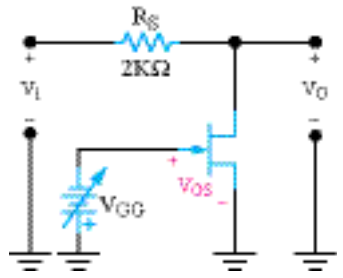
شکل ۳ـ۴۶ـ ناحیه اهمی و بخشی که کاملاً خطی است.

$$r_{DS} = \frac{V_P / ۲I_{DSS}}{۱ - \left|\frac{V_{GS}}{V_P}\right|}$$

اگر دراین معادله V_{GS} و V_P بر حسب ولت و I_{DSS} بر حسب میلی‌آمپر باشد، مقدار r_{DS} بر حسب کیلو اهم به‌دست می‌آید.

از بخش خطی ناحیهٔ اهمی FET می‌توانیم به عنوان یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ استفاده کنیم. در مدار شکل ۴۷ـ۳ از FET برای تضعیف دامنهٔ سیگنال ورودی (V_i) استفاده شده است. در این مدار، مقاومت درین سورس با مقاومت ۲ کیلو اهمی سری می‌شود و به صورت یک تقسیم کنندهٔ ولتاژ عمل می‌کند. ولتاژ خروجی مدار با استفاده از تقسیم ولتاژ بین R_S و مقاومت درین سورس برابر است با :

$$V_o = V_{in} \times \frac{r_{DS}}{R_S + r_{DS}} = V_{in} \frac{۱}{\frac{R_S}{r_{DS}} + ۱}$$



شکل ۴۷ـ۳ـ تنظیم ولتاژ خروجی با استفاده از JFET

● در حالتی که ترانزیستور هدایت نمی‌کند، r_{DS} خیلی زیاد است و $V_O \approx V_{in}$ می‌شود (تطابق ولتاژ). در بقیهٔ موارد، ولتاژ خروجی متناسب با مقدار r_{DS} تغییر می‌کند. توجه داشته باشید که :

● تنها در محدودهٔ خیلی کوچکی از تغییرات V_{DS}حول مبدأ مختصات، منحنی مشخصهٔ FET کاملاً خطی است. لذا کاربرد این مدار به سیگنال‌های ورودی کوچک محدود می‌شود.

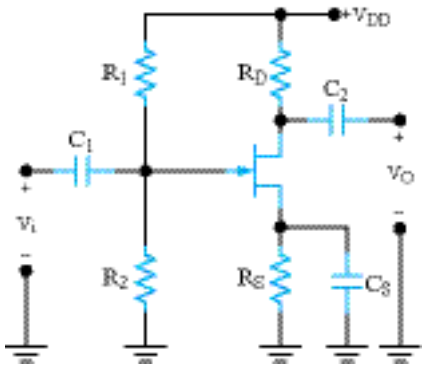
● برخلاف ترانزیستورهای BJT ، V_{DS} می‌تواند تغییر علامت نیز بدهد. در مدارهای کنترل از راه دور، سیگنال کنترل جایگزین V_{GG} می‌شود.

۳ـ۸ـ۳ـ استفاده از FET به‌عنوان تقویت کنندهٔ اوّلیه با امپدانس ورودی زیاد : چون FET امپدانس ورودی زیادی دارد، به‌عنوان تقویت کنندهٔ اولیه برای اتصال منابعی با مقاومت خروجی زیاد مانند میکروفن‌های خازنی به مدار مناسب است.

۴ـ۸ـ۳ـ تقویت کننده‌های سیگنال کوچک FET :

یکی از کاربردهای مهم قطعات FET ساخت مدارهای تقویت کنندهٔ ولتاژ است. از یک FET ممکن است به‌صورت سورس مشترک، گیت مشترک یا درین مشترک استفاده کنیم. هر یک از این سه آرایش، مشابه ترانزیستور BJT، مشخصات ورودی و خروجی خاصی دارد. قبل از پرداختن به این مشخصات، ضروری است مدل ac یک FET را بررسی کنیم.

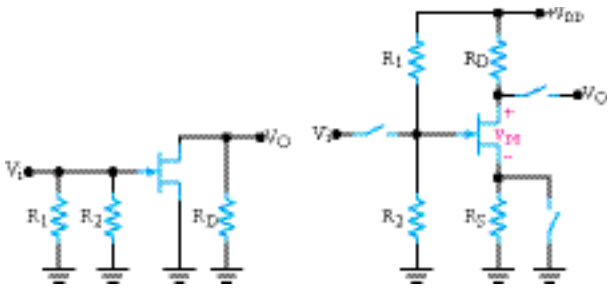
● ***مدار تقویت کنندهٔ سورس مشترک (Common source=CS) :*** در شکل ۴۸ـ۳ یک تقویت کنندهٔ سورس مشترک با ترانزیستور JFET کانال n را مشاهده می‌کنید.



شکل۴۸ـ۳ـمدار تقویت کنندهٔ سورس مشترک

در این مدار تغذیهٔ ترانزیستور به روش مرکب تأمین شده است. خازن‌های $C_۱$ و $C_۲$ تقویت کننده را از نظر DC از دیگر طبقات جدا می‌سازد و خازن C_S مقاومت R_S را در سیگنال ac بای‌پاس می‌کند. مدار DC این تقویت کننده در شکل ۴۹ـ۳ـ الف رسم شده است. به کمک این مدار و با روش ترسیمی یا محاسباتی می‌توان نقطهٔ کار ترانزیستور را به‌دست آورد. در مدل ac کلیهٔ خازن‌ها اتصال کوتاه در نظر گرفته می‌شوند، هم‌چنین منبع V_{DD}

از طریق خازن داخلی زمین شده است. مدل ac تقویت کننده سورس مشترک در شکل ۴۹ــ۳ــ ب نشان داده شده است :



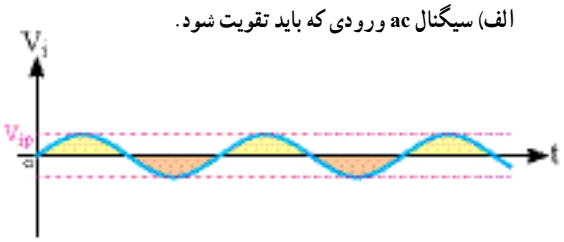
(ب) (الف)

شکل ۴۹ــ۳ــ مدل DC و ac تقویت کنندهٔ سورس مشترک

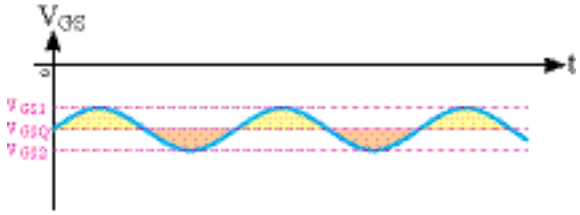
● ***بررسی رفتار تقویت‌کننده سورس مشترک :*** در شکل ۴۸ــ۳ یک تقویت‌کننده سورس مشترک را مشاهده می‌کنید. فرض می‌کنیم ترانزیستور برای نقطهٔ کار (I_{DQ} و V_{DSQ} و V_{GSQ}) بایاس شده باشد. با اتصال یک سیگنال ac به ورودی مدار، ولتاژ گیت حول نقطهٔ کار V_{GSQ} قدری نوسان پیدا می‌کند.

نیمهٔ مثبت این نوسانات از ولتاژ منفی گیت می‌کاهد. این امر موجب افزایش هدایت ترانزیستور می‌شود؛ یعنی، جریان درین افزایش و ولتاژدرین ــ سورس کاهش می‌یابد. در نیم سیکل 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 ۵۰ــ۳ شکل موج‌های v_{GS}، v_{DS}، v_i و i_D نشان داده شده است.

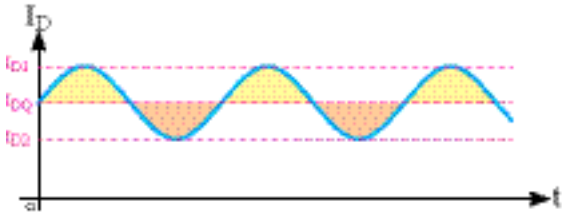
الف) سیگنال ac ورودی که باید تقویت شود.



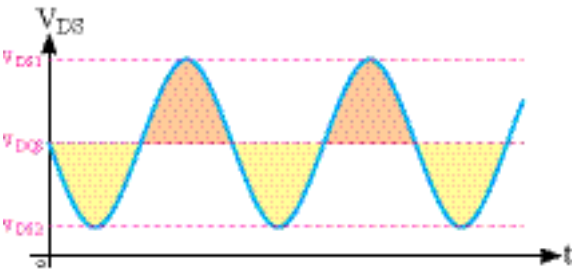
ب) سیگنال ac ورودی سوار بایاس DC منفی (V_{GSQ}) شده است.



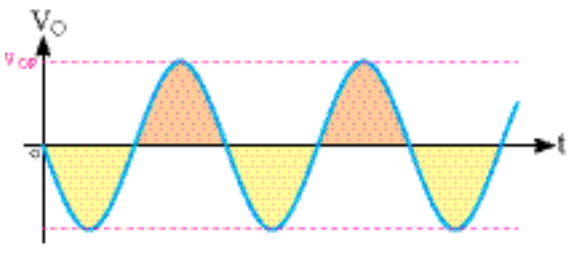
پ) مثبت‌تر شدن V_{GS} مقدار جریان I_D را افزایش می‌دهد و منفی‌تر شدن V_{GS} مقدار I_D را کاهش می‌دهد.



ت) افزایش I_D افت پتانسیل R_DI_D را زیاد می‌کند و V_{DS} را کاهش می‌دهد. کاهش I_D افت پتانسیل R_DI_D را کم می‌کند و V_{DS} را افزایش می‌دهد.



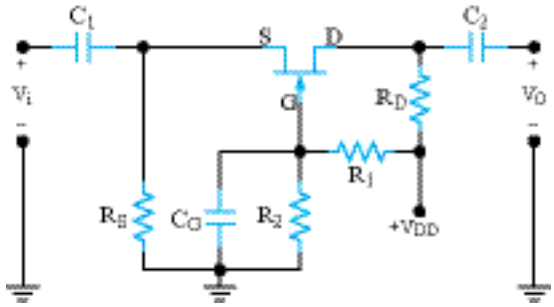
ث) خازن C_2 ولتاژ DC را حذف می‌کند و فقط موج ac به خروجی می‌رسد.



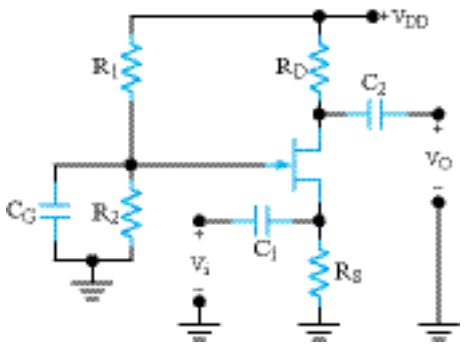
شکل ۵۰ــ۳ــ شکل موج‌های نقاط مختلف مدار تقویت کننده

● ***تقویت‌کنندهٔ گیت مشترک (Common gate=CG) :***

تقویت‌کنندهٔ گیت مشترک مشخصات مشابه تقویت کنندهٔ BJT بیس مشترک دارد. در شکل ۵۱ـ۳ـ الف مدار یک تقویت‌کنندهٔ گیت مشترک را مشاهده می‌کنید. برای آن‌که از این شکل درک بهتری داشته باشید، آن را به‌صورت شکل ۵۱ـ۳ـ ب دوباره رسم کرده‌ایم. دقّت کنید که محل هیچ‌کدام از اجزای مدار و یا جای ورودی و خروجی آن در این شکل تغییر نکرده است.



(الف)



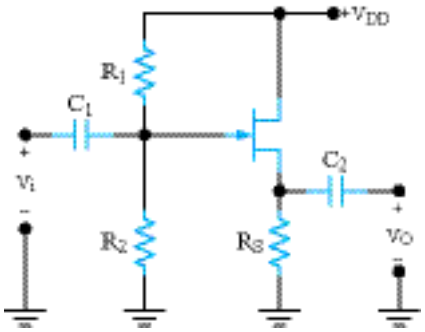
(ب)

شکل ۵۱ـ۳ـ مدار تقویت‌کنندهٔ گیت مشترک

● ***تقویت‌کننده درین‌مشترک «سورس‌پیرو» (Common Drain=CD)***

در شکل ۵۲ـ۳ یک تقویت‌کنندهٔ درین مشترک دیده می‌شود. این مدار یا مدار تقویت‌کنندهٔ BJT کلکتورمشترک مشابهت زیادی دارد.

محاسبه نقطهٔ کار ترانزیستور با حالت‌های قبلی تفاوت ندارد. در این مدار، پایهٔ درین در مقابل سیگنال ac زمین می‌شود. سیگنال ورودی به پایه گیت اعمال می‌شود و خروجی مدار از پایهٔ سورس گرفته می‌شود.



شکل ۵۲ـ۳ـ تقویت‌کنندهٔ درین مشترک

۹ـ۳ـ مقایسهٔ تقویت‌کننده‌های BJT با تقویت‌کننده‌های FET

ترانزیستور، هر آرایش که داشته‌باشد، عمل تقویت را انجام می‌دهد. هر یک از آرایش‌های ترانزیستور در مدار، مشخصات ورودی و خروجی ویژه‌ای را ایجاد می‌کند. آرایش CE مناسب‌ترین ترکیب است؛ زیرا بیش‌ترین بهرهٔ ولتاژ و جریان را دارد و در نهایت قدرت بیش‌تری را فراهم می‌سازد.

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

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

ترانزیستورهای اثر میدان نیز مشابهت زیادی با آرایش‌های BJT دارند. با این تفاوت که مقاومت ورودی FET بسیار بیش‌تر از مقاومت ورودیBJT است. به‌طور کلی از نظر آرایش، مدارهای BJT با FET به‌صورت زیر مقایسه می‌شوند.

- آرایش CS مشخصاتی مانند آرایش CE دارد.
- مشخصات آرایش CG مانند آرایش CB است.
- آرایش CD مشخصاتی مانند آرایش CC دارد.

ترانزیستورهای BJT بهرهٔ بیش‌تری دارند و قیمت آن‌ها نیز در مقایسه به FET مشابه ارزان‌تر است. ترانزیستورهای FET نسبت به BJT فرکانس قطع بالاتری دارند و از پایداری حرارتی بیش‌تری برخوردارند هم‌چنین در برابر اغتشاش مصونیت بیش‌تری دارند و راندمان آن‌ها نیز بیش‌تر است.

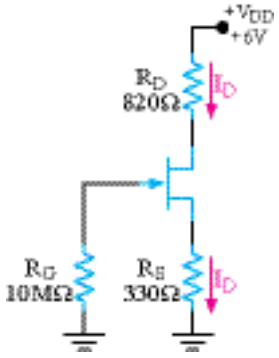
تحقیق کنید: آیا مدار بافر (جداگر) در آی‌سی‌های دیجیتالی به‌کار می‌رود؟ بررسی کنید و نتایج را در کلاس ارائه دهید.

۱۰ـ۳ـ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ـ۱۰ـ۳ـ در صورتی که JFET در ناحیهٔ ..... کار کند برای محاسبهٔ I_D می توان از فرمول $I_D=I_{DSS}(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2$ استفاده کرد.

۲ـ۱۰ـ۳ـ مدار شکل ۳ـ۵۳ به صورت ..... بایاس شده است و V_{GS} از رابطهٔ ..... = V_{GS} به دست می‌آید.



شکل ۳ـ۵۳

صحیح یا غلط

۳ـ۱۰ـ۳ـ در بایاس سر خود پتانسیل گیت برابر صفر ولت است. ☐ صحیح ☐ غلط

۴ـ۱۰ـ۳ـ برای آن‌که از JFET به‌عنوان مقاومت متغیر استفاده کنیم باید آن را در ناحیهٔ اهمی بایاس کنیم.

☐ صحیح ☐ غلط

چهار گزینه‌ای

۵ـ۱۰ـ۳ـ در یک ترانزیستور JFET با کانال N، $V_P=+6V$ و $V_{GS}=-2V$ است، مقدار ولتاژ درین سورس حداقل چند ولت انتخاب شود تا ترانزیستور در ناحیهٔ اشباع قرار گیرد.

۱) ۴ ۲) ۴ – ۳) ۸– ۴) ۸+

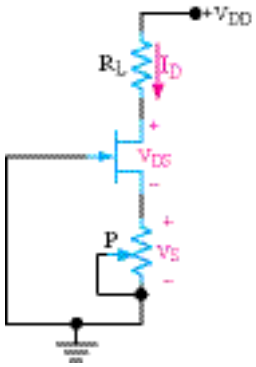
۶ـ۱۰ـ۳ـ کدام گزینه در مورد مدار شکل ۳ـ۵۴ درست است؟

۱) تقویت کنندهٔ ولتاژ

۲) تقویت کنندهٔ جریان

۳) منبع جریان

۴) منبع ولتاژ



شکل ۳ـ۵۴

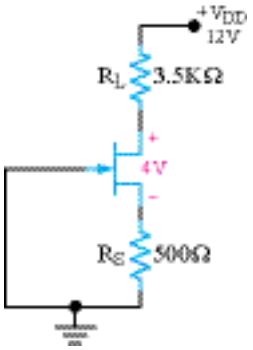
۷ـ۱۰ـ۳ـ در مدار شکل ۳ـ۵۵ V_{GS} چند ولت است؟

۱) صفر

۲) ۲–

۳) ۱–

۴) ۰/۵–



شکل ۳ـ۵۵

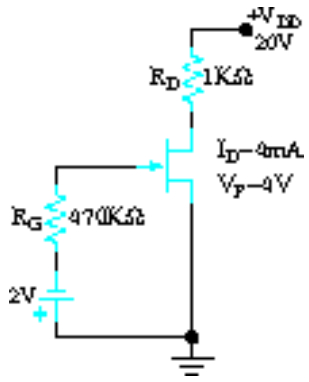
۸ـ۱۰ـ۳ـ I_{DSS} در مدار شکل ۳ـ۵۶ چند میلی‌آمپر است؟

۱) ۴

۲) ۸

۳) ۱۶

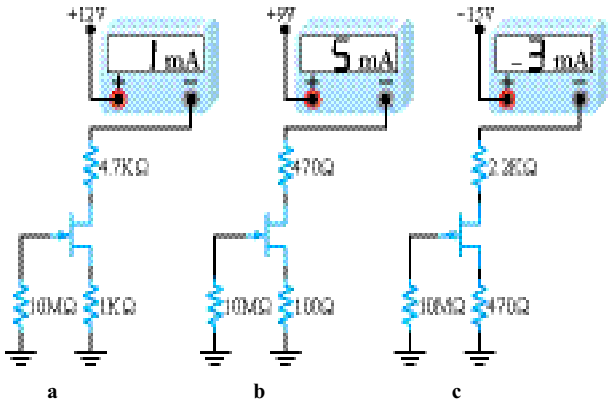
۴) ۱۲



شکل ۳ـ۵۶

محاسباتی و تشریحی

۹ــ۱۰ــ۳ــ در هر یک از مدارهای (a) و (b) و (c) شکل ۳ــ۵۷، V_{DS} و V_{GS} را محاسبه کنید.



شکل ۳ــ۵۷

۱۰ــ۱۰ــ۳ــ در یک ترانزیستور JFET با کانال n، $V_{GS(Off)} = -3V$ است. ناحیهٔ کار ترانزیستور را در هریک از شرایط زیر مشخص کنید.

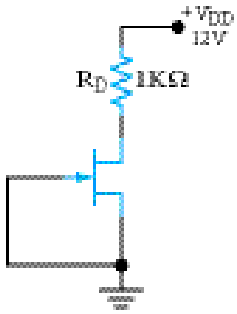
الف) $V_{GS} = -2V$ و $V_{DS} = 12V$

ب) $V_{GS} = -1V$ و $V_{DS} = 1V$

پ) $V_{GS} = -4V$ و $V_{DS} = 12V$

ت) $V_D = 8V$ و $I_D = 5mA$

۱۱ــ۱۰ــ۳ــ در شکل ۳ــ۵۸ با فرض $V_P = +5V$ و $I_{DSS} = 8mA$ توان تلف شده در ترانزیستور چند میلی‌وات است؟ $(P_T = I_D \times V_{DS})$.

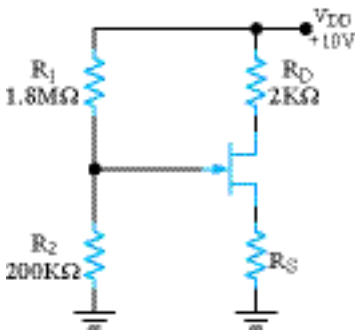


شکل ۳ــ۵۸

۱۲ــ۱۰ــ۳ــ اگر در شکل ۳ــ۵۹، $I_{DSS} = 10mA$ و $V_{GS(Off)} = -5V$ باشد.

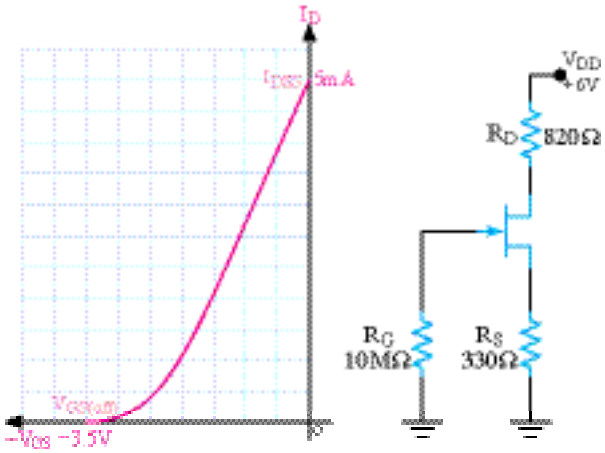
الف) مقاومت R_S را طوری محاسبه کنید که $|V_{GS}| = 3V$ شود.

ب) مقدار ولتاژ V_{DS} چند ولت است؟



شکل ۳ــ۵۹

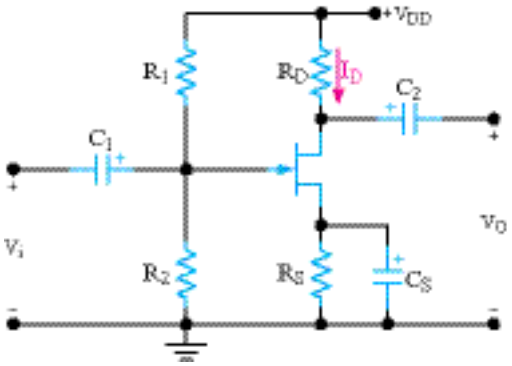
۱۳ــ۱۰ــ۳ــ با توجه به شکل ۳ــ۶۰ــ الف و ب، با نوشتن معادلهٔ خط بار و به روش ترسیمی، خط بار را روی منحنی مشخصهٔ انتقالی رسم کنید، سپس مشخصات نقطه‌کار را بنویسید.



(ب) (الف)

شکل ۳ــ۶۰

۱۴ــ۱۰ــ۳ــ تقویت‌کنندهٔ شکل ۳ــ۶۱ دارای چه نوع آرایشی است؟ مدل AC تقویت‌کننده را رسم کنید. این تقویت‌کننده چه کمیت‌هایی را تقویت می‌کند؟



شکل ۶۱ــ۳

۱۱ــ۳ــ ترانزیستوراثر میدان با گیت عایق شده یا IGFET (Insulated Gate FET)

چون در ترانزیستور JFET جریان نشتی پیوند گیت‌سورس با افزایش دمای محیط افزایش می‌یابد، ترانزیستور نسبت به حرارت تا حدودی ناپایدار است و مقاومت ورودی آن در اثر گرما به مقدار زیادی کاهش می‌یابد. یادآور می‌شود که پایداری JFET در مقابل دما خیلی بیش‌تر از BJT است.

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 لایهٔ 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 و اول کلمات Metal Oxide Semiconductor FET به مفهوم ترانزیستور اثر میدان با نیمه‌های اکسید فلز است.

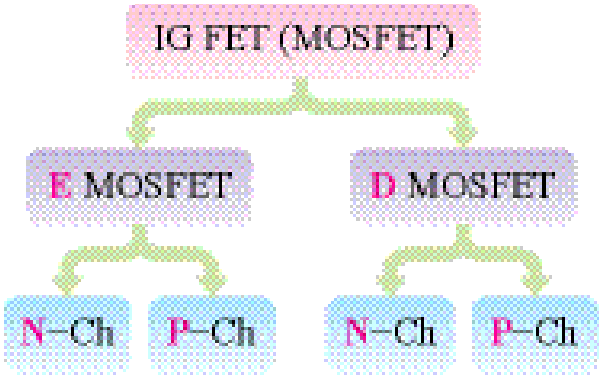
انواع ترانزیستورهای MOSFET : ترانزیستورهای MOSFET به دو صورت ساخته می‌شوند.

ترانزیستورهای MOSFET با کانال تهی شونده (DMOSFET)

(Depletion–mode MOSFET)

ترانزیستورهای MOSFET با کانال تشکیل شونده یا بهبود یافته EMOSFET (Enhancement mode MOSFET)

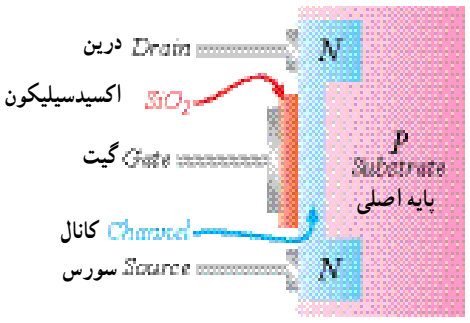
هر یک از این دو نوع ترانزیستور می‌تواند با کانال n یا با کانال p ساخته شود؛ که رایج‌ترین آن‌ها در بازار، MOSFETهای با کانال n، از نوع تهی شونده و MOSFETهای با کانال p، از نوع تشکیل شونده است.



۱ــ۱۱ــ۳ــ ترانزیستور MOSFET با کانال

تهی‌شوندهٔ نوع N : این نوع ترانزیستور از یک قطعهٔ نیمه هادی پایهٔ نوع p با ناخالصی کم تشکیل شده است. درون این قطعه، دو ناحیهٔ نوع n با ناخالصی زیاد ایجاد می‌کنند. این نواحی را به‌وسیلهٔ یک کانال نوع n با ناخالصی کم به یک‌دیگر وصل می‌کنند. از طرفین کانال، کنتاکت‌های درین ــ سورس خارج می‌شود. گیت این ترانزیستور را یک صفحهٔ فلزی تشکیل می‌دهد که توسط لایهٔ نازکی از دی‌اکسید سیلیکون از کانال کاملاً جدا شده است.

در شکل ۶۲ــ۳ ساختمان این نوع MOSFET رسم شده است. این نوع MOSFET را از این به‌بعد DMOSFET می‌نامیم.

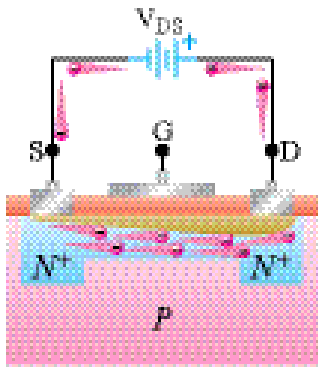


شکل ۶۲ــ۳ــ ساختمان DMOSFET با کانال N

در بیش‌تر ترانزیستورهای MOSFET کریستال پایه از داخل به سورس وصل می‌شود اما در مواردی ممکن است از آن یک اتصال چهارم نیز بیرون آورده باشند. در چنین مواردی، برای آن‌که پیوند p–n پایه و کانال همواره در گرایش معکوس باقی بماند، باید این اتصال را به پایه سورس وصل کرد.

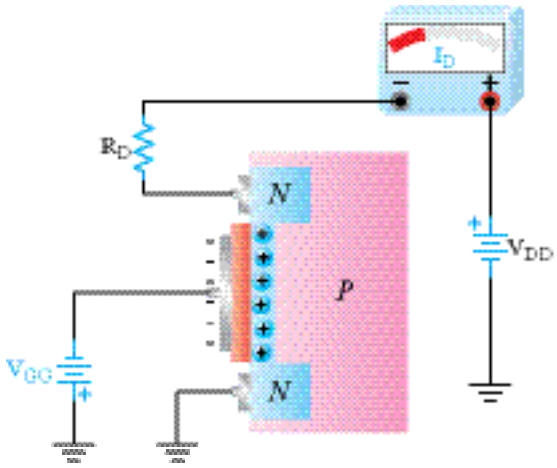
گیت را می‌توان به عنوان یک جوشن خازن با صفحات موازی در نظر گرفت. کانال صفحهٔ دیگر جوشن خازن است. دی‌اکسید سیلیکون که لایهٔ بسیار باریک است، عایق بین دو جوشن را تشکیل می‌دهد.

۲ــ۱۱ــ۳ــ اتصال ولتاژ به پایه‌های DMOSFET : هرگاه مطابق شکل ۳ــ۶۳ به پایهٔ درین و سورس ولتاژی اتصال دهیم، این ولتاژ 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 ناحیهٔ تهی در داخل کانال منجر می‌شود و گرفتگی کانال به حداکثر می‌رسد.



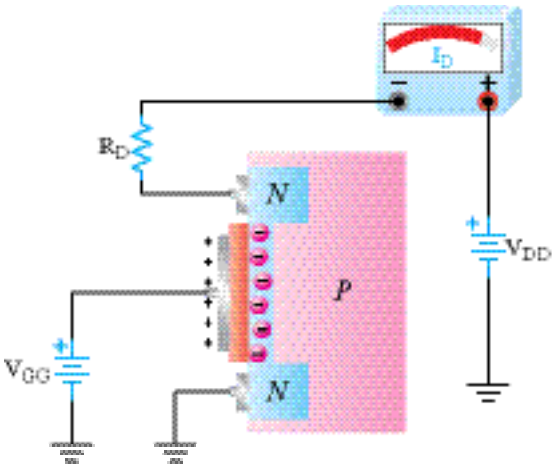
شکل ۳ــ۶۳ــ اتصال ولتاژ V_{DS} موجب برقراری جریان شده است.

برقراری یک ولتاژ منفی بین گیت سورس مانند شکل ۳ــ۶۴ موجب می‌شود که در داخل کانال یک ناحیهٔ تهی از حامل‌های جریان به‌وجود آید. در این حالت الکترون‌ها از کانال رانده می‌شوند و به‌جای آن‌ها یون‌های مثبت باقی می‌مانند. به این ترتیب هدایت در کانال کاهش می‌یابد و جریان درین (I_D) کم می‌شود.



شکل ۳ــ۶۴ــ اتصال V_{GG} جریان درین را کم می‌کند

با اتصال ولتاژ منفی‌تر بین گیت سورس، جریان درین کم‌تر می‌شود تا در ولتاژی به‌نام ولتاژ گیت سورس قطع (V_{GSoff}) کانال به‌طور کامل از بار آزاد تهی شده و جریان I_D خیلی کم و نزدیک به صفر می‌شود. همان‌طور که مشاهده می شود در DMOSFET با کانال N نیز مانند JFET با کانال N، تغییر ولتاژ گیت سورس در محدودهٔ صفر تا V_{GSoff} روی جریان درین در محدودهٔ مقدار ماکزیمم (I_{DSS}) تا صفر اثر دارد. در DMOSFETها می‌توان مانند شکل ۳ــ۶۵ به گیت سورس ولتاژ مثبت نیز اتصال داد.

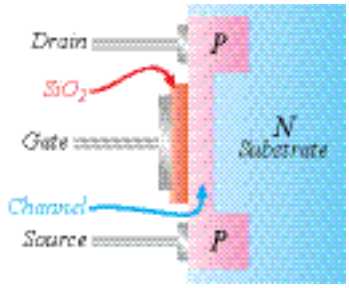


شکل ۳ــ۶۵ــ اتصال ولتاژ مثبت به گیت سورس موجب افزایش I_D می‌شود.

افزایش ولتاژ مثبت گیت سورس الکترون‌های آزاد بیش‌تری را از نواحی N^+ در کانال برقرار می‌نماید و مقاومت آن را کاهش

می دهد. با بهبود وضعیت کانال جریان درین افزایش می یابد.

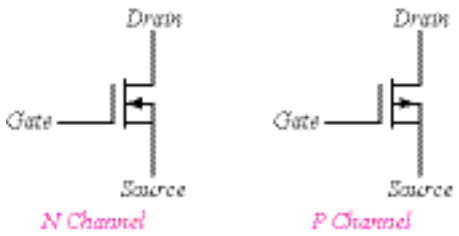
۳ــ۱۱ــ۳ــ ساختمان DMOSFET با کانال تهی‌شونده نوع P : ساختمان DMOSFET با کانال P تهی‌شونده، شبیه نوع کانال N است. مطابق شکل ۶۶ــ۳ بلور پایه از کریستال نوع N و کانال از نوع P است.



شکل۶۶ــ۳ــ DMOSFET با کانال P

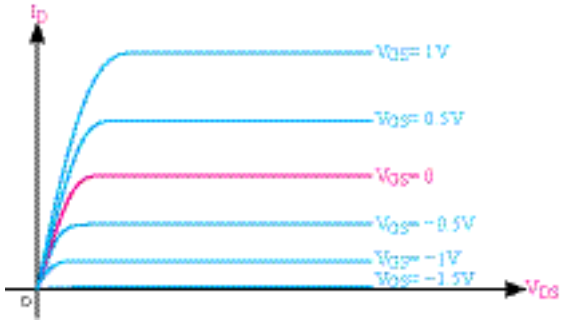
عملکرد هر دو DMOSFET کانال N و P شبیه به‌هم است و فقط قطب باتری‌هایی که به DMOSFET با کانال P وصل می‌شود برعکس DMOSFET با کانال N است.

۴ــ۱۱ــ۳ــ علامت اختصاری DMOSFET : علامت اختصاری هر دو نوع DMOSFET در شکل ۶۷ــ۳ نشان داده شده است. بلور پایه به وسیلهٔ پیکانی مشخص می‌شود. بلور پایه معمولاً (نه همیشه) از داخل به سورس اتصال دارد.



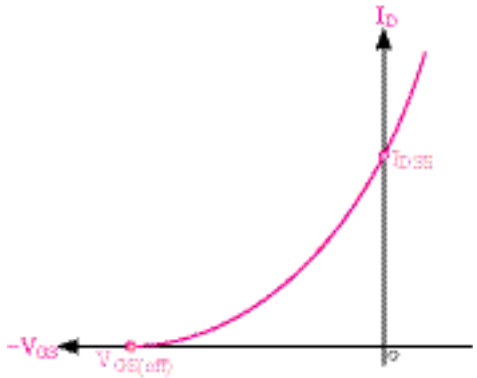
شکل۶۷ــ۳ــ علامت اختصاری DMOSFETها

۵ــ۱۱ــ۳ــ منحنی‌های مشخصهٔ DMOSFET با کانال N : با توجه به توضیحات داده شده، می‌توان در DMOSFET، به گیت سورس ولتاژ مثبت یا منفی داد. اتصال ولتاژ منفی متداول‌تر است. شکل ۶۸ــ۳ خانوادهٔ منحنی‌های مشخصهٔ I_D–V_{DS} را برای ولتاژهای گیت سورس مختلف نشان می‌دهد. با منفی‌تر شدن ولتاژ گیت سورس، I_D کاهش یافته است.



شکل۶۸ــ۳ــ منحنی مشخصه MOSFET با کانال تهی‌شونده نوع N

در شکل ۶۹ــ۳ منحنی مشخصهٔ انتقالی DMOSFET با کانال N رسم شده است.



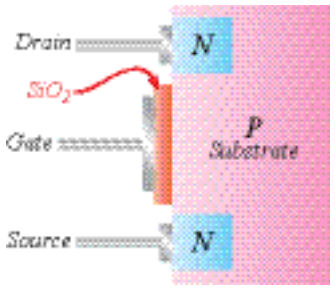
شکل ۶۹ــ۳ منحنی مشخصهٔ انتقالی DMOSFET

۱۲ــ۳ــ ساختمان MOSFET با کانال تشکیل‌شونده Enhancement MOSFET(EMOSFET)

در این نوع ترانزیستور بر خلاف ترانزیستور با کانال تهی‌شونده، کانال را در هنگام ساخت ایجاد نمی‌کنند. لذا تا وقتی که گیت ترانزیستور بایاس نشود، ترانزیستور خاموش می‌ماند. به‌علت مقاومت خیلی زیاد بلور پایه که درین و سورس را از یکدیگر جدا می‌کند، عملاً با افزایش V_{DS} جریان محسوسی از درین نمی‌گذرد.

شکل ۷۰ــ۳ ساختمان این نوع MOSFET را نشان می‌دهد.

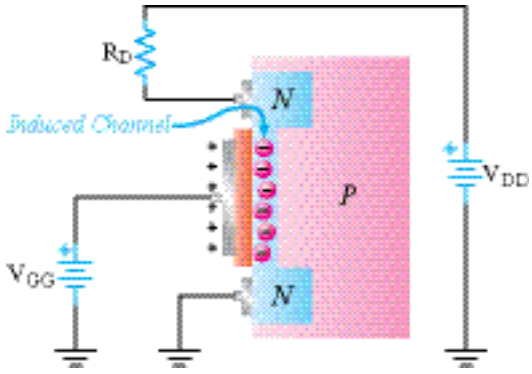
از این پس این نوع MOSFET را EMOSFET می‌نامیم.



شکل ۷۰ــ۳ــ ساختمان EMOSFET با کانال N تشکیل شونده

در صورتی که گیت 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 باریک به‌صورت القایی بین درین سورس به‌وجود می‌آورد. این کانال، مقاومت بین دو پایه را کاهش می‌دهد و موجب برقراری جریان درین می‌شود.

شکل ۷۱ــ۳ ایجاد کانال را پس از اعمال ولتاژ گیت سورس نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در این نوع ترانزیستور چون کانال تشکیل می‌شود آن را تشکیل شونده می‌گویند.

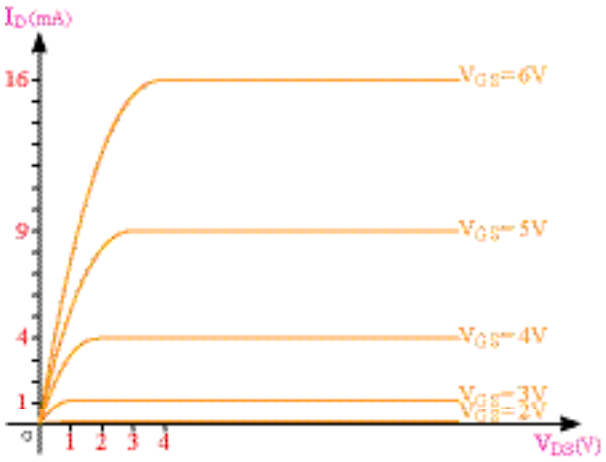


شکل ۷۱ــ۳ــ اتصال ولتاژ مثبت گیت سورس موجب تشکیل کانال و برقراری جریان می‌شود.

حداقل ولتاژی را که لازم است بین گیت ــ سورس اعمال شود تا جریان درین برقرار گردد، ولتاژ آستانهٔ روشن شدن ترانزیستور می‌گویند و آن را $V_{GS(th)}$ (Threshold) نشان می‌دهند. مقدار نامی این ولتاژ در حدود ۲ ولت است. هنگامی که کانال شکل گرفت، هرقدر V_{GS} بیش‌تر شود عرض کانال افزایش می‌یابد و مقاومت بین درین و سورس کم می‌شود. در این حالت جریان درین به ازای یک ولتاژ معین درین سورس افزایش می‌یابد. افزایش ولتاژ درین سورس (V_{DS}) جریان درین را نیز افزایش می‌دهد. این افزایش جریان با گذشتن V_{DS} از حد بحرانی متوقف می‌شود.

۱ــ۱۲ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ EMOSFET با کانال N

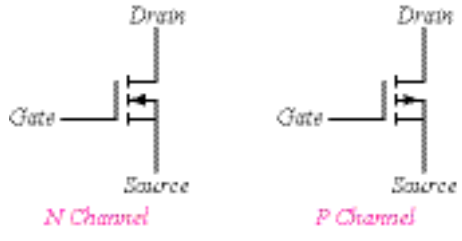
در شکل ۷۲ــ۳ منحنی مشخصهٔ EMOSFET با کانال N رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود هر قدر V_{GS} مثبت‌تر باشد جریان درین افزایش می‌یابد.



شکل ۷۲ــ۳ــ منحنی مشخصهٔ EMOSFET با کانال N

۲ــ۱۲ــ۳ــ علامت اختصاری EMOSFET:

علامت اختصاری هر دو نوع MOSFET با کانال N و P تشکیل‌شونده را در شکل ۷۳ــ۳ مشاهده می‌کنید. خطوط شکسته بین درین و سورس بیانگر عدم وجود کانال اولیه است.



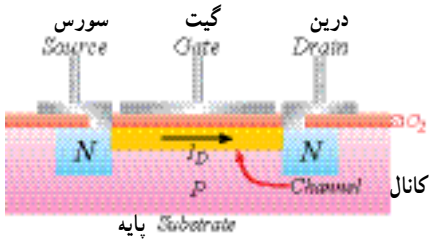
شکل ۷۳ــ۳ــ علامت اختصاری EMOSFET با کانال N و P

EMOSFET به دلیل کوچک بودن اندازه و ساده‌تر بودن ساخت آن، در تولید مدارهای مجتمع (IC) کاربرد بیش‌تری دارد.

فکرکنید : به چه دلیل در مدارهای ورودی طبقات عمودی (Vertical) اسیلوسکوپ از ترانزیستور FET استفاده می‌کنند؟

۱۳ــ۳ــMOSFETهای قدرت Power MOSFET

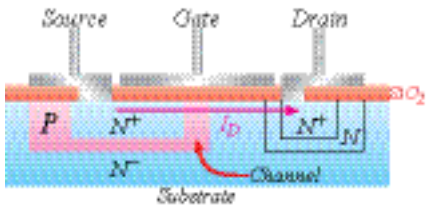
در EMOSFETهای متداول مانند شکل ۳ــ۷۴ فقط لایه نازکی از کانال به‌صورت افقی قرار دارد. این لایه مقاومت نسبتاً بالایی را بین درین و سورس ایجاد می‌کند. لذا این نوع MOSFETها برای کار در قدرت‌های پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند.



شکل ۳ــ۷۴ــ EMOSFET قدرت کم

وقتی به گیت پتانسیل مثبتی می‌دهیم کانال در مجاورت گیت، بین سورس و درین شکل می‌گیرد.

امّا MOSFETهای قدرت که LD MOSFET (Laterally Diffused MOSFET) نام‌گذاری شده‌اند، ساختاری با کانال عرضی متفاوت با EMOSFET دارند و از نوع بهبود یافته هستند و برای کاربرد در قدرت‌های بالا طراحی شده‌اند. شکل ۳ــ۷۵ ساختمان داخلی یک نوع از این MOSFETها را نشان می‌دهد.



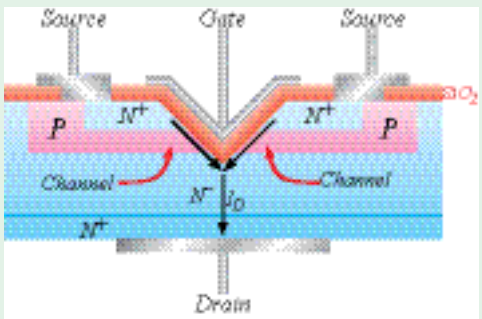
شکل ۳ــ۷۵ــ ساختمان LD MOSFET

کانال در این قطعه نسبت به EMOSFETهای متداول، کوتاه‌تر است در نتیجه مقاومت کم‌تری ایجاد می‌کند. این خاصیت سبب تحمل ولتاژ بالاتر و عبور جریان بیش‌تر می‌شود.

در این نوع MOSFETها وقتی گیت مثبت می‌شود، کانال خیلی کوتاهی از نوع n در لایهٔ p و بین دو ناحیهٔ n^+ و n^- نفوذ می‌کند و موجب برقراری جریان بین درین و سورس می‌شود.

۱ــ۱۳ــ۳ــ VMOSFET : مثال دیگری از MOSFETهای قدرت VMOSFETها هستند که برای قدرت بالاتر طراحی شده‌اند. در این نوع MOSFETها کانال کوتاه‌تر و عریض‌تر است لذا مقاومت کم‌تری را بین درین و سورس ایجاد می‌کند. در نهایت جریان بیش‌تری می‌تواند از کانال عبور نماید. VMOSFET توان تلفاتی بیش‌تری دارد و پاسخ فرکانسی آن مطلوب‌تر است. در شکل ۳ــ۷۶ساختمان این نوع MOSFET را مشاهده می‌کنید.

برای هنرجویان علاقمند:



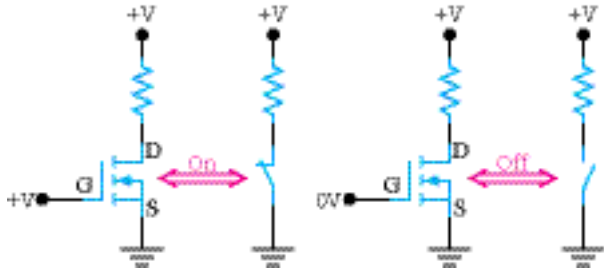
شکل ۳ــ۷۶ــ ساختمان VMOSFET

ساختار کانال عمودی و به‌صورت شیاری V شکل است. این نوع MOSFETها دو اتصال سورس دارند و اتصال گیت در بالا و درین در پایین قرار دارد. کانال به‌صورت عمودی و بین دو لایهٔ n^+ و n^- و در حد فاصل درین و سورس در دو طرف شیار V شکل نفوذ داده می‌شود. کانال هنگامی ایجاد می‌شود که ولتاژ گیت نسبت به سورس مثبت شود.

۱۴ــ۳ــ عملکرد MOSFET به‌عنوان کلید MOSFET Switching Operation

EMOSFETهابه‌علت دارابودن ولتاژ آستانه (V_{GSth})

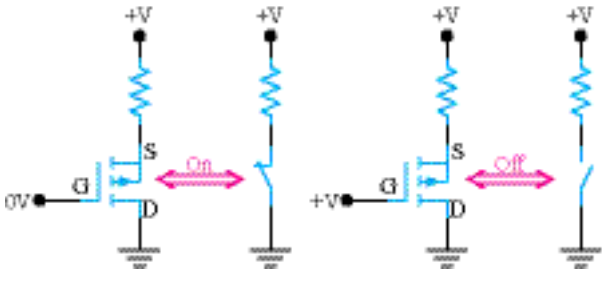
به‌عنوان کلید به‌کار می‌روند. اگر ولتاژ گیت سورس کم‌تر از ولتاژ گیت سورس آستانه (V_{GSth}) باشد، MOSFET قطع است. هنگامی که ولتاژ گیت سورس بیش‌تر از ولتاژ آستانه می‌شود، MOSFET به‌صورت کلید بسته عمل می‌کند. لذا با تغییر ولتاژ گیت سورس، می‌توان به EMOSFET به‌عنوان کلید فرمان داد. کلید زمانی قطع است که $V_{GS} < V_{GS(th)}$ باشد. در این حالت مقاومت درین سورس بسیار زیاد می‌شود و MOSFET به‌صورت کلید باز عمل می‌کند. زمانی کلید بسته است که V_{GS} به اندازه کافی از $V_{GS(th)}$ بیش‌تر باشد. در این حالت r_{DS} بسیار کم است. شکل ۷۷ــ۳، EMOSFET با کانال N و معادل کلیدی آن را نشان می‌دهد.



شکل۷۷ــ۳ــEMOSFET به‌عنوان کلید

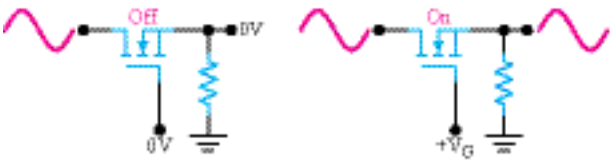
وقتی به گیت V+ ولت بدهیم FET مانند سوئیچ بسته عمل می‌کند. وقتی به گیت صفر ولت بدهیم، FET به‌عنوان سوئیچ باز عمل می‌کند.

در شکل ۷۸ــ۳ EMOSFET با کانال P به‌عنوان سوئیچ و ولتاژ گیت برای باز و بسته شدن کلید نشان داده شده است.



شکل۷۸ــ۳ــ الف و ب EMOSFET به‌عنوان کلید

شکل ۷۹ــ۳ یک نمونه کاربرد سوئیچ در انتقال سیگنالی آنالوگ به خروجی را نشان می‌دهد.

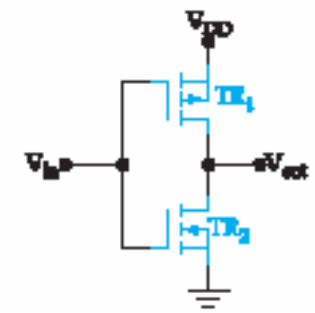


شکل ۷۹ــ۳ــ یک نمونه کاربرد سوئیچ در انتقال سیگنال آنالوگ

CMOS ــ۳ــ۱۵

Complementary MOSFET

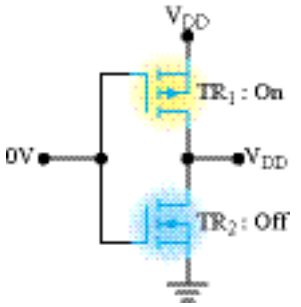
با سری کردن دو نوع EMOSFET با کانال N و P مانند شکل ۸۰ــ۳، CMOS ساخته می شود.



شکل ۸۰ــ۳

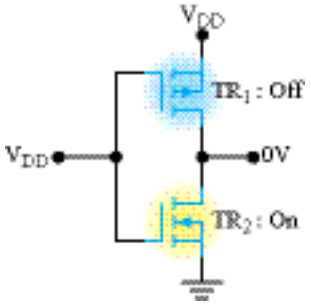
ازرسم ساختمان کریستالی CMOS صرف‌نظر شده است.

وقتی مانند شکل ۸۱ــ۳، Vin = ۰ است TR_1 وصل و TR_2 قطع و مانند کلیدی باز عمل می‌کند و خروجی تقریباً برابر V_{DD} است.



شکل ۸۱ــ۳ــ TR_1 وصل و TR_2 قطع است.

وقتی به Vin ولتاژ V_{DD} بدهیم TR_1 قطع و مانند کلید باز عمل می‌کند و TR_2 وصل و مانند کلید بسته عمل می‌کند و خروجی تقریباً زمین شده و صفر ولت را نشان می‌دهد. این حالت در شکل ۸۲ــ۳ نشان داده شده است.



شکل ۸۲ــ۳ــ TR_1 قطع و TR_2 وصل است.

از مزایای CMOS تلفات توان بسیار کم آن است. زیرا با سری شدن دو نوع MOSFET، یکی از MOSFETها همواره قطع است و اساساً از منبع جریانی کشیده نمی‌شود. این مدار مانند گیت NOT در دیجیتال عمل می‌کند. وقتی ورودی صفر یا LOW است. خروجی «V_{DD}» یا «High» است و وقتی ورودی در V_{DD}(High) قرار دارد خروجی «صفر یا LOW» است.

۱۶ــ۳ــ شکل ظاهری ترانزیستورهای FET

در شکل ۸۳ــ۳ ساختمان ظاهری چند نمونه JFET و MOSFET را مشاهده می‌کنید.

شکل ۸۳ــ۳ــ ساختمان ظاهری چند نمونه FET

بیشتر بدانید:

امروزه ترانزیستورهای خاص با نام IGBT (Insulated – Gate Bipolar Transistor)ساخته شده است. ساختار این ترانزیستورها مشابه BJT است با این تفاوت که پایه بیس آن با نام گیت مشخص می‌شود و مشابه گیت MOSFET عمل می‌کند؛ بنابراین ورودی این قطعه شبیه FET و خروجی آن مشابه ترانزیستور دوقطبی (BJT) است. در شکل ۸۴ــ۳ نماد و چند نمونه از شکل ظاهری IGBT نشان داده شده است.

شکل ۸۴ــ۳ــ نماد و شکل ظاهری دو نمونه IGBT

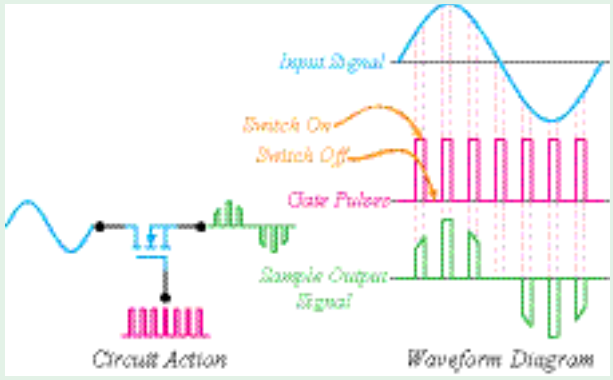
از این قطعه می‌توان جریان بسیار زیاد (حدود صدها آمپر) را عبور داد. همچنین ولتاژ کار آن بالا بوده و می‌تواند به حدود ۶۰۰۰ ولت برسد. به‌این ترتیب IGBT قادر است توان صدها کیلووات را تحمل کند. این قطعه به دلیل داشتن راندمان بالا و سوئیچینگ سریع، در دستگاه‌های مدرن مانند اتومبیل‌ها و قطارهای برقی، یخچال‌ها با توانایی سرمایش سریع، سیستم هواساز با راندمان بالا، آمپلی‌فایرهای سوئیچینگ و منابع تغذیه کاربرد دارد.

تحقیق کنید:

با مراجعه به سایت‌های مختلف در ارتباط با تکنولوژی ساخت IGBT و موارد کاربرد آن تحقیق کنید.

۱۷ــ۳ــ برای هنرجویان علاقمند:

یکی از کاربردهای سوئیچ‌های آنالوگ استفاده از آن‌ها برای تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال است. این عمل در مدار مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) انجام می‌گیرد. شکل ۸۵ــ۳ لحظات وصل سوئیچ و سیگنال نمونه‌برداری شده در خروجی سوئیچ را نشان می‌دهد.



شکل ۸۵ــ۳ــ کاربرد سوئیچ آنالوگ در مدار ADC

۱۸ــ۳ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ ۱۸ــ۳ــ Depletion به مفهوم ..... و Enhancement به مفهوم ..... است.

۲ــ ۱۸ــ۳ــ در EMOSFETها تا V_{GS} به‌اندازهٔ ..... نشود. جریان درین (I_D) در مدار برقرار نمی‌شود.

صحیح یا غلط

۳ــ ۱۸ــ۳ــ DMOSFET در هر دو حالت تهی‌شونده و تشکیل‌شونده (بهبود یافته) می‌تواند عمل کند.

صحیح ☐ غلط ☐

چهارگزینه‌ای

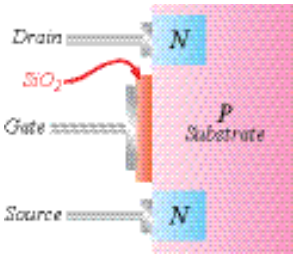
۴ــ ۱۸ــ۳ــ ساختمان کریستالی شکل ۸۶ــ۳ مربوط به کدام نوع MOSFET است؟

۱ــ کانال P تهی‌شونده

۲ــ کانال P تشکیل‌شونده

۳ــ کانال N تهی‌شونده

۴ــ کانال N تشکیل‌شونده



شکل ۸۶ــ۳

۵ــ ۱۸ــ۳ــ در مورد عمل‌کرد DMOSFET کدام گزینه صحیح است؟

۱) فقط در حالت تهی‌شونده (Depletion mode) عمل می‌کند.

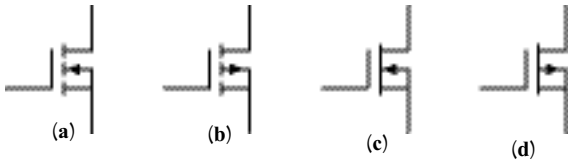
۲) فقط در حالت تشکیل‌شونده (Enhancement mode) عمل می‌کند.

۳) فقط در ناحیهٔ اهمی عمل می‌کند.

۴) در هردو حالت تهی‌شونده و تشکیل‌شونده عمل می‌کند.

تشریحی

۶ــ ۱۸ــ۳ــ نام پایه‌ها را روی شکل ۸۷ــ۳ (a)، (b)، (c) و (d) بنویسید. نوع کانال (N یا P) و از نظر ساخت (تشکیل‌شونده یا تهی‌شونده) را تعیین کنید.



شکل ۸۷ــ۳

۷ــ ۱۸ــ۳ــ عمل کرد EMOSFET با کانال N را به عنوان سوئیچ توضیح دهید.

فصل چهارم

تقویت‌کننده‌های چندطبقه

Multistage Amplifiers

زمان اجرا : ۱۲ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی تقویت‌کننده‌های چندطبقه و انواع کوپلاژ بین طبقات

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ تقویت‌کنندهٔ چندطبقه را توضیح دهد.
۲ــ علل استفاده از تقویت‌کننده‌های چندطبقه را شرح دهد.
۳ــ بهرهٔ تقویت‌کننده‌های چندطبقه را محاسبه کند.
۴ــ روش‌های مختلف کوپلاژ تقویت‌کننده‌های چندطبقه را شرح دهد.
۵ــ کوپلاژ خازنی را با رسم یک نمونه مدار توضیح دهد.
۶ــ محاسبات مربوط به مدار معادل DC کوپلاژ خازنی را انجام دهد.
۷ــ کوپلاژ ترانسفورماتوری را بارسم یک نمونه مدار توضیح دهد.
۸ ــ محاسبات مربوط به مدار معادل DC کوپلاژ ترانسفورماتوری را انجام دهد.
۹ــ کوپلاژ مستقیم را با رسم یک نمونه مدار توضیح دهد.
۱۰ــ محاسبات مربوط به مدار معادل DC کوپلاژ مستقیم را انجام دهد.
۱۱ــ مزایا و معایب انواع کوپلاژ را بیان کند.
۱۲ــ زوج دارلینگتون و انواع آن را شرح دهد.
۱۳ــ تقویت کنندهٔ آبشاری را با ترانزیستور BJT و JFET، توضیح دهد.
۱۴ــ مسائل مربوط به انواع کوپلاژ را حل کند.
۱۵ــ به سؤالات الگوی پرسش پاسخ دهد.

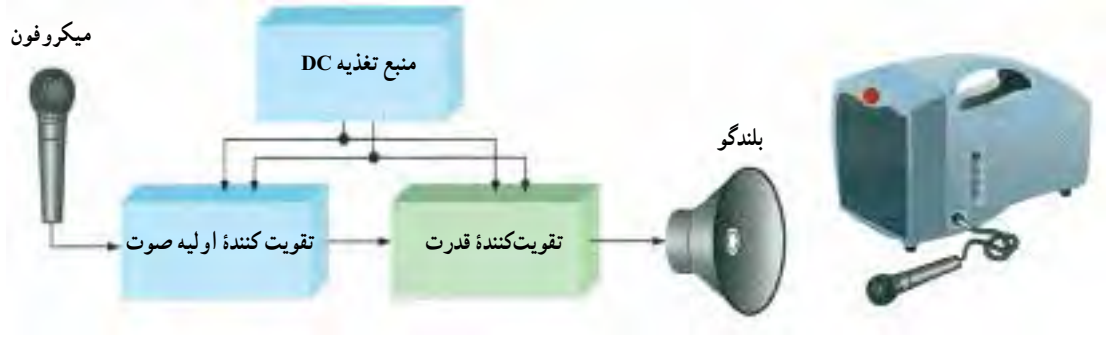
پیش‌گفتار

در فصل‌های گذشته تقویت‌کننده‌های امیتر مشترک، بیس مشترک و کلکتور مشترک را بررسی کردیم و دیدیم که محدودیت‌هایی در بهره، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی این نوع تقویت‌کننده‌ها وجود دارد. لذا به دلیل این محدودیت‌ها، در بسیاری از سیستم‌های الکترونیکی نمی‌توانیم تنها از یک طبقه تقویت‌کننده استفاده کنیم. در این شرایط برای به دست آوردن بهرهٔ مورد نیاز، باید چند طبقه تقویت‌کننده را پشت سرهم ببندیم و تقویت‌کننده‌های چندطبقه را تشکیل دهیم.

۱ــ۴ــ ساختار تقویت‌کننده‌های چندطبقه

شکل ۱ــ۴ شکل ظاهری و شکل ۲ــ۴، بلوک دیاگرام یک سیستم کامل آمپلی‌فایر صوتی را نشان می‌دهد.

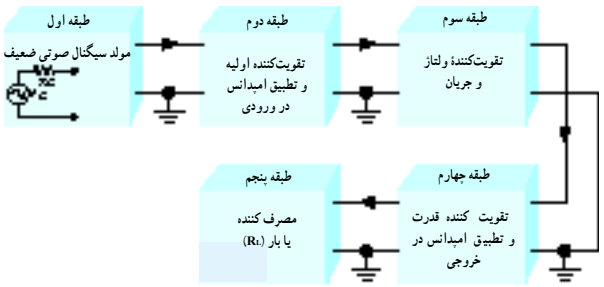
ورودی این سیستم می‌تواند میکروفون، خروجی دستگاه پخش صوت، خروجی دستگاه CD خوان و ... باشد. بار یا مصرف‌کنندهٔ متصل شده به خروجی، یک بلندگو است.



الف ــ نمونهٔ واقعی آمپلی‌فایر ب ــ بلوک دیاگرام یک سیستم صوتی

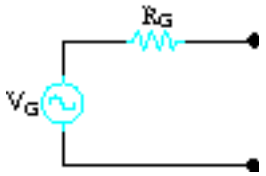
شکل ۱ــ۴ــ بلوک دیاگرام یک سیستم آمپلی‌فایر صوتی و نمونهٔ واقعی آن

هر بلوک این آمپلی‌فایر ممکن است شامل چند بلوک فرعی و هر بلوک فرعی شامل چندین ترانزیستور یا آی‌سی باشد. طبق شکل ۲ــ۴ این آمپلی‌فایر صوتی در ۵ طبقه نشان داده شده است.



شکل ۲ــ۴ــ بلوک دیاگرام کامل‌تری از یک آمپلی‌فایر صوتی

طبقهٔ اول مولد سیگنال صوتی ضعیف مثلاً میکروفون است. مدار معادل الکتریکی تونن آن مشابه شکل ۳ــ۴ است، امپدانس خروجی این طبقه را R_G درنظر می گیریم.



شکل ۳ــ۴ــ مدار معادل الکتریکی مولد سیگنال

برای آن که حداکثر توان از طبقهٔ اول به طبقهٔ دوم انتقال داده شود، باید امپدانس خروجی طبقهٔ اول (R_G) با امپدانس ورودی طبقهٔ دوم برابر باشد. لذا در طبقهٔ دوم از تقویت‌کننده‌ای استفاده می‌شود که بتواند تطبیق امپدانس بین طبقهٔ اول و دوم را به درستی برقرار کند. مثلاً میکروفون‌های کریستالی یا خازنی امپدانس داخلی زیادی دارند. بنابراین برای تطبیق امپدانس باید امپدانس ورودی طبقه دوم زیاد باشد. در این شرایط تقویت‌کننده‌ای با ترانزیستور FET برای این کار نیاز است که در طبقه دوم قرار می‌گیرد.

در طبقهٔ سوم ولتاژ و جریان سیگنال صوتی در حدی تقویت می‌شود که بتواند طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ قدرت را راه‌اندازی کند. به این طبقه مدار راه‌انداز یا درایور (Driver) می‌گویند. در طبقهٔ راه‌انداز معمولاً یک یا چند طبقه تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک قرار می‌گیرد.

طبقهٔ چهارم همان‌طوری که گفته شد، تقویت‌کنندهٔ قدرت است. در این طبقه معمولاً یک تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک قرار می‌گیرد، زیرا بهرهٔ جریان در مدار کلکتور مشترک زیاد و امپدانس خروجی آن کم است. این ویژگی‌ها باعث می‌شود که جریان کافی برای تحریک و راه‌اندازی بلندگو فراهم شود و بلندگو را که امپدانس کمی دارد با مدار تقویت‌کنندهٔ قدرت تطبیق دهد.

در طبقهٔ انتهایی تقویت‌کننده معمولاً بلندگو قرار می‌گیرد. بلندگو سیگنال الکتریکی را به ارتعاشات مکانیکی تبدیل می‌کند و امواج صوتی قابل شنیدن را با شدت و توان کافی مهیا می‌سازد. همان‌طوری که در ابتدای این بحث متذکر شدیم توسط

یک طبقه تقویت‌کنندهٔ معمولی نمی‌توان بهرهٔ ولتاژ، بهرهٔ جریان و بهرهٔ توان بسیار بالا و در حدنیاز را تولید کرد. هم‌چنین درصورت استفاده از یک طبقه تقویت‌کننده نمی‌توان تطابق لازم را بین مبدل‌های ورودی و خروجی مدار تقویت کننده برقرار نمود.

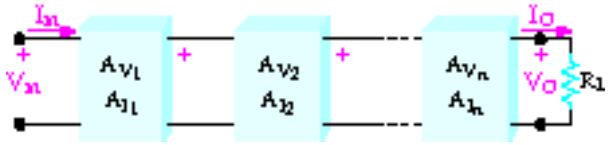
هنگام پشت سرهم قرار دادن تقویت‌کننده‌ها باید به دو نکتهٔ مهم توجه کنید :

- تطبیق امپدانس بین طبقات و مبدل‌های ورودی و خروجی تقویت‌کننده صورت گیرد.
- ارتباط بین دوطبقه تقویت‌کننده به‌طور صحیح برقرار شود. نحوهٔ ارتباط بین تقویت‌کننده‌ها را کوپلاژ (Coupling) تقویت‌کننده‌ها به یک‌دیگر می گویند. شکل ۴ــ۴ چند طبقه تقویت‌کننده را که به صورت بلوک دیاگرام به هم اتصال داده شده‌اند، نشان می‌دهد. شرط تطبیق امپدانس، برابر بودن امپدانس خروجی هر طبقه با ورودی طبقهٔ بعدی است.

شکل ۴ــ۴ــ بلوک دیاگرام اتصال چندطبقه تقویت‌کننده به هم

۲ــ۴ــ بهرهٔ تقویت‌کننده‌های چندطبقه

اگر n طبقهٔ 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 ۵ــ۴ پشت سرهم قرار گیرند، یک تقویت‌کنندهٔ n طبقه به‌دست می‌آید.



شکل ۵ــ۴ــ بلوک دیاگرام n طبقه تقویت‌کننده

با توجه به اختلاف بین سیگنال‌های ورودی و خروجی تقویت کننده‌ها، بهرهٔ ولتاژ و بهرهٔ جریان کل تقویت‌کننده از روابط زیر محاسبه می‌شود.

$$A_{VT} = \frac{V_{on}}{V_{i_1}} = \pm Av_1 Av_2 ... Av_n$$

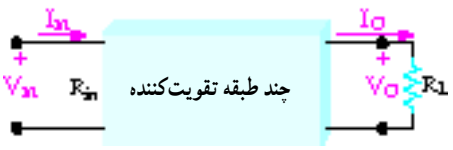
$$A_{IT} = \frac{I_{on}}{I_{i_1}} = \pm A_{I1} A_{I2} ... A_{In}$$

در رابطهٔ بهرهٔ ولتاژ کل (A_{VT})، علامت (+) به معنی هم فاز بودن V_O یا V_{in} و علامت (–) به معنی وجود ۱۸۰° درجه اختلاف فاز بین V_O و V_{in} است. در رابطهٔ بهرهٔ جریان کل (A_{IT})، علامت‌های ± نیز همین مفهوم را دارند.

باید توجه داشت که در شکل ۵ــ۴ بهره ولتاژ (A_V) و بهرهٔ جریان (A_I) برای هر طبقه در شرایطی درنظر گرفته شده است که همهٔ طبقات به هم اتصال دارند به عبارت دیگر، A_V و A_I بیانگر میزان تقویت هر طبقه به‌طور مستقل نیست. بهرهٔ توان کل از حاصل ضرب بهرهٔ ولتاژ و بهرهٔ جریان به‌دست می‌آید.

$$A_{PT} = A_{VT} \times A_{IT}$$

برای اثبات رابطهٔ بهره توان کل می توان بلوک دیاگرام چندطبقه تقویت‌کننده را به صورت یک بلوک کلی مانند شکل ۶ــ۴ درنظر گرفت.



شکل ۶ــ۴ــ نمایش چند طبقه تقویت‌کننده در یک بلوک تکی

در بلوک شکل ۶ــ۴ بهرهٔ توان کل از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$A_P = \frac{P_O}{P_{in}}$$

از آن‌جایی که $P_O = R_L I_O^2$ و $P_{in} = R_{in} I_{in}^2$ است، می‌توان نوشت :

$$A_P = \frac{P_O}{P_{in}} = \frac{R_L I_O^2}{R_{in} I_{in}^2} = \frac{R_L I_O}{R_{in} I_{in}} \times \frac{I_O}{I_{in}}$$

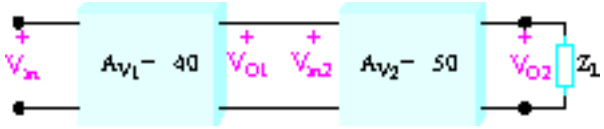
به‌جای مقادیر $R_L I_O$ و $R_{in} I_{in}$ مقادیر معادل آن یعنی V_O و V_{in} را قرار می‌دهیم.

$$A_P = \frac{V_O}{V_{in}} \times \frac{I_O}{I_{in}}$$

اگر در این معادله به‌جای $\frac{V_O}{V_m}$ و $\frac{I_o}{I_{in}}$ ، A_{VT} و A_{IT} قرار داده شود رابطهٔ بهرهٔ توان کل به‌صورت $\boxed{A_P = A_{VT} \times A_{IT}}$ به‌دست می‌آید.

تحقیق کنید : با مراجعه به منابع مختلف و سایت‌های اینترنتی تحقیق کنید که به چه دلیل میزان بهرهٔ طبقات تقویت کننده به صورت جداگانه و متصل به هم تفاوت دارد. نتیجه تحقیق خود را به کلاس ارائه دهید.

مثال ۱ــ۴ : با توجه به شکل ۷ــ۴ اگر V_{in} برابر ۱mV باشد، V_{O1} و V_{O2} و AV_T را محاسبه کنید.



شکل ۷ــ۴ــ بلوک دیاگرام دو طبقه تقویت‌کننده

پاسخ : بهرهٔ ولتاژ طبقهٔ اول از رابطهٔ $A_{V1} = \frac{V_{O1}}{V_{in1}}$ به‌دست می‌آید. لذا $V_{O1} = A_{V1} V_{in1}$ است. به‌جای A_{V1} و V_{in1} عددگذاری می‌کنیم :

$$V_{O1} = (-40)(1mV) = -40mV$$

علامت (–) نشان می‌دهد که V_{O1} با V_{in} به اندازهٔ 180° اختلاف فاز دارد. بهرهٔ ولتاژ طبقهٔ دوم از رابطهٔ $A_{V2} = \frac{V_{O2}}{V_{in2}}$ به‌دست می‌آید. رابطه را به صورت $V_{O2} = A_{V2} V_{in2}$ می‌نویسیم. چون V_{O1} برابر V_{in2} است به‌جای V_{in2} مقدار عددی V_{O1} را قرار می‌دهیم :

$$V_{O2} = (-50)(-40) = +2000mV$$

مقدار A_{VT} را از مقادیر V_{O2} و V_{in} محاسبه می‌کنیم.

$$A_{VT} = \frac{V_{O2}}{V_{in}} = \frac{2000}{1} = 2000$$ مرتبه

مقدار A_{VT} را از رابطهٔ $A_{VT} = A_{V1} \times A_{V2}$ نیز می‌توان محاسبه نمود.

$$A_{VT} = (-40)(-50) = +2000$$ مرتبه

همان‌طور که مشاهده می‌شود A_{VT} علامت مثبت دارد یعنی ولتاژ خروجی با ولتاژ ورودی هم‌فاز است.

تمرین کلاسی : اگر A_{V1} برابر +۲۰ و A_{V2} برابر –۱۰ باشد A_{VT} را محاسبه کنید.

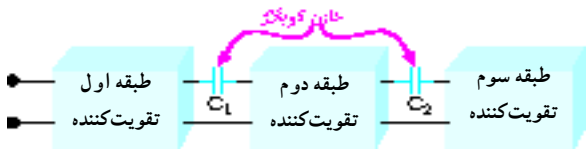
۳ــ۴ــ اتصال تقویت‌کننده‌ها به یکدیگر

برای انتقال سیگنال از یک طبقهٔ تقویت کننده به طبقهٔ دیگر، باید دو طبقه را به یکدیگر اتصال دهیم. چگونگی اتصال دو طبقه تقویت کننده را به یکدیگر کوپلاژ (Coupling) می‌گویند. اتصال بین طبقات به وسیلهٔ خازن، ترانسفورماتور یا به‌طور مستقیم امکان‌پذیر است. از این‌رو سه نوع کوپلاژ خازنی، ترانسفورماتوری و مستقیم تعریف می‌شود.

۴ــ۴ــ کوپلاژ خازنی

اگر دو یا چندطبقه تقویت‌کننده را به وسیلهٔ یک یا چند خازن

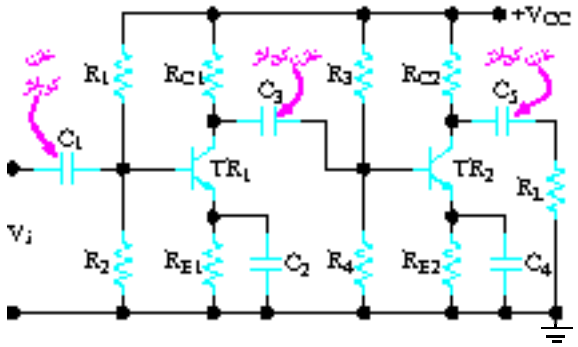
به یکدیگر وصل کنیم می‌گوییم کوپلاژ بین طبقات تقویت‌کننده به صورت خازنی است. در شکل ۸ــ۴ بلوک دیاگرام سه طبقه تقویت‌کننده و خازن‌های کوپلاژ بین آن‌ها نشان داده شده است.



شکل ۸ــ۴ــ بلوک دیاگرام سه طبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی

به کوپلاژ خازنی، کوپلاژ RC نیز می‌گویند. دلیل این نام‌گذاری وجود خازن‌های کوپلاژ و مقاومت‌های R_C است که در طبقات تقویت‌کننده وجود دارد و یک مدار RC را تشکیل می‌دهد.

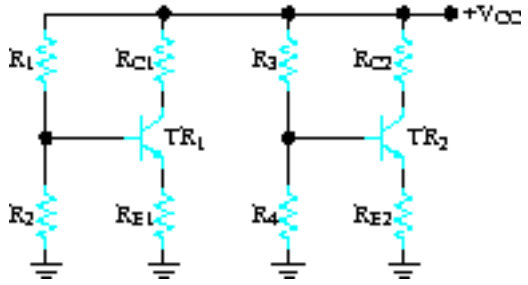
۱ــ۴ــ۴ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ RC : در شکل ۹ــ۴ مدار یک تقویت‌کنندهٔ دو طبقه با کوپلاژ RC نشان داده شده است. در این مدار، دو طبقهٔ تقویت‌کننده توسط خازن کوپلاژ C_3 به یکدیگر متصل شده‌اند. هر دو طبقهٔ تقویت‌کننده از نوع امیتر مشترک‌اند و نوع بایاس ترانزیستورها سرخود یا تقسیم ولتاژ مقاومتی است.



شکل ۹ــ۴ــ دو طبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ RC

خازن‌های C_1 و C_3 و C_5 خازن‌های کوپلاژ هستند. به علت وجود خازن C_3، ارتباط DC از خروجی طبقه اول به ورودی طبقهٔ دوم تقویت‌کننده، قطع است. C_5 نیز مانع ورود DC کلکتور به مقاومت بار (R_L) می‌شود. ظرفیت خازن‌های کوپلاژ را طوری انتخاب می‌کنند که عکس‌العمل خازنی آن‌ها (X_C) در حداقل فرکانس کار تقویت‌کننده، قابل چشم‌پوشی باشد به‌طوری که بتوان همواره آن‌ها را اتصال کوتاه فرض کرد.

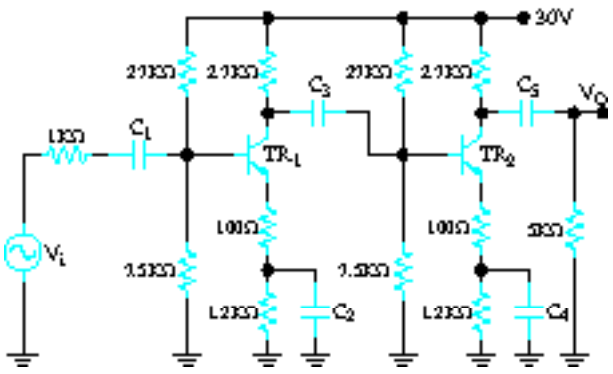
۲ــ۴ــ۴ــ مدار معادل DC تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی : در مدار معادل DC، کلیهٔ خازن‌های مدار مقاومت (∞) دارند و به صورت باز درنظر گرفته می‌شوند. بنابراین معادل DC شکل ۹ــ۴ به صورت مدار شکل ۱۰ــ۴ درمی‌آید.



شکل ۱۰ــ۴ــ مدار معادل DC دوطبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی

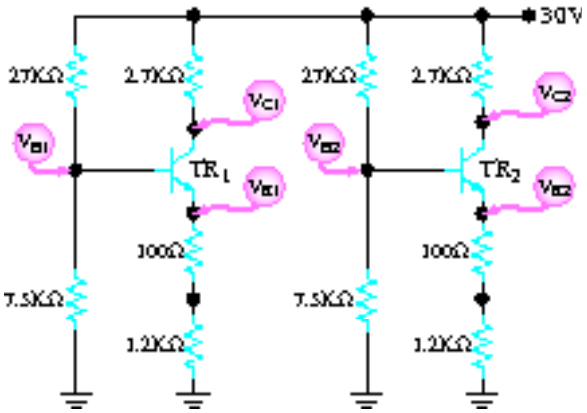
همان‌طوری که در شکل ۱۰ــ۴ مشاهده می‌شود، تغذیهٔ دوطبقه مدار تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک از طریق یک منبع تغذیه و به صورت بایاس تقسیم کننده ولتاژ مقاومتی (سرخود) صورت می‌گیرد و هیچ‌گونه ارتباط DC بین دوطبقه وجود ندارد. هم‌چنین محاسبات DC هر طبقه باید به‌طور جداگانه انجام شود.

مثال ۲ــ۴ : در شکل ۱۱ــ۴ اگر $\beta_1 = \beta_2 = 200$ و $V_{BE1} = V_{BE2} = 0/7V$ باشد ولتاژ هریک از پایه‌های ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 را نسبت به شاسی محاسبه کنید.



شکل ۱۱ــ۴ــ دوطبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ خازنی

پاسخ : ابتدا مدل DC تقویت‌کننده را رسم می‌کنیم. شکل ۱۲ــ۴ مدل DC تقویت‌کننده را نشان می‌دهد.



شکل ۱۲ــ۴ــ مدل DC تقویت کننده

ازنظر DC مقاومت امیتر ترانزیستورها، از دو مقاومت سری ۱۲۰۰Ω و ۱۰۰Ω تشکیل شده است. هم‌چنین با توجه به مشابه بودن ترانزیستورها و یکسان بودن مقاومت‌های بایاس، نقطهٔ کار دو ترانزیستور مشابه یک‌دیگر است. با استفاده از تقسیم ولتاژ بین دو مقاومت ۲۷kΩ و ۷/۵ kΩ مقدار ولتاژ B_1 و B_2 را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{B1} = V_{B2} = ۳۰ \times \frac{۷/۵}{۷/۵ + ۲۷} = ۶/۵۲V$$

$$\boxed{V_{B1} = V_{B2} = ۶/۵۲V}$$

با توجه به مقدار V_{BE} ، مقدار V_{E1} و V_{E2} را به‌دست می‌آوریم.

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{B1} - V_{BE1} = V_{B2} - V_{BE2}$$
$$= ۶/۵۲ - ۰/۷ = ۵/۸۲V$$

$$\boxed{V_{E1} = V_{E2} = ۵/۸۲V}$$

جریان امیتر از حاصل تقسیم V_{E_1} بر R_{E1} به‌دست می‌آید.

$$I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{۵/۸۲}{۰/۱ + ۱/۲} = ۴/۴۸mA$$

چون I_C تقریباً برابر با I_E است می‌توانیم بنویسیم.

$$\boxed{I_{C1} = I_{E1} = I_{C2} = I_{E2} = ۴/۴۸mA}$$

در حلقهٔ خروجی مقدار V_{C1} و V_{C2} را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - R_{C1}I_{C1} = V_{CC} - R_{C2}I_{C2}$$

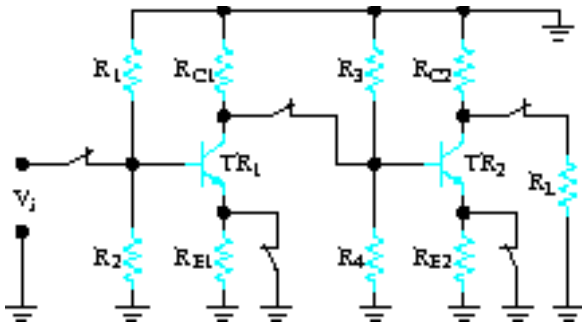
$$V_{C1} = V_{C2} = ۳۰ - (۲/۷)(۴/۴۸)$$

$$\boxed{V_{C1} = V_{C2} = ۱۷/۹V}$$

اگر مقدار قطعات دو مدار مشابه نباشند، باید محاسبات DC هر طبقه به‌طور جداگانه انجام شود.

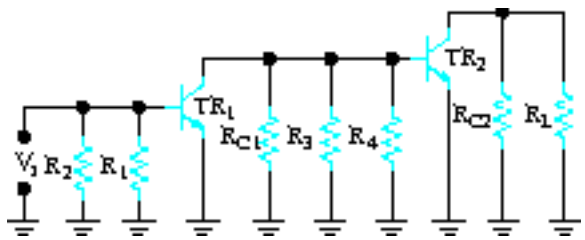
۳ــ۴ــ۴ــ مدار معادل AC تقویت‌کننده با کوپلاژ RC

: در رسم مدار معادل AC، کلیهٔ خازن‌های مدار را به‌صورت اتصال کوتاه در نظر می‌گیریم و منبع تغذیهٔ $+V_{CC}$ را به زمین الکتریکی وصل می‌کنیم. بنابراین مدار معادل ac تقویت‌کنندهٔ شکل ۹ــ۴ به صورت شکل ۱۳ــ۴ درمی‌آید.



شکل ۱۳ــ۴ــ مدل AC مدار تقویت‌کننده

با رعایت قواعد مربوط به رسم نقشهٔ فنی یک مدار الکترونیکی، شکل ۱۳ــ۴ به صورت شکل ۱۴ــ۴ درمی‌آید.

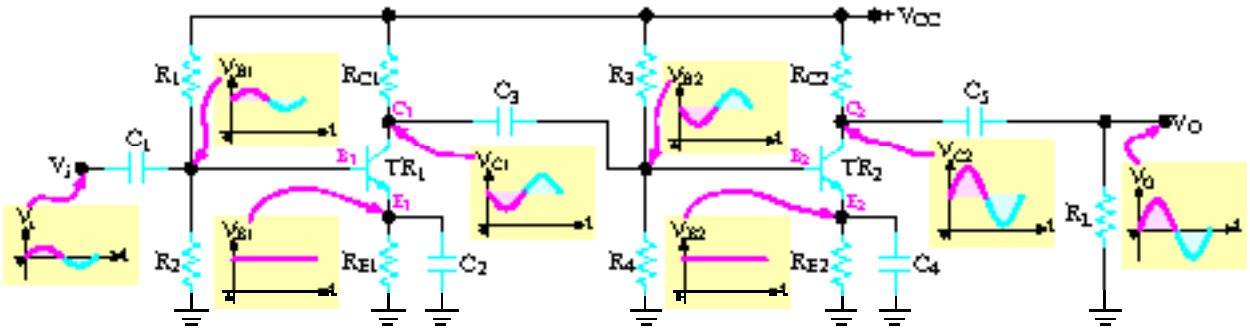


شکل ۱۴ــ۴ــ مدل AC تقویت‌کننده

همان‌طور که مشاهده می‌شود در مدار معادل ac این تقویت کننده، مقاومت‌های بایاس R_1 و R_2 هم‌چنین R_3 و R_4 باهم به صورت موازی درمی‌آیند. در ضمن مقاومت بار (R_L) با مقاومت R_{C2} به صورت موازی دیده می شود. توجه داشته باشید که مقاومت‌های بایاس R_3 و R_4 به عنوان بار R_{L1} با مقاومت R_{C1}

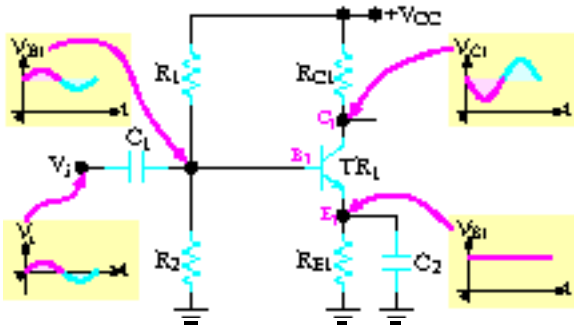
به صورت موازی بسته شده است. به‌نظر می‌رسد که در این مدار منبع تغذیه وجود ندارد اما توجه داشته باشید که ترانزیستورها به‌عنوان یک منبع تغذیهٔ وابسته عمل می‌کنند که تحلیل آن از بحث ما خارج است.

۴ــ۴ــ۴ــ شکل موج نقاط مختلف مدار : به تقویت‌کنندهٔ دوطبقه و شکل موج نقاط مختلف آن در شکل ۱۵ــ۴ توجه کنید.



شکل ۱۵ــ۴ــ تقویت‌کنندهٔ دوطبقه با کوپلاژ خازنی

این سیگنال با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز در کلکتور ترانزیستور تقویت می‌شود. مشابه نقطهٔ B_1، سیگنال در کلکتور TR_1 (نقطهٔ C_1) سیگنالی ac سوار بر سیگنال DC کلکتور است. چون امیتر ترانزیستور از نظر ac توسط خازن بای‌پاس C_2 به زمین الکتریکی اتصال کوتاه شده است، در نقطهٔ E_1 فقط مؤلفهٔ DC با مقدار V_{E1} وجود دارد. شکل ۱۶ــ۴، شکل موج نقاط مختلف طبقهٔ اول تقویت‌کنندهٔ دوطبقهٔ شکل ۱۵ــ۴ را نشان می‌دهد.

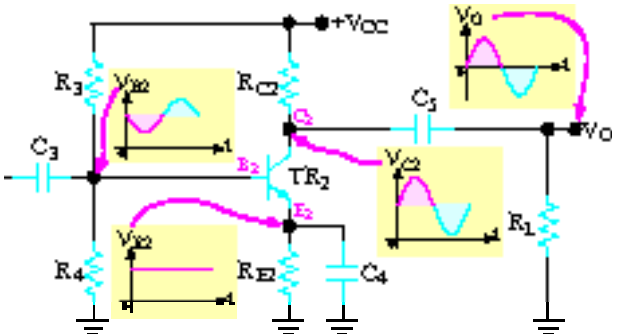


شکل ۱۶ــ۴ــ شکل موج نقاط مختلف طبقهٔ اول تقویت‌کننده (ترانزیستور T_{R1})

خازن کوپلاژ C_2 مقدار مؤلفهٔ DC کلکتور TR_1 را حذف می‌کند و فقط سیگنال ac کلکتور TR_1 را به بیس TR_2 می‌رساند.

می‌خواهیم شکل موج نقاط مختلف مدار را بررسی کنیم. با مراجعه به مثال ۲ــ۴ مشاهده می‌شود که بیس و امیتر و کلکتور ترانزیستورهای مدار دارای ولتاژ DC است. سیگنال AC ورودی، پس از عبور از خازن کوپلاژ C_1 سوار بر ولتاژ DC بیس T_{R1} می‌شود و شکل موج نقطهٔ B_1 را به وجود می‌آورد.

این سیگنال ac در نقطهٔ B_2 سوار مؤلفهٔ DC بیس TR_2 می‌شود. مراحل انجام تقویت در این طبقه نیز شبیه طبقهٔ اول تقویت‌کنندهٔ دوطبقه است. در نهایت خازن کوپلاژ C_5 مؤلفهٔ DC کلکتور TR_2 را حذف می‌کند و فقط سیگنال متناوب را به بار (R_L) انتقال می‌دهد. به علت وجود دو طبقه تقویت‌کننده امیتر مشترک، سیگنال ورودی و خروجی با هم هم‌فاز هستند. شکل ۱۷ــ۴ شکل موج نقاط مختلف تقویت‌کنندهٔ طبقه دوم (ترانزیستور TR_2) را نشان می‌دهد.



شکل ۱۷ــ۴ــ شکل موج‌های طبقه دوم تقویت‌کننده

۵ــ۴ــ۴ــ مزایا و معایب کوپلاژ خازنی : اتصال چندطبقه تقویت‌کننده از طریق کوپلاژ خازنی به یکدیگر، دارای

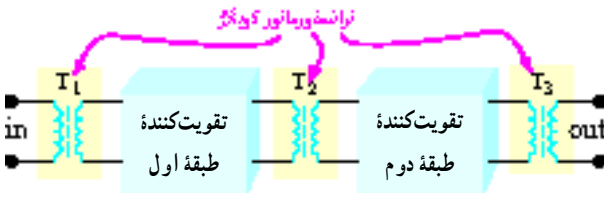
مزایا و معایبی است. یکی از مزایای این نوع کوپلاژ، در این است که طبقات از نظر مقادیر DC (نقطهٔ کار ترانزیستورها) کاملاً مستقل از هم هستند و تغییر نقطهٔ کار یک طبقه، روی سایر طبقات اثر نمی‌گذارد.

اِشکال عمدهٔ کوپلاژ خازنی 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 نوع تقویت‌کننده‌ها، به علت استفاده از تعداد زیاد مقاومت‌ها و تلفات زیاد توان در آن‌ها، قدرت اعمال شده به بار کم است. درعمل، از کوپلاژ خازنی در تقویت‌کننده‌های با قدرت کم استفاده می‌شود.

۵ــ۴ــتقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری

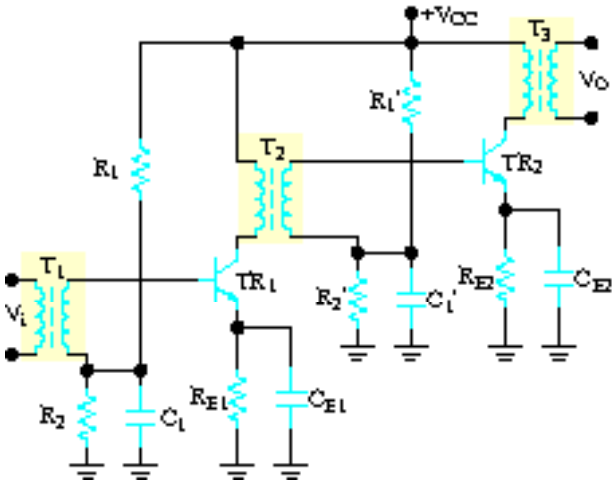
در کوپلاژ R_C به دلیل این که در هر تقویت کننده بین کلکتور ترانزیستور و منبع تغذیه یک مقاومت R_C وجود دارد، افت توان در مقاومت R_C به‌وجود می‌آید. در نتیجه، قدرت اعمال شده به بار کم است. برای برطرف کردن این عیب، به‌خصوص در تقویت کننده‌های با قدرت زیاد، از کوپلاژ ترانسفورماتوری استفاده می‌کنند. به این ترتیب که اولیهٔ یک ترانسفورماتور را به جای مقاومت R_C، در کلکتور ترانزیستور قرار می‌دهند و موج خروجی را از ثانویهٔ آن می‌گیرند و به ورودی طبقهٔ بعدی می‌رسانند. ترانسفورماتورهای کوپلاژ ممکن است از نوع افزاینده یا کاهندهٔ ولتاژ باشند. ترانسفورماتور نیز مانند خازن مانع اثرگذاری ولتاژ DC طبقات روی یک‌دیگر می‌شود. شکل ۱۸ــ۴ نحوهٔ اتصال دو طبقه تقویت کننده را به صورت بلوک دیاگرام و با کوپلاژ ترانسفورماتوری نشان می‌دهد.



شکل ۱۸ــ۴ــ بلوک دیاگرام دو طبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری

۱ــ۵ــ۴ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری

: در شکل ۱۹ــ۴ مدار یک نمونه تقویت کنندهٔ دوطبقه با کوپلاژ ترانسفورماتوری را مشاهده می‌کنید.



شکل ۱۹ــ۴ــ مدار تقویت‌کنندهٔ دوطبقه با کوپلاژ ترانسفورماتوری

در این مدار، مقاومت‌های R_1 ، R_2 برای تأمین بایاس بیس TR_1، مقاومت R_{E1} برای پایداری حرارتی TR_1 و خازن C_{E1} خازن بای‌پاس R_{E1} است که به صورت موازی با مقاومت R_{E1} قرار گرفته است. خازن C_1 (خازن بای‌پاس R_2) را به این جهت در مدار قرار می‌دهند که وقتی موج متناوب به مدار داده می‌شود، امپدانس خازن به شدت کاهش می‌یابد و مقاومت R_2 را در مقابل AC اتصال کوتاه (بای‌پاس) می‌کند. در این حالت، ضریب تقویت زیاد می‌شود. نحوهٔ بایاس کردن ترانزیستور TR_2 نیز مشابه ترانزیستور TR_1 است. عملکرد قطعات متصل شده به آن با عملکرد قطعات متصل شده به ترانزیستور TR_1 مشابهت دارد.

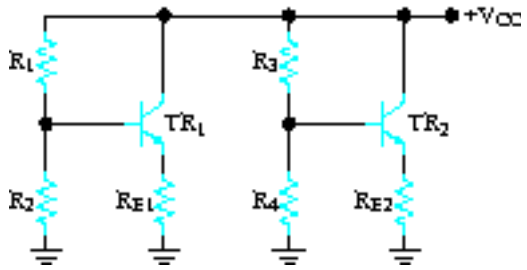
استفاده از ترانسفورماتور T_2 بین TR_1 و TR_2 ضمن این که تلفات تقویت‌کننده را کم می‌کند، راندمان مدار را نیز بالا برده هم چنین وسیله‌ای برای ایجاد تطبیق امپدانس بین دو تقویت‌کننده به شمار می‌آید. همان‌طور که می‌دانید، تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک دارای امپدانس ورودی متوسط و امپدانس خروجی متوسط است. بنابراین، در موقع کوپلاژ دو تقویت‌کنندهٔ CE به یک‌دیگر، مسئلهٔ تطبیق امپدانس وجود دارد که باید به‌طریقی آن را حل کرد. عموماً در کوپلاژ R_C این مسئله حل نمی‌شود؛ در حالی

که در کوپلاژ ترانسفورماتوری مسئلهٔ تطبیق امپدانس به راحتی حل‌شدنی است. زیرا امپدانس اولیه و ثانویهٔ ترانسفورماتور را می‌توانیم با تغییر تعداد دور سیم‌پیچ‌های آن تغییر دهیم و به مقدار دلخواه برسانیم.

تحقیق کنید : به چه دلیل کوپلاژ ترانسفورماتوری در فرکانس‌های بالا و پایین به‌خوبی عمل نمی‌کند؟ بررسی کنید و نتایج را به کلاس ارائه دهید.

۲ــ۵ــ۴ــ مدار معادل DC تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری

: از آن‌جا که معمولاً سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویهٔ ترانسفورماتورهای کوپلاژ مقاومت اهمی کمی دارند، ولتاژ کمی بر روی آن‌ها افت می‌کند. در بررسی DC، آن‌ها را اتصال کوتاه فرض می‌کنیم. خازن‌های مدار نیز به‌صورت مدار باز درنظر گرفته می‌شوند، لذا مدار معادل DC تقویت‌کنندهٔ شکل ۱۹ــ۴ به‌صورت شکل ۲۰ــ۴ درمی‌آید.



شکل ۲۰ــ۴ــ معادل DC مدار تقویت‌کنندهٔ با کوپلاژ ترانسفورماتوری

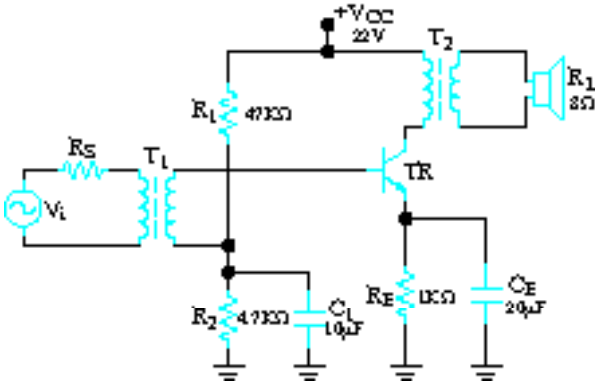
همان‌طور که در شکل مشاهده می‌کنید، دوطبقه ازنظر DC هیچ‌گونه ارتباطی باهم ندارند و محاسبات DC ترانزیستورها باید به‌طور جداگانه انجام گیرد.

بایاس مدار از نوع تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی است با این فرض که در کلکتور مقاومتی وجود ندارد. بنابراین، از نظر محاسبهٔ DC مانند مدار بایاس تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی است. در این مدار، ولتاژ V_{CC} بین کلکتور امیتر و مقاومت R_{E1} تقسیم می‌شود. از آن‌جا که معمولاً ولتاژ کمی بر روی R_{E1} وجود دارد، قسمت اعظم ولتاژ تغذیه در دو سر کلکتور امیتر ترانزیستور می‌افتد.

برای هنرجویان علاقه‌مند

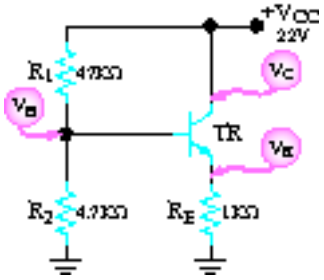
تحقیق کنید : با مراجعه به منابع مختلف و سایت‌های اینترنتی شرایط ایجاد کلاس A در تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری را بررسی کنید و نتایج را به کلاس ارائه نمایید.

مثال ۳ــ۴ : در شکل ۲۱ــ۴ اگر ترانسفورماتورها ایده‌آل فرض شوند، ضمن رسم مدار معادل DC، نقطهٔ کار DC ترانزیستور را محاسبه کنید. $V_{BE} = ۰/۷$ ولت و $\beta = ۲۰۰$ است.



شکل ۲۱ــ۴ــ مدار با کوپلاژ ترانسفورماتوری

پاسخ : با اتصال کوتاه درنظر گرفتن سیم‌پیچ اولیهٔ ترانسفورماتورها و با باز بودن خازن‌ها، مدار معادل DC به‌صورت شکل ۲۲ــ۴ درمی‌آید.



شکل ۲۲ــ۴ــ معادل DC مدار

در مدار تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی R_1 و R_2، مقدار V_B را محاسبه می‌کنیم.

$$V_B = \frac{V_{CC}R_2}{R_1 + R_2} = \frac{22 \times 4/7}{4/7 + 47} = \frac{103/4}{51/7}$$

$V_B = ۲V$

V_E از تفاضل V_B و V_{BE} به‌دست می‌آید.

$$V_E = V_B - V_{BE} = ۲ - ۰/۷ = ۱/۳V$$

I_E را محاسبه می‌کنیم.

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{۱/۳}{۱k} = ۱/۳mA$$

مقدار I_C را تقریباً برابر با I_E درنظر می‌گیریم.

$$I_C \approx I_E = ۱/۳mA$$

با توجه به مقدار β ، I_B را محاسبه می‌کنیم.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{۱/۳}{۲۰۰} = ۶/۵ \times ۱۰^{-۳} mA$$

$$I_B = ۶/۵ \mu A$$

مقدار V_{CE} را به‌دست می‌آوریم.

$$V_C = V_{CC} = ۲۲V$$

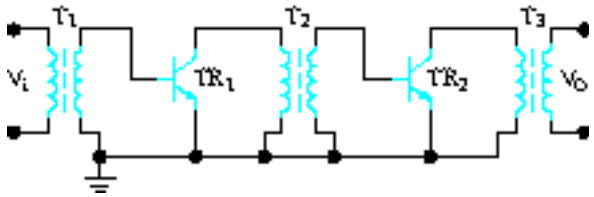
$$V_{CE} = V_C - V_E = ۲۲ - ۱/۳ = ۲۰/۷V$$

$$V_{CE} = ۲۰/۷V$$

۳ــ۵ــ۴ــ مدار معادل AC تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری

: در مدار معادل A C، خازن های مدار به‌صورت اتصال کوتاه درنظر گرفته می‌شوند و منبع ولتاژ $+V_{CC}$ به زمین الکتریکی اتصال دارد.

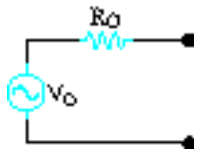
سیم پیچ‌ها به دلیل داشتن X_L یک مقاومت ac از خود نشان می‌دهند. بنابراین مدار معادل AC تقویت‌کنندهٔ شکل ۱۹ــ۴ به‌صورت ۲۳ــ۴ درمی‌آید.



شکل ۲۳ــ۴ــ معادل ac تقویت‌کننده

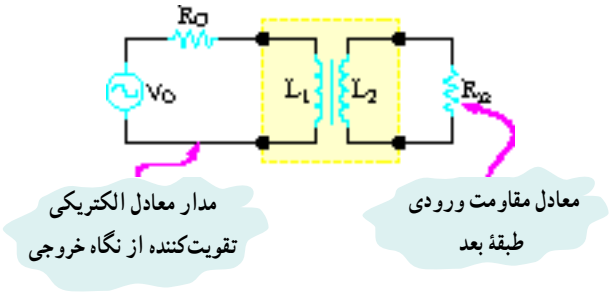
۴ــ۵ــ۴ــ نقش ترانسفورماتور به‌عنوان تطبیق‌دهندهٔ امپدانس بین دو طبقه

: مدار معادل تونن یک تقویت‌کننده را از درگاه خروجی می‌توانیم به‌صورت شکل ۲۴ــ۴ درنظر بگیریم.



شکل ۲۴ــ۴ــ معادل تقویت‌کننده از درگاه خروجی

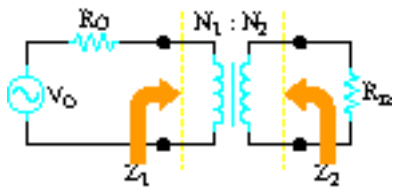
ترانسفورماتور می‌تواند به‌راحتی بین مقاومت خروجی طبقهٔ قبل (R_O) و مقاومت ورودی طبقهٔ بعد ($R_{in۲}$) تطابق برقرار کند. شکل ۲۵ــ۴ نقش ترانسفورماتور را بین دوطبقه نشان می‌دهد.



شکل ۲۵ــ۴ــ نقش ترانسفورماتور به عنوان تطبیق‌دهنده

۵ــ ۵ــ۴ــ محاسبهٔ امپدانس اولیه و ثانویهٔ ترانسفورماتور تطبیق

: در شکل ۲۶ــ۴ اگر امپدانس اولیهٔ ترانسفورماتور $Z_۱$ و امپدانس ثانویهٔ آن را $Z_۲$ و تعداد دور اولیه را $N_۱$ و تعداد دور ثانویه را $N_۲$ فرض کنیم می‌توانیم با توجه به مقادیر $Z_۱$ و $Z_۲$ و $N_۱$ و $N_۲$ (یا نسبت $\frac{N_۱}{N_۲}$) در صورتی که یکی از مقادیر مجهول باشد، آن را محاسبه کنیم.



شکل ۲۶ــ۴ــ ترانسفورماتور جهت تطبیق امپدانس

رابطهٔ بین امپدانس اولیه و ثانویه در ترانسفورماتور به‌صورت زیر است :

$$\frac{Z_۱}{Z_۲} = (\frac{N_۱}{N_۲})^۲$$

برای برقراری تطابق لازم است $Z_۱ = R_O$ و $Z_۲ = R_{in۲}$

درنظر گرفته شود.

مثال ۴ــ۴ : در شکل ۴ــ۲۶ اگر $\frac{N_1}{N_2}=10$ و $R_{in2}=R_L=8\Omega$ باشد، مقدار R_O چه‌قدر انتخاب شود تا حداکثر توان از منبع V_O به بار انتقال یابد؟

پاسخ :

$$Z_2=R_L=8\Omega$$

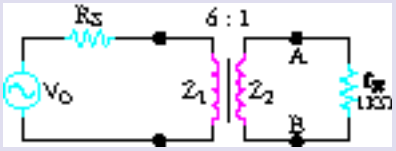
$$\frac{Z_1}{Z_2}=(\frac{N_1}{N_2})^2=(\frac{10}{1})^2=100$$

$$\frac{Z_1}{8}=100\Rightarrow Z_1=800\Omega$$

برای آن که حداکثر توان از منبع V_S به بار انتقال یابد باید R_O با Z_1 برابر باشد.

$$R_O=Z_1=800\Omega$$

تمرین کلاسی : در شکل ۴ــ۲۷ اگر مقاومت AB مقاومت معادل ac بیس امیتر ترانزیستور در آرایش امیتر مشترک (r_π) باشد، R_S را چه‌قدر انتخاب کنیم تا تطابق برقرار شود؟



شکل ۴ــ۲۷

۴ــ۵ــ۶ــ مزایا و معایب کوپلاژ ترانسفورماتوری :

از مزایای ترانسفورماتور کاهش تلفات تقویت کننده و افزایش راندمان مدار است. در ضمن تطبیق امپدانس بین طبقات به راحتی انجام می‌گیرد. تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری معایبی به شرح زیر دارند.

الف) ابعاد این نوع تقویت‌کننده‌ها به علت وجود ترانسفورماتور بزرگ می‌شود.

ب) در فرکانس‌های پایین به علت استفاده از بار سلفی پاسخ فرکانسی بدی دارند. در شکل ۴ــ۲۸ منحنی پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری را مشاهده می‌کنید. همان‌طور که نمودار نشان می‌دهد، فرکانس‌های پایین به درستی تقویت نمی‌شوند.

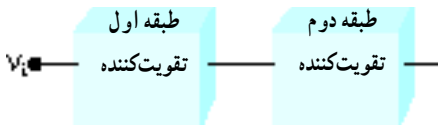
شکل ۴ــ۲۸ــ پاسخ فرکانسی بد برای فرکانس‌های پایین

پ) قیمت این تقویت‌کننده‌ها به‌علت استفاده از ترانسفورماتور افزایش می‌یابد. به‌دلیل وجود عیوب یادشده، امروزه در دستگاه‌های صوتی و تصویری به‌ندرت از تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ ترانسفورماتوری استفاده می‌شود.

برای هنرجویان علاقه‌مند : با مراجعه به منابع مختلف و سایت‌های اینترنتی تحقیق کنید، به چه دلیل در تقویت‌کننده‌های فرکانس بالا مانند تقویت کننده‌های IF در گیرنده‌های رادیویی و تلویزیونی از کوپلاژ ترانسفورماتوری می‌توان استفاده کرد.

۴ــ۶ــ کوپلاژ مستقیم

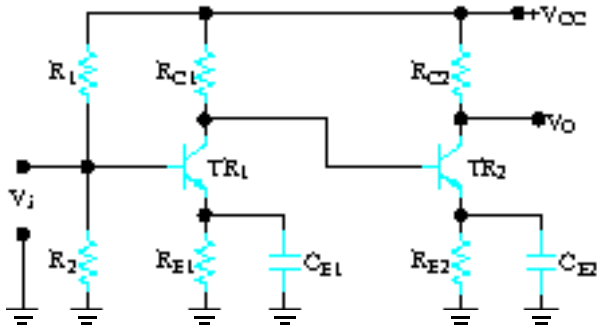
در این نوع کوپلاژ، دوطبقه تقویت‌کننده به صورت مستقیم به یکدیگر وصل می‌شوند. شکل ۴ــ۲۹ بلوک دیاگرام دوطبقه تقویت‌کننده را که به صورت کوپلاژ مستقیم به هم وصل شده‌اند، نشان می‌دهد.



شکل ۴ــ۲۹ــ بلوک دیاگرام دوطبقه تقویت‌کننده با کوپلاژ مستقیم

۴ــ۶ــ۱ــ مدار تقویت‌کننده با کوپلاژ مستقیم :

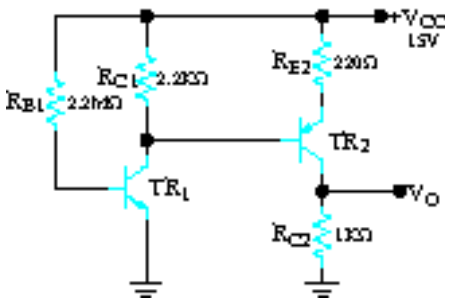
در شکل ۴ــ۳۰ مدار یک تقویت‌کنندهٔ دوطبقه با کوپلاژ مستقیم نشان داده شده است. در این مدار، مقاومت‌های R_1 و R_2 برای بایاس بیس T_{R1} است و R_{C1} ضمن تغذیهٔ کلکتور T_{R1}، بیس ترانزیستور T_{R2} را نیز بایاس می‌کند.



شکل ۳۰ــ ۴ــ مدار یک تقویت‌کنندهٔ دو طبقه با کوپلاژ مستقیم

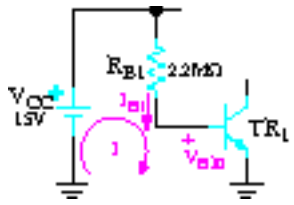
در این مدار هر دو طبقهٔ تقویت‌کننده از نوع امیتر مشترک هستند. با توجه به این که طبقات تقویت‌کننده ازنظر ولتاژ و جریان DC مستقل از یکدیگر نیستند، تغییرات نقطهٔ کار یک طبقه، روی نقطهٔ کار طبقهٔ دیگر تقویت‌کننده اثر می‌گذارد، لذا باید محاسبات DC مدار برای کلیهٔ طبقات به طور هم‌زمان انجام شود. همین وابستگی نقطهٔ کار طبقات به یکدیگر، مدار را به شدت به حرارت حساس می‌کند. برای آن که از ناپایداری حرارتی مدارکاسته شود، اولاً باید نقطهٔ کار ترانزیستور با دقت بیشتری محاسبه شود. ثانیاً با پیش‌بینی مدارهایی، پایداری مدار تأمین گردد.

مثال ۵ــ۴ : در شکل ۳۱ــ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۲۰۰$ و $|V_{BE}| = ۰/۶V$ مقدار ولتاژ DC خروجی چه‌قدر است؟



شکل ۳۱ــ۴ــ تقویت‌کننده با کوپلاژ مستقیم

پاسخ : ابتدا معادلهٔ KVL را در حلقهٔ I در شکل ۳۲ــ۴ می‌نویسیم :



شکل ۳۲ــ۴ــ بخشی از مدار ۳۱ــ۴

$$-V_{CC} + R_{B1}I_{B1} + V_{BE1} = ۰$$

مقدار I_{B1} را محاسبه می‌کنیم.

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_{B1}} = \frac{۱۵ - ۰/۶}{۲/۲M\Omega}$$

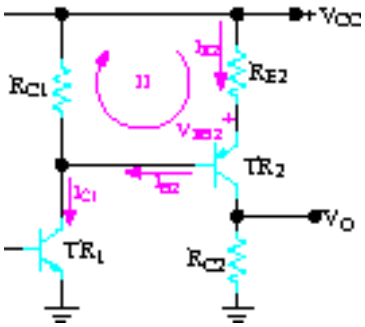
$$\boxed{I_{B1} = ۶/۵۴\mu A}$$

با استفاده از β مقدار I_{C1} را به‌دست می‌آوریم.

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = ۶/۵۴ \times ۲۰۰ = ۱۳۰۸\mu A$$

$$\boxed{I_{C1} \approx ۱/۳mA}$$

به حلقهٔ II در شکل ۳۳ــ۴ توجه کنید.



شکل ۳۳ــ۴ــ بخش دیگری از مدار ۳۱ــ۴

با صرفنظر کردن از مقدار I_{B2}، جریان I_{C1} با جریان عبوری از مقاومت R_{C1} برابر می‌شود. هم‌چنین I_{E2} با I_{C2} تقریباً برابر درنظر گرفته می‌شود. معادلهٔ KVL را در حلقهٔ II می‌نویسیم.

$$R_{E2}I_{E2} + V_{EB2} - R_{C1}I_{C1} = ۰$$

مقادیر عددی را جایگزین می کنیم و I_{E2} را به دست می‌آوریم.

$$۰/۲۲I_{E2} + ۰/۶ - ۲/۲ \times ۱/۳ = ۰$$

$$۰/۲۲I_{E2} = ۲/۲ \times ۱/۳ - ۰/۶ = ۲/۲۶$$

$$I_{E2} = \frac{۲/۲۶}{۰/۲۲} = ۱۰/۲۷$$

$$\boxed{I_{C2} = I_{E2} = ۱۰/۲۷mA}$$

مقدار V_O از حاصل‌ضرب R_{C2} در I_{C2} به‌دست می‌آید.

$$V_O = R_{C2}I_{C2} = (۱)(۱۰/۲۷) = ۱۰/۲۷V$$

$$\boxed{V_O = ۱۰/۲۷V}$$

۲ــ۶ــ۴ــ مزایا و معایب کوپلاژ مستقیم : از مزایای کوپلاژ مستقیم صرفه‌جویی در قطعات و مقرون به صرفه بودن ازنظر اقتصادی است، در ضمن فرکانس‌های خیلی کم حتی DC نیز به‌خوبی تقویت می‌شوند.

از معایب این نوع کوپلاژ می توان به موارد زیر اشاره کرد :

الف) تغییرات نقطهٔ کار یک طبقه روی نقطهٔ کار سایر طبقات تأثیر می‌گذارد.

ب) مدار به شدت نسبت به حرارت حساس است.

پ) در صورت بروز عیب در یکی از طبقات به سایر طبقات نیز آسیب وارد می‌سازد. لذا هنگام تعمیر دستگاه‌هایی که در آن تقویت‌کننده‌های با کوپلاژ مستقیم به‌کار رفته است، باید توجه داشته باشید که در صورت سوختن یکی از ترانزیستورها باید کلیهٔ ترانزیستورها را مورد آزمایش قرار دهید و از صحت آن‌ها اطمینان حاصل کنید.

۷ــ۴ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۷ــ۴ــ برای انتقال حداکثر توان از یک طبقه تقویت‌کننده به‌طبقهٔ دیگر باید امپدانس ..... طبقهٔ اول با امپدانس ..... طبقهٔ دوم برابر باشد.

صحیح یا غلط

۲ــ۷ــ۴ــ با قطع خازن کوپلاژ نقطهٔ کار DC تقویت‌کننده تغییر می‌کند.

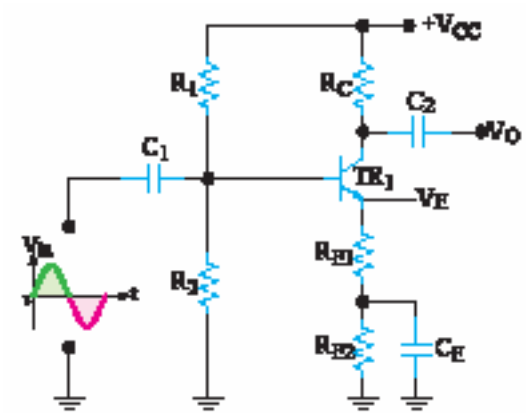
☐ صحیح ☐ غلط

کوتاه پاسخ

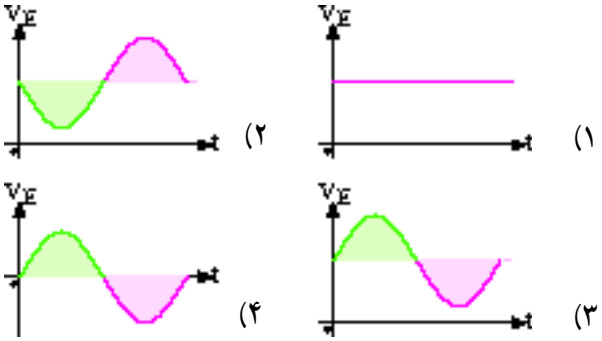
۳ــ۷ــ۴ــ برای اتصال دو تقویت‌کننده که در فرکانس‌های خیلی کم کار می‌کنند کدام نوع کوپلاژ از بقیه مناسب‌تر است؟

چهارگزینه‌ای

۴ــ۷ــ۴ــ باتوجه به سیگنال ورودی مدار ۴ــ۳۴ شکل موج ولتاژ امیتر ترانزیستور کدام است؟



شکل ۴ــ۳۴



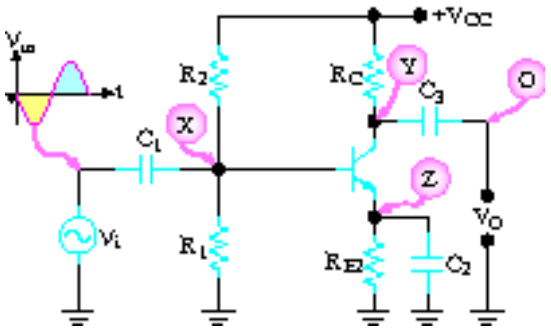
تشریحی

۵ــ۷ــ۴ــ کوپلاژ را تعریف کنید و انواع آن را نام ببرید.

۶ــ۷ــ۴ــ مزایا و معایب کوپلاژ ترانسفورماتوری را شرح دهید.

ترسیمی

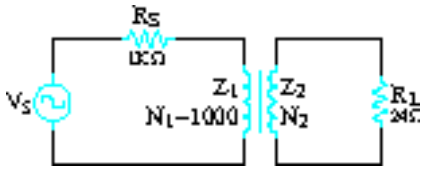
۷ــ۷ــ۴ــ با توجه به شکل موج ورودی تقویت‌کنندهٔ شکل ۴ــ۳۵، شکل موج نقاط X ، Y ، Z و O را رسم کنید.



شکل ۴ــ۳۵

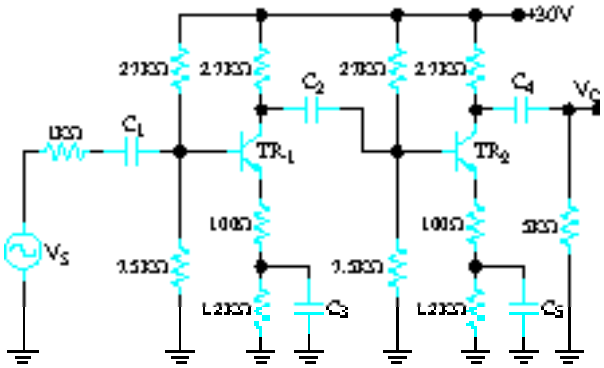
محاسباتی

۸ــ۷ــ۴ــ در مدار شکل ۳۶ــ۴، N_2 را چه‌قدر انتخاب کنیم تا بین مولد و بار تطابق برقرار باشد؟



شکل ۳۶ــ۴

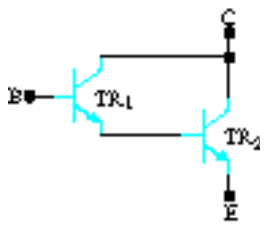
۹ــ۷ــ ۴ــ در شکل ۳۷ــ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = 80$ و $V_{BE1} = V_{BE2} = 0/7V$، ولتاژ هریک از پایه‌های ترانزیستورهای T_{R1} و T_{R2} را نسبت به شاسی محاسبه کنید.



شکل ۳۷ــ۴

۸ــ۴ــ زوج دارلینگتون (Darlington Pair)

یک نمونه از تقویت‌کننده‌های دوطبقه با کوپلاژ مستقیم، زوج دارلینگتون است که در شکل ۳۸ــ۴ 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. در ضمن زوج دارلینگتون دارای مقاومت ورودی زیاد است.



شکل ۳۸ــ۴ــ زوج دارلینگتون NPN

تحقیق کنید : با مراجعه به منابع مختلف و سایت‌های اینترنتی تحقیق کنید به چه دلیل امپدانس ورودی تقویت‌کننده با زوج دارلینگتون زیاد است؟ نتایج را طی یک گزارش به کلاس ارائه نمایید.

اگر ضریب تقویت جریان ترانزیستور TR_1 را β_1 و ضریب تقویت جریان ترانزیستور TR_2 را β_2 فرض کنیم، می‌توان ثابت کرد که ضریب تقویت جریان زوج دارلینگتون از رابطهٔ زیر به دست می‌آید.

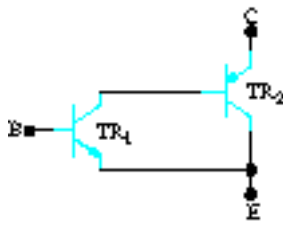
$$\beta_T \approx \beta_1 \beta_2$$

در شکل ۳۸ــ۴ زوج دارلینگتون معادل یک ترانزیستور NPN است و از دو ترانزیستور NPN تشکیل شده است.

جریان بیس ترانزیستور TR_2 همان جریان امیتر ترانزیستور TR_1 است؛ لذا T_{R2} نسبت به TR_1 قدرت بیشتری دارد و β_2 از β_1 کم‌تر است.

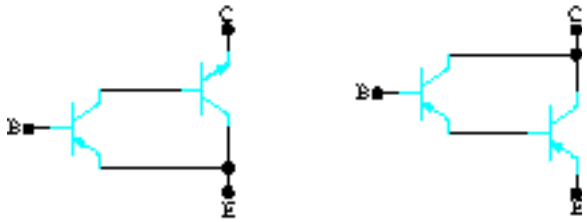
۱ــ ۸ ــ۴ــ انواع زوج دارلینگتون : ترانزیستور زوج دارلینگتون NPN را می‌توان به کمک یک ترانزیستور NPN و یک ترانزیستور PNP نیز ایجاد کرد.

در این حالت مطابق شکل ۳۹ــ۴ زوج دارلینگتون مکمل شکل می‌گیرد که معادل یک ترانزیستور NPN است.



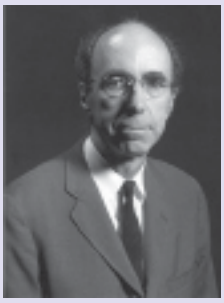
شکل ۳۹ــ۴ــ معادل زوج دارلینگتون NPN

هم‌چنین زوج دارلینگتون PNP ممکن است از دو ترانزیستور PNP و یا با استفاده از یک ترانزیستور PNP و یک ترانزیستور NPN تشکیل شده باشد. شکل ۴۰ــ۴ زوج دارلینگتون PNP با دو ترانزیستور PNP و معادل آن با یک ترانزیستور PNP و یک ترانزیستور NPN را نشان می‌دهد.



شکل ۴۰ــ۴ــ زوج دارلینگتون PNP و معادل آن با یک ترانزیستور NPN و یک ترانزیستور PNP

آشنایی با مخترعین و دانشمندان



آقای سیدنی دارلینگتون مهندس برق بود و در سال ۱۹۰۶ در آمریکا متولد شد. وی در سال ۱۹۵۳ توانست ترانزیستور ترکیبی زوج دارلینگتون را اختراع کند. چند سال بعد یک دانشمند مجارستانی به نام جورج کلیفورد زیک‌لای اختراع ایشان را کامل کرد و ترانزیستور مکمل دارلینگتون را با استفاده از یک ترانزیستور PNP و یک ترانزیستور NPN اختراع نمود. دارلینگتون مکمل به نام ایشان (Sziklai Pair) نامیده شد. سیدنی دارلینگتون در سال ۱۹۹۷ چشم از جهان بربست.

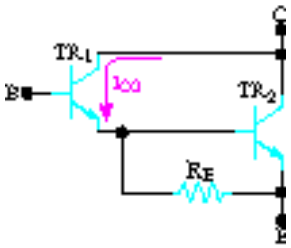
۲ــ ۸ ــ۴ــ زوج دارلینگتون در یک بسته‌بندی :

کارخانه‌های سازندهٔ قطعات نیمه‌هادی زوج دارلینگتون را در یک بسته‌بندی و مشابه ترانزیستورهای ساده نیز به بازار عرضه می‌کنند. برای نمونه سری ترانزیستورهای ۲N۶۳۸۳, ۲N۶۳۸۴ و ۲N۶۳۸۵ به صورت ترکیب دارلینگتون هستند. این ترانزیستورها به صورت NPN با β نزدیک به ۳۰۰۰ و قدرتی برابر ۱۰۰ وات ساخته می‌شوند. در شکل ۴۱ــ۴ ترانزیستور زوج دارلینگتون در یک بسته‌بندی نشان داده شده است.

شکل ۴۱ــ۴ــ زوج دارلینگتون در یک بسته‌بندی

۳ــ ۸ ــ۴ــ تأثیر جریان نشتی روی نقطهٔ کار مدار زوج دارلینگتون :

در زوج دارلینگتون، جریان نشتی I_{CO} ترانزیستور اوّل که در اثر حرارت تولید می‌گردد روی نقطهٔ کار به شدت اثر می‌گذارد. I_{CO} ایجاد شده به وسیلهٔ این ترانزیستور، توسط ترانزیستو ر دوم تقویت می‌شود و در خرو جی، جریان ناخواستهٔ زیادی را ایجاد می‌کند. این جریان باعث گرم شدن بیش‌تر ترانزیستورها و افزایش بیش‌تر I_{CO} می‌شود. برای برطرف کردن این اِشکال، می‌توان مدار را به‌صورت شکل ۴۲ــ۴ اصلاح کرد.



شکل ۴۲ــ۴ــ زوج دارلینگتون اصلاح شده به‌منظور ایجاد ثبات حرارتی

در این ترکیب مقدار R_E را باید به‌گونه‌ای محاسبه کرد که اگر تمام جریان نشتی از مسیر آن بگذرد ترانزیستور دوم روشن نشود. باید مقدار R_E به‌گونه‌ای انتخاب شود که با گذشتن جریان I_{CO} از آن، افت پتانسیل دوسر آن از ۰/۶ ولت تجاوز نکند. بنابراین می‌توانیم بنویسیم :

$$R_E = \frac{۰/۶V}{I_{CO}}$$

مثال ۶ــ۴ : در صورتی که ولتاژ هدایت ترانزیستور دوم ($TR_۲$) در شکل ۴۲ــ۴، برابر با $V_{BE۲} = ۰/۷V$ و جریان I_{CO} برابر با یک میلی‌آمپر باشد مقدار R_E را محاسبه کنید.

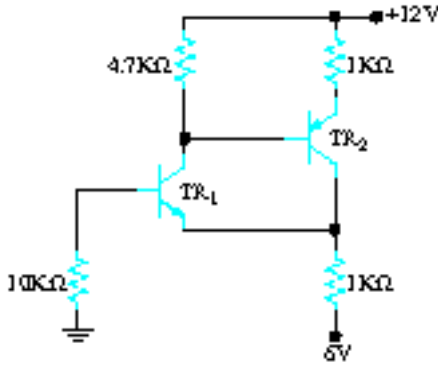
پاسخ : باید مقدار R_E را به‌گونه‌ای محاسبه کنیم که با گذشتن جریان ۱mA از آن، افت پتانسیل دوسر آن از ۰/۶ ولت تجاوز نکند بنابراین :

$$R_E = \frac{۰/۶}{۱mA} = ۶۰۰\Omega$$

هرچند با افزودن R_E به ترکیب دارلینگتون، پایداری حرارتی آن درحد قابل توجهی ترمیم می‌شود اما چون این مقاومت با مقاومت ورودی ترانزیستور $TR_۲$ موازی شده است،

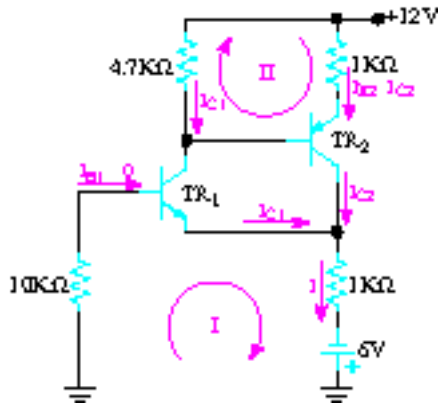
موجب کاهش مقاومت ورودی TR_2 و در نتیجه کاهش مقاومت ورودی کل زوج دارلینگتون می‌شود.

مثال ۷ــ۴ : در شکل ۴۳ــ۴ مقدار تقریبی جریان کلکتور ترانزیستورها را محاسبه کنید. β ترانزیستورها عدد بزرگی درنظر گرفته شده و ۰/۶ = |VBE| ولت است.



شکل ۴۳ــ۴ــ مدار تقویت‌کننده با ترانزیستور به صورت زوج دارلینگتون

پاسخ : با بیان β بزرگ و مقدار تقریبی جریان کلکتور به این نکته پی‌می‌بریم که باید از جریان بیس ترانزیستورها صرفنظر کنیم. دراین صورت $I_{E1} = I_{C1}$ و $I_{E2} = I_{C2}$ است. معادلهٔ KVL را در حلقهٔ I و حلقهٔ II می‌نویسیم. شکل ۴۴ــ۴ حلقهٔ I و حلقهٔ II و جریان نقاط مختلف مدار را نشان می‌دهد. معادلهٔ KVL در حلقهٔ I برابر است با :



شکل ۴۴ــ۴

$$۱۰ I_{B1} + V_{BE1} + ۱(I_{C1} + I_{C2}) - ۶ = ۰$$

در معادله عددگذاری می‌کنیم.

$$۱۰(۰) + ۰/۶ + ۱ (I_{C1} + I_{C2}) - ۶ = ۰$$

$$\boxed{I_{C1} + I_{C2} = ۵/۴}$$

معادلهٔ KVL را در حلقهٔ II می‌نویسیم :

$$I_{C2}(۱) + V_{EB2} - ۴/۷I_{C1} = ۰$$

$$\boxed{-۴/۷I_{C1} + I_{C2} = -۰/۶}$$

$$\begin{cases} I_{C1} + I_{C2} = ۵/۴ \\ -۴/۷I_{C1} + I_{C2} = -۰/۶ \end{cases}$$

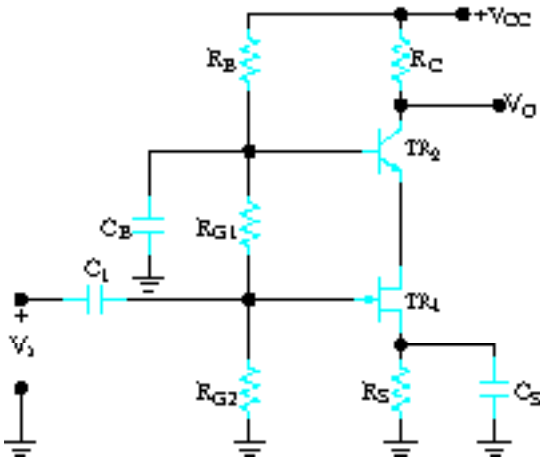
با حل دستگاه دو معادلهٔ دو مجهول، I_{C1} و I_{C2} به دست می‌آید.

$$I_{C1} = ۱mA \qquad I_{C2} = ۴/۴mA$$

۹ــ۴ــ تقویت‌کنندهٔ آبشاری(Cascade Amplifier)

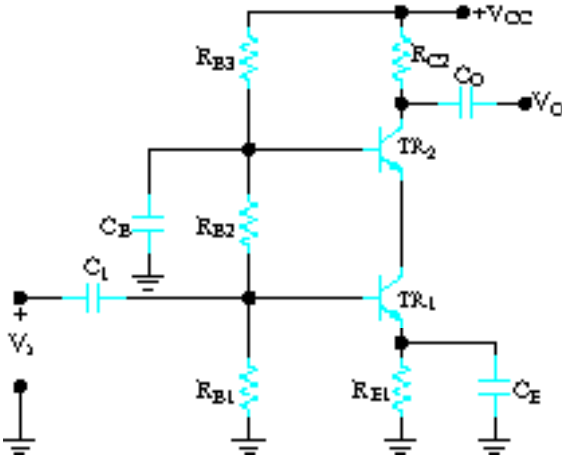
در شکل ۴۵ــ۴ ترکیب دیگری از اتصال مستقیم دو ترانزیستور را می‌بینید. این ترکیب را ترکیب آبشاری می‌نامند. از این ترکیب بیش‌تر در فرکانس‌های بالا استفاده می‌کنند.

در شکل ۴۵ــ۴ ترانزیستور TR_1 یک ترانزیستور FET با آرایش سورس مشترک (CS) و ترانزیستور TR_2 یک ترانزیستور BJT با آرایش بیس مشترک (CB) است. متأسفانه امپدانس ورودی کم ترکیب بیس مشترک در اغلب موارد، مشکل عدم هماهنگی امپدانس را به‌وجود می‌آورد. در شکل ۴۵ــ۴ ترانزیستور TR_1 که به صورت سورس مشترک بسته شده است، مقاومت ورودی مدار را تا حدودی ترمیم می‌کند. برای حفظ پایداری حرارتی مدار، ترانزیستور TR_1 را با بهرهٔ ولتاژ کم طرح می‌کنند.



شکل ۴۵ــ۴ــ تقویت‌کنندهٔ آبشاری

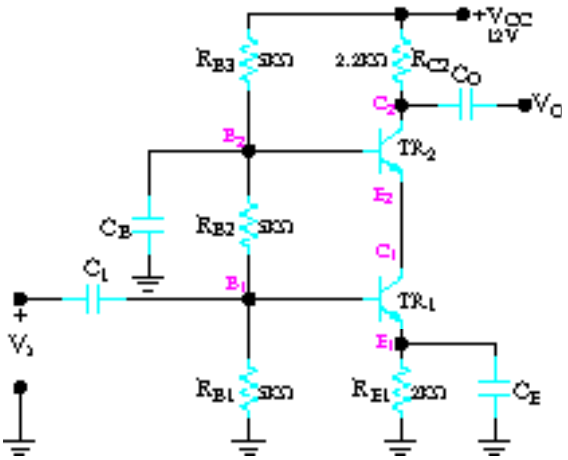
تقویت‌کنندهٔ آبشاری را می‌توان با دو ترانزیستور BJT به‌صورت شکل ۴۶ــ۴ نیز طرح نمود.



شکل ۴۶ــ۴ــ تقویت‌کنندهٔ آبشاری با دو ترانزیستور BJT

در این مدار TR_1 دارای آرایش امیتر مشترک و TR_2 دارای آرایش بیس مشترک است.

مثال ۸ ــ۴ : در شکل ۴۷ــ۴ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = ۱۲۰$ و $V_{BE1} = V_{BE2} = ۰/۷V$ قدرت تلف شده در هر ترانزیستور را محاسبه کنید.



شکل ۴۷ــ۴ــ مدار تقویت‌کنندهٔ آبشاری

پاسخ :

$$V_{B1} = \frac{V_{CC}R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}+R_{B3}} = \frac{۱۲\times ۵}{۵+۵+۵}$$

$$V_{B1} = \frac{۶۰}{۱۵} = ۴V$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE1} = ۴ - ۰/۷ = ۳/۳ \text{ ولت}$$

$$I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{۳/۳}{۲} = ۱/۶۵mA$$

چون از I_B ترانزیستورها صرفنظر می‌شود لذا $I_{E1} = I_{C1}$ و $I_{C1} = I_{E2} = I_{C2}$ است پس :

$$I_{C2} = I_{E2} = I_{C1} = I_{E1} = ۱/۶۵mA$$

با تقسیم ولتاژ مقاومتی V_{B2} را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{B2} = \frac{V_{CC}(R_{B1}+R_{B2})}{R_{B1}+R_{B2}+R_{B3}} = \frac{۱۲(۵+۵)}{۵+۵+۵}$$

$$V_{B2} = ۸ \text{ ولت}$$

چون V_{E2} برابر V_{C1} است، با محاسبهٔ V_{C1} ، V_{CE1} و سپس توان تلف شدهٔ ترانزیستور محاسبه می‌شود.

$$V_{E2} = V_{C1} = V_{B2} - V_{BE2}$$

$$V_{E2} = V_{C1} = ۸ - ۰/۷ = ۷/۳ \text{ ولت}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = ۷/۳ - ۳/۳ = ۴V$$

$$P_{T1} = V_{CE1} \times I_{C1} = ۴ \times ۱/۶۵ = \boxed{۶/۶mW}$$

با محاسبهٔ V_{C2} می‌توان V_{CE2} را محاسبه نمود.

$$V_{C2} = V_{CC} - R_{C2}I_{C2}$$

$$V_{C2} = ۱۲ - (۲/۲)(۱/۶۵) = ۱۲ - ۳/۶۲$$

$$V_{C2} = ۸/۳۷V$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} = ۸/۳۷ - ۷/۳$$

$$V_{CE2} = ۱/۰۷ \text{ ولت}$$

$$P_{T2} = V_{CE2} \times I_{C2} = ۱/۰۷ \times ۱/۶۵$$

$$\boxed{P_{T2} = ۱/۷۶۵mW}$$

تمرین کلاسی : در این مرحله یک نمونه تمرین کلاسی که توسط دانش‌آموز یا هنرآموز طراحی می‌شود را اجرا نمایید.

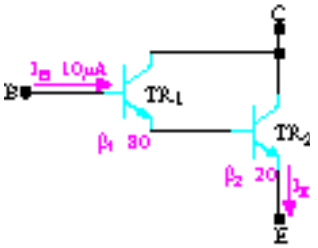
۱۰ــ۴ــ الگوی پرسش

کامل‌کردنی

۱ــ۱۰ــ۴ــ زوج دارلینگتون دارای بهرهٔ جریان ..... و مقاومت ورودی ..... است.

چهارگزینه‌ای

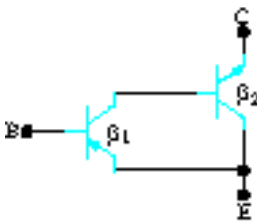
۲ــ۱۰ــ۴ــ با توجه به مدار ۴ــ۴۸ I_E دارلینگتون چند میلی‌آمپر است؟



شکل ۴ــ۴۸

۱) ۸ ۲) ۱۰ ۳) ۱۲ ۴) ۱۶

۳ــ۱۰ــ۴ــ مدار شکل ۴ــ۴۹ زوج دارلینگتون NPN یا PNP است؟ β_T کدام است؟



شکل ۴ــ۴۹

۱) $\beta_T = \beta_1\beta_2$, PNP

۲) $\beta_T = \beta_1 + \beta_2$, PNP

۳) $\beta_T = \beta_1\beta_2$, NPN

۴) $\beta_T = \beta_1 + \beta_2$, NPN

کوتاه پاسخ

۴ــ۱۰ــ۴ــ از تقویت‌کنندهٔ آبشاری بیش‌تر در کدام فرکانس استفاده می‌کنند؟

تشریحی

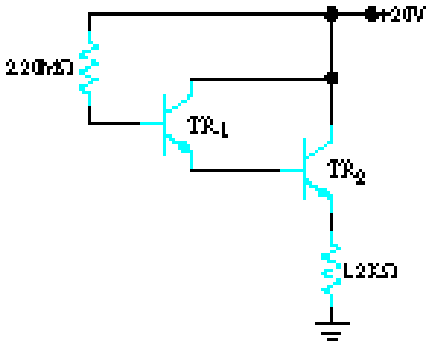
۵ــ۱۰ــ۴ــ ویژگی‌های زوج دارلینگتون را بنویسید.

۶ــ۱۰ــ۴ــ اِشکال زوج دارلینگتون را شرح دهید. چگونه اِشکال برطرف می‌شود؟

۷ــ۱۰ــ۴ــ کاربرد تقویت‌کنندهٔ آبشاری را شرح دهید.

محاسباتی

۸ــ۱۰ــ۴ــ در شکل ۴ــ۵۰ با فرض $\beta_1 = \beta_2 = 50$ و $V_{BE1} = V_{BE2} = 0/7V$ چه قدرتی در ترانزیستور TR_2 تلف می‌شود؟



شکل ۴ــ۵۰

فصل پنجم

تقویت‌کننده‌های قدرت

Power Amplifier

زمان اجرا : ۱۲ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی مدارهای تقویت‌کنندهٔ قدرت ساده، کامپلی منتاری، زوج دارلینگتون و مجتمع

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت را شرح دهد.
۲ــ مشخصات عمومی تقویت‌کنندهٔ قدرت را نام ببرد.
۳ــ کلاس‌های مختلف تقویت‌کنندهٔ قدرت را با استفاده از منحنی‌های مشخصهٔ ورودی و خروجی ترانزیستور، توضیح دهد.
۴ــ تقویت کنندهٔ قدرت کلاس A با کوپلاژ خازنی و ترانسفورماتوری را توضیح دهد.
۵ــ ضریب شایستگی را توضیح دهد.
۶ــ راندمان تقویت کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی را محاسبه کند.
۷ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول ترانسفورماتوری کلاس B را شرح دهد.
۸ــ مدار تقویت‌کنندهٔ پوش پول بدون ترانسفورماتور را تحلیل کند.
۹ــ روش‌های مختلف قرار دادن پوش پول مکمل در کلاس AB را از روی مدار آن تحلیل کند.
۱۰ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت را از روی مدار تحلیل کند.
۱۱ــ مدار تقویت کنندهٔ پوش پول با طبقه راه‌انداز را تحلیل کند.
۱۲ــ مدار تقویت‌کنندهٔ کلاس C را شرح دهد.
۱۳ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس D را شرح دهد.
۱۴ــ راندمان تقویت‌کننده‌های قدرت را باهم مقایسه کند.
۱۵ــ چگونگی پایداری حرارتی در تقویت‌کنندهٔ قدرت را شرح دهد.
۱۶ــ مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطهٔ آن را با توان تلف شده تعریف کند.
۱۷ــ مقاومت حرارتی رادیاتور را محاسبه کند.
۱۸ــ نمونه‌ای از آی‌سی تقویت‌کنندهٔ صوت را معرفی کند.
۱۹ــ به سؤالات الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

همهٔ تقویت کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کرده‌ایم، در اصل، تقویت‌کنندهٔ توان هستند زیرا آن‌ها، ولتاژ، جریان یا هردو را تقویت می‌کنند. در واقع تقویت ولتاژ یا جریان همان تقویت توان است. ولی منظور ما از تقویت‌کنندهٔ توان یا تقویت‌کنندهٔ قدرت، تقویت‌کننده‌ای است که بتواند توان قابل ملاحظه‌ای را

به بار منتقل کند.

چنان‌چه قدرت خروجی تقویت‌کننده‌ای بیش‌تر از چند ده میلی‌وات باشد، آن را تقویت‌کنندهٔ توان می‌نامند. تقویت‌کننده‌های قدرت برای انتقال حداکثر توان باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنهٔ زیاد باشند. لذا تقویت‌کننده‌های قدرت در ردهٔ تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ (Large Signal) به‌شمار می‌آیند. از آن‌جا که در این حالت تغییرات جریان کلکتور در مقایسه با جریان نقطهٔ کار نسبتاً زیاد است، مشخصات ترانزیستور تقویت‌کنندهٔ قدرت، مانند β و g_m با جریان خروجی تغییر می‌کنند. معمولاً در طبقات قدرت، تغییر شکل (اعوجاج) در شکل موج زیاد و قابل ملاحظه است، لذا باید با به کارگیری روش‌های مختلف این تغییر شکل موج را به حداقل کاهش داد.

تقویت‌کننده‌های قدرت معمولاً در طبقهٔ انتهایی یک دستگاه تقویت‌کنندهٔ صوتی قرار می‌گیرند، بهرهٔ تقویت ولتاژ این تقویت‌کننده‌ها در حدود واحد (یک) و بهرهٔ جریان آن‌ها زیاد است.

۱ــ۵ــ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت

به‌طور خلاصه تقویت‌کننده‌های قدرت باید دارای مشخصات عمومی به شرح زیر باشند :

الف) تغییر شکل موج یا اعوجاج کم

ب) امپدانس خروجی کم

پ) بهرهٔ جریان زیاد

ت) راندمان بالا

ث) مشخصهٔ فرکانسی خوب

۲ــ۵ــ عوامل مهم در تقویت‌کننده‌های قدرت

دو عامل مهم زیر را در تقویت‌کننده‌های قدرت باید مورد توجه قرار دهیم :

۱ــ۲ــ۵ــ بازده تقویت‌کننده (Efficiency) : بازده تقویت‌کننده از نسبت توان ac منتقل شده به بار به کل توان dc گرفته شده از منبع تغذیه به‌دست می‌آید. معمولاً بازده را برحسب درصد بیان می‌کنند و آن را با η نشان می‌دهند.

$$\eta = \frac{\text{توان ac منتقل شده به بار}}{\text{توان dc گرفته شده از منبع تغذیه}} \times ۱۰۰٪$$

۲ــ۲ــ۵ــ پخش گرمای ایجاد شده در تقویت‌کننده : چون حرارت ایجاد شده در پیوند ترانزیستورهای قدرت زیاد است، باید با نصب آن‌ها روی صفحات فلّزی گرماگیر (Heat sink) که ساختمانی رادیاتور مانند دارند، گرمای ایجاد شده را به خارج منتقل کنند. 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 تقریبی تلف شده در یک ترانزیستور امیتر مشترک از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$P_C = V_{CE} . I_C$$

در هیچ شرایطی نباید مقدار P_C از حداکثر توان مجاز ترانزیستور تجاوز کند. حداکثر توان مجاز را که توسط کارخانهٔ سازندهٔ ترانزیستور تعیین می‌شود با نماد P_{Cmax} نشان می‌دهند. می‌توانیم معادلهٔ P_C را در تلفات ماکزیمم به صورت زیر بنویسیم :

$$V_{CE} . I_C = P_{Cmax} = \text{یک مقدار ثابت}$$

با توجه به معادلهٔ فوق چون P_{Cmax} ثابت است باید به این مسئله توجه کرد که **اگر V_{CE} افزایش یابد، حداکثر مقدار I_C کاهش می‌یابد و برعکس، با افزایش I_C از حداکثر مقدار مجاز V_{CE} کاسته می‌شود.**

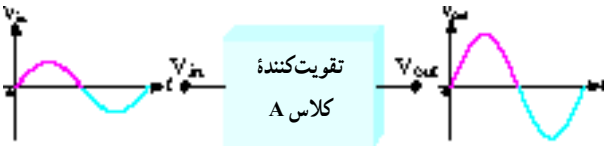
هرقدر از تلفات ترانزیستور کاسته شود، بازده آن افزایش می‌یابد. برای کاهش تلفات ترانزیستور، باید جریان حالت سکون آن، یعنی جریانی که در غیاب سیگنال ورودی از آن می‌گذرد را کم کنیم.

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

۳ــ۵ــ تقویت‌کننده کلاس A

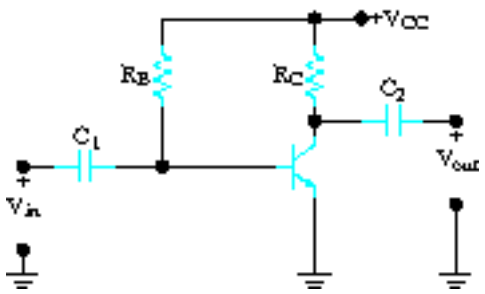
برحسب این که یک تقویت‌کننده در چه کسری از یک پریود کامل (T) سیگنال ac ورودی فعّال باشد، آن را در یکی از رده‌های (کلاس‌های) A، AB، B یا C جای می‌دهند.

به تقویت‌کننده‌هایی که تمام موج ورودی را به‌طور کامل عبور می‌دهند، **تقویت‌کننده‌های کلاس A** می‌گویند. یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A همواره در ناحیهٔ فعّال کار می‌کند. معمولاً همهٔ تقویت‌کننده‌های صوتی در کلاس A کار می‌کنند مگر در مواردی خاص که در دنبالهٔ همین فصل به بیان آن می‌پردازیم. در شکل ۱ــ۵ بلوک دیاگرام یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A و شکل موج ورودی و خروجی آن نشان داده شده است.



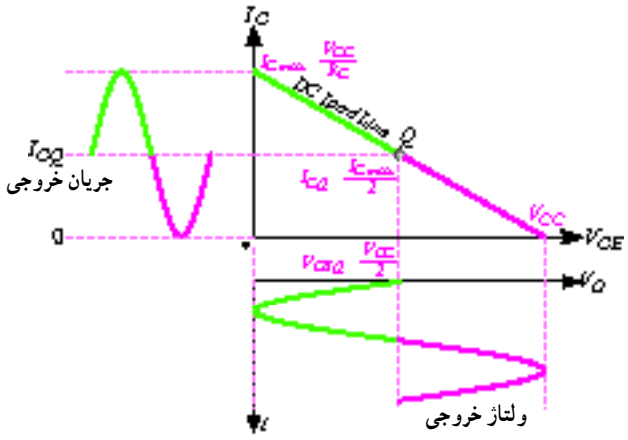
شکل ۱ــ۵ــ موج ورودی و خروجی تقویت‌کنندهٔ کلاس A

در شکل ۲ــ۵، یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A نشان داده شده است. برای آن که در خروجی حداکثر دامنهٔ ولتاژ و حداکثر دامنهٔ جریان را داشته باشیم، باید ترانزیستور را طوری بایاس کنیم که جریان حالت سکون آن برابر با نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $I_{CQ} = \frac{1}{2} I_{Cmax}$) و ولتاژ حالت سکون آن نیز نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $V_{CEQ} = \frac{1}{2} V_{CC}$) شود.



شکل ۲ــ۵ــ مدار تقویت‌کنندهٔ کلاس A

با توجه به شرایط بیان شده، در صورت اعمال سیگنال متناوب به تقویت‌کنندهٔ کلاس A، اگر از $V_{CE(sat)}$ صرفنظر کنیم، حداکثر تغییرات جریان کلکتور و حداکثر تغییرات ولتاژ کلکتور امیتر به صورت شکل ۳ــ۵ درمی‌آید.



شکل ۳ــ۵ــ مختصات نقطه کار DC در کلاس A و چگونگی تغییرات I_C و V_{CE} روی خط بار

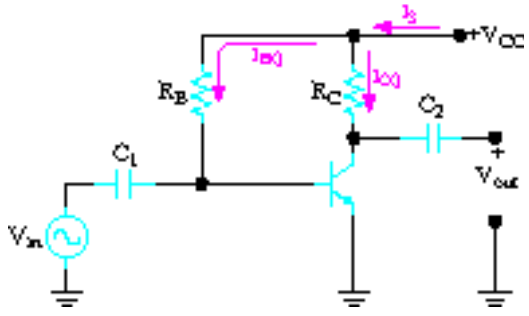
۱ــ۳ــ۵ــ محاسبهٔ راندمان تقویت‌کنندهٔ کلاس A :

برای محاسبهٔ راندمان، باید توان dc گرفته شده از منبع تغذیه و توان ac منتقل شده به بار را محاسبه کنیم.

مقدار متوسط توانی که تقویت‌کننده از منبع تغذیه می‌گیرد برابر است با :

$$P_{dc} = V_{CC} I_S$$

با توجه به شکل ۴ــ۵ مقدار I_S برابر با $I_{BQ} + I_{CQ}$ است.



شکل ۴ــ۵ــ یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس A

به‌جای I_S مساوی آن را در رابطهٔ توان قرار می‌دهیم.

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

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} + V_{CC} I_{BQ}$$

چون I_{BQ} خیلی کوچک‌تر از I_{CQ} است لذا می‌توانیم از توان تلف شدهٔ $V_{CC}.I_{BQ}$ صرفنظر کنیم بنابراین رابطه به‌صورت زیر درمی‌آید.

$$P_{dc} = V_{CC}I_{CQ}$$

به شکل ۳ــ۵ توجه کنید.

مقدار I_{CQ}، میانگین تغییرات جریان کلکتور و برابر با $\frac{I_{Cmax}}{۲}$ است. با توجه به خط بار، به‌جای I_{Cmax} مقدار $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_{CQ} را به‌دست می‌آوریم.

$$I_{CQ} = \frac{I_{C\max}}{۲} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{۲} = \frac{V_{CC}}{۲R_C}$$

در رابطهٔ توان (P_{dc}) مقدار I_{CQ} را جایگزین می‌کنیم.

$$P_{dc} = V_{CC} \times \frac{V_{CC}}{۲R_C} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}$$

مقدار توان DC دریافتی از منبع تغذیه $P_{dc} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}$

توان ac منتقل شده به بار از حاصل‌ضرب جریان مؤثر خروجی در ولتاژ مؤثر خروجی به‌دست می‌آید :

$$P_L = (I_{Lrms})\,(V_{Lrms})$$

همان‌طور که از شکل ۳ــ۵ ملاحظه می‌شود، نقطهٔ کار ترانزیستور درست در وسط خط بار dc تنظیم شده است. بنابراین مقدار پیک تا پیک ولتاژ ac برابر با V_{CC} و دامنهٔ پیک برابر با $V_m = \frac{V_{CC}}{۲}$ می‌شود. هم‌چنین حداکثر دامنهٔ جریان ac برابر با $\frac{I_{C\max}}{۲}$ است. به‌جای I_{Cmax} مقدار معادل آن یعنی $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_m را به‌دست می‌آوریم.

$$I_m = \frac{I_{C\max}}{۲} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{۲} = \frac{V_{CC}}{۲R_C}$$

می‌دانیم $V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{۲}}$ است پس می‌توانیم بنویسیم :

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{\sqrt{۲}}\left(\frac{V_{CC}}{۲}\right) = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}}$$

برای محاسبهٔ I_{rms} نیز به همین ترتیب عمل می‌کنیم.

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{\sqrt{۲}}\left(\frac{V_{CC}}{۲R_C}\right) = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}R_C}$$

مقادیر V_{rms} و I_{rms} را در رابطهٔ توان می‌گذاریم و P_L را محاسبه می‌کنیم.

$$P_L = I_{rms}.V_{rms} = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}R_C} \times \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}$$

با جایگزینی مقادیر P_L و P_{ac} در رابطهٔ بازده مقدار η را محاسبه می‌کنیم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times ۱۰۰٪$$

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}}{\frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}} \times ۱۰۰٪ = ۲۵٪$$

$$\eta = ۲۵٪$$

با توجه به این‌که در مدارهای عملی معمولاً دامنهٔ ولتاژ و دامنهٔ جریان (Irms و Vrms) کم‌تر از مقادیر آرمانی گفته شده است بازده تقویت‌کننده نیز از ۲۵ درصد کم‌تر می‌شود.

۲ــ۳ــ۵ــ ضریب شایستگی (Figure of merit) :

برای تقویت‌کننده‌های قدرت، ضریب شایستگی به‌صورت نسبت حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به حداکثر توان ac انتقالی به بار تعریف می‌شود. برای تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک شکل ۲ــ۵ حداکثر توان تلف شده که در ترانزیستور به‌صورت گرما تلف می‌شود برابر است با :

$$P_{C\max} = V_{CEQ}.I_{CQ}$$

$$P_{C\max} = \frac{V_{CC}}{۲} \times \frac{V_{CC}}{۲R} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۴R_C}$$

با توجه به اینکه توان ماکزیمم ac انتقالی به بار برابر است با :

$$P_{L(ac)\max} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}$$

ضریب شایستگی را براساس مقادیر بالا محاسبه می‌کنیم.

$$\frac{P_{C\,max}}{(P_{Lac})_{max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{4R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}} = 2$$

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

توجه داشته باشید که ترانزیستور نباید وارد منطقهٔ اشباع یا قطع شود. به همین دلیل، باید دامنهٔ نوسانات ولتاژ کمی کم‌تر از $\frac{V_{CC}}{2}$ و دامنهٔ نوسانات جریان نیز کمی کم‌تر از $\frac{I_{Cmax}}{2}$ باشد.

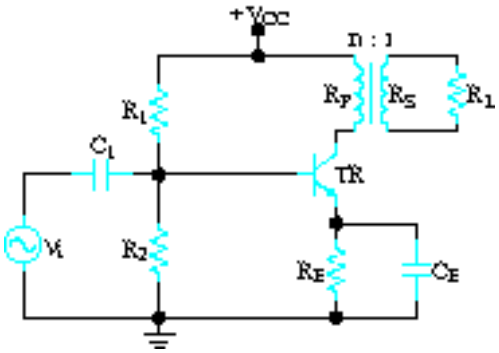
در صورتی که محاسبات بالا را برای تقویت‌کننده‌های بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم، به نتایج به‌دست آمده برای حالت امیتر مشترک می‌رسیم. هم‌چنین می‌توان نشان داد که اگر تقویت‌کنندهٔ کلاس A در حالت کلکتور مشترک به‌کار رود، نسبت به دو حالت دیگر، دارای اعوجاج بسیار کم‌تری در خروجی خواهد بود.

تمرین کلاسی: در یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ RC، اگر توان مؤثر رسیده به بار ۱۰ وات باشد، تلفات حرارتی ترانزیستور چه‌قدر است؟

هنگام تدریس مباحث این فصل، قسمت‌هایی را که امکان‌پذیر است با نرم‌افزار مولتی‌سیم به نمایش درآورید و از هنرجویان بخواهید که عمل شبیه‌سازی را در خارج از ساعات درسی و در منزل اجرا نمایند و نتایج را به کلاس ارائه دهند. برای این منظور از کتاب آزمایشگاه مجازی جلد دوم می‌توانید استفاده کنید.

۳ــ۲ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری

چون مدار شکل ۴ــ۵ بازده کمی دارد، برای افزایش راندمان می‌توانیم از مدار شکل ۵ــ۵ استفاده کنیم. در این مدار، ترانسفورماتور را ایده‌آل فرض می‌کنیم.



شکل ۵ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری

توان DC متوسطی که از منبع تغذیه گرفته می‌شود برابر است با :

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ}$$

بخشی از این توان به بار منتقل می‌شود و بخش دیگر در تقویت‌کننده به‌صورت حرارت تلف می‌شود. در محاسبات از تلفات مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_1، R_2 و بیس ترانزیستور صرف‌نظر می‌کنیم. در اغلب موارد چون مقاومت اهمی سیم‌پیچ اوّلیهٔ ترانسفورماتور و هم‌چنین مقدار مقاومت فیدبک امیتر (R_E) خیلی کم است، می‌توانیم تلفات این دو جزء را نیز نادیده بگیریم. بدین‌ترتیب، تلفات تقویت‌کننده فقط به تلفات پیوند کلکتور منحصر می‌شود. پس می‌توانیم بنویسیم :

$$P_{dc} = P_L + P_C$$

در این معادله، P_L توان منتقل شده به بار و P_C توان تلف شده در پیوند کلکتور است. با استفاده از روابط ریاضی می‌توان اثبات کرد که در حالت ایده‌آل بازده این تقویت‌کننده برابر ۵۰ درصد است. در عمل بازده این تقویت‌کننده از 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 اوّلیهٔ ترانسفورماتور دیده می‌شود،

برابر است با

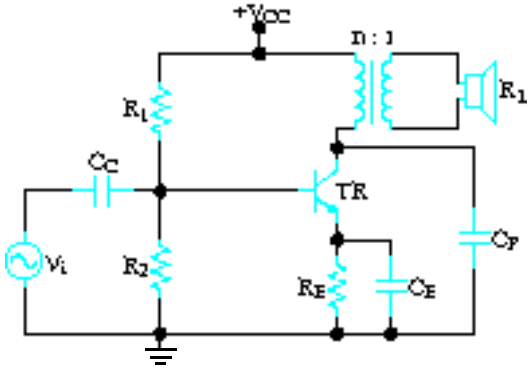
$$R_P = \frac{\Delta V_{CQ}}{\Delta I_C} = \frac{۲V_{CQ}}{۲I_{CQ}} = \frac{V_{CQ}}{I_{CQ}}$$

و نسبت دور ترانسفورماتور از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$n = \sqrt{\frac{R_P}{R_S}} = \sqrt{\frac{R_P}{R_L}}$$

در این معادله، R_S مقاومت ثانویهٔ ترانسفورماتور و R_L مقاومت بار است که با هم برابرند. 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 به هم می‌خورد و ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند.

برای پیشگیری از آسیب دیدن ترانزیستور، می‌توان کلکتور آن را با یک خازن جبران‌کننده به ظرفیت چند نانوفاراد مطابق شکل ۶ــ۵ به زمین وصل کرد.

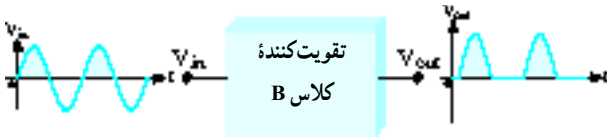


شکل ۶ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با خازن جبران‌کننده (C_P)

۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس B

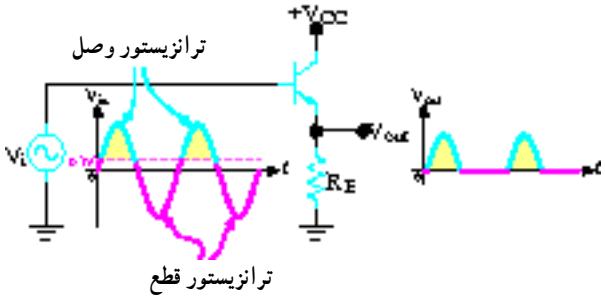
دیدیم که بازده تقویت‌کننده‌های کلاس A به علت تلفات زیادی که دارد بسیار کم است و از ۵۰ درصد تجاوز نمی‌کند. تلفات زیاد توان در این تقویت‌کننده‌ها در اثر برقراری دائمی جریان کلکتور به‌وجود می‌آید، زیرا توانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، همواره ثابت و مستقل از بار و برابر با $P_{dc} = V_{CC} I_{CQ}$ است. اگر ترانزیستور را در ناحیهٔ قطع بایاس کنیم، هنگامی که سیگنال وجود ندارد، از کلکتور ترانزیستور جریانی نمی‌گذرد یعنی $I_{CQ} = ۰$ می‌شود بنابراین توان تلف شده در حالت بی‌کاری (سکون) برابر صفر می‌شود.

به این ترتیب می‌توانیم بازده تقویت‌کننده را به ۷۸/۵ درصد افزایش دهیم. در این حالت ترانزیستور فقط برای نیمی از یک سیکل سیگنال ورودی هدایت می‌کند. در اصطلاح می‌گوییم تقویت‌کننده در کلاس B قرار دارد. بلوک دیاگرام تقویت‌کنندهٔ کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن را در شکل ۷ــ۵ نشان داده‌ایم.



شکل ۷ــ۵ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کنندهٔ کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن

با اعمال سیگنال متناوب به ورودی تقویت‌کننده، ترانزیستور از ناحیهٔ قطع خارج می‌شود و در ناحیهٔ خطی (فعال) کار می‌کند. یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس B که دارای آرایش کلکتور مشترک است را همراه با شکل موج ورودی و خروجی آن در شکل ۸ــ۵ مشاهده می‌کنید.



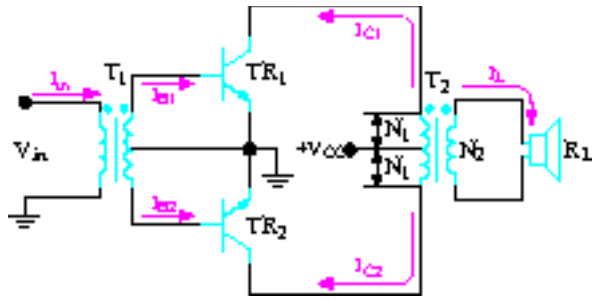
شکل ۸ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس B

برای داشتن یک شکل موج کامل در خروجی تقویت‌کنندهٔ کلاس B باید از دو ترانزیستور استفاده کنیم. به چنین مداری «پوش پول» (push pull) می‌گویند.

۱ــ۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ «پوش ــ پول»

ترانسفورماتوری: در شکل ۹ــ۵، مدار یک تقویت‌کنندهٔ پوش پول رسم شده است.

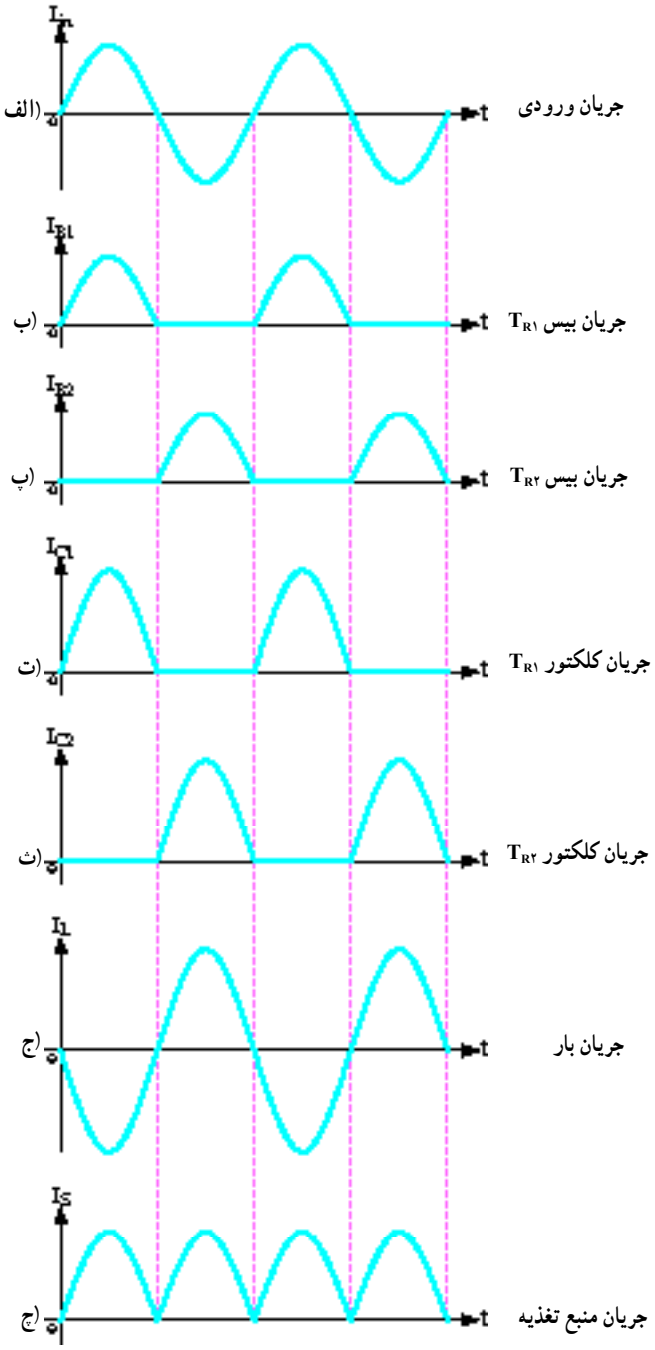
در این مدار در حالتی که سیگنال متناوب ورودی صفر است، ترانزیستورها در حالت خاموش ($I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$) قرار دارند و هیچ جریانی از منبع تغذیه کشیده نمی‌شود.



شکل ۹ــ۵ــ مدار تقویت‌کنندهٔ پوش پول کلاس B با کوپلاژ ترانسفورماتوری

اگر یک سیگنال متناوب به ورودی مدار بدهیم، این سیگنال به ثانویهٔ ترانسفورماتور T_1 القاء می‌شود. چون سر وسط ترانسفورماتور T_1 به زمین (سیم مشترک) وصل شده است، موج‌های مربوط به دو سیم‌پیچ ثانویهٔ ترانسفورماتور نسبت به سر وسط در فاز مخالف هم قرار می‌گیرند. لذا هنگامی که به بیس ترانزیستور TR_1 نیم سیکل مثبت می‌رسد ترانزیستور TR_1 را هادی می‌کند. در این حالت به بیس ترانزیستور TR_2 نیم‌سیکل منفی می‌رسد و TR_2 را در حالت قطع قرار می‌دهد.

در نیم‌سیکل بعدی به بیس ترانزیستور TR_1 نیم‌سیکل منفی و به بیس ترانزیستور TR_2 نیم‌سیکل مثبت می‌رسد و TR_1 را قطع و TR_2 را هادی می‌کند. هادی شدن هر ترانزیستور در بیس و کلکتور آن جریان I_B و I_C را برقرار می‌کند. در شکل ۱۰ــ۵ــالف تا چ، شکل موج جریان ورودی (I_{in}) و جریان‌های بیس (I_{B1} و I_{B2}) و جریان‌های کلکتور ترانزیستورها (I_{C1} و I_{C2}) و جریان خط تغذیه (I_S) و جریان بار (I_L) با حفظ رابطهٔ زمانی رسم شده‌اند.



شکل ۱۰ــ۵ــ شکل موج جریان نقاط مختلف تقویت‌کنندهٔ پوش پول

۲ــ۴ــ۵ــ محاسبهٔ راندمان مدار

: جریانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، برابر با مجموع جریان‌های i_{c1} و i_{c2} است. این جریان یک سیگنال یک‌طرفه ــ مطابق شکل ۱۰ــ۵ــ چ ــ با مقدار متوسّط $\frac{2I_m}{\pi}$ است. لذا توان داده شده توسط منبع تغذیه به مدار برابر است با :

$$P_{dc} = V_{CC} \times \frac{2I_m}{\pi}$$

چون هریک از دو ترانزیستور به تناوب هدایت می‌کند، جریانی که از بار می‌گذرد به‌صورت یک سیگنال دوطرفهٔ کامل و مطابق شکل ۱۰ــ۵ــ ج است. توانی که به بار منتقل می‌شود برابر است با :

$$P_L = I_{L(rms)} . V_{L(rms)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \times \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_m V_m$$

I_m و V_m به‌ترتیب دامنه‌های ماکزیمم جریان و ولتاژ در طرف اوّلیهٔ ترانسفورماتور تطبیق است. چون این ترانسفورماتور را بدون تلفات فرض کرده‌ایم به‌آسانی می‌توانیم بازدهٔ تقویت‌کننده را به‌دست آوریم.

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

حداکثر راندمان در شرایطی به‌دست می‌آید که $V_m = V_{CC}$ شود. در رابطهٔ η به‌جای V_m مقدار V_{CC} را می‌گذاریم و راندمان را محاسبه می‌کنیم.

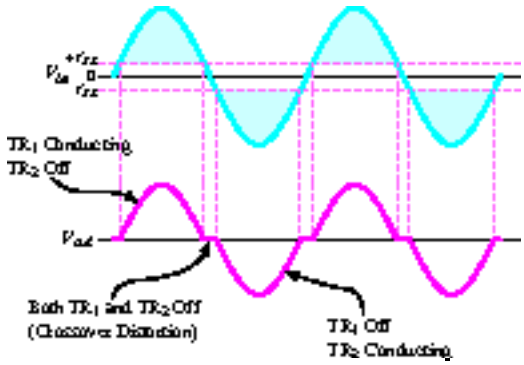
$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78/5\%$$

در تقویت‌کنندهٔ پوش پول حداکثر توان تلف شده در هر ترانزیستور از رابطهٔ $P_{cmax} = 0/2\ P_L$ به‌دست می‌آید. با توجه به محاسبات بالا درمی‌یابیم که بازده تقویت‌کنندهٔ پوش پول بیش‌تر از بازدهٔ تقویت‌کنندهٔ کلاس A است. هم‌چنین برای انتقال یک قدرت مشخّص به بار، ترانزیستورهای کم‌قدرت‌تری مورد نیاز است؛ مثلاً اگر بخواهیم ۱۰ وات توان را به باری برسانیم، به ترانزیستورهایی با قدرت $P_{cmax} = 2W$ نیاز داریم. درحالی که در تقویت‌کنندهٔ شکل ۴ــ۵ برای انتقال چنین توانی به بار، نیاز به ترانزیستوری با قدرت ۲۰W داریم.

ویژهٔ هنرجویان علاقه‌مند : رابطهٔ $P_{cmax} = 0/2\ P_L$ را اثبات کنید و نتایج آن را به کلاس ارائه دهید.

۳ــ۴ــ۵ــ معایب پوش پول کلاس B : مدار پوش پول کلاس B دو اشکال اساسی به شرح زیر دارد.

الف) چون هر دو ترانزیستور در ناحیهٔ قطع بایاس شده‌اند، دیود بیس امیتر ترانزیستورها باید توسط سیگنال متناوب ورودی هادی شوند؛ لذا حدود ۰/۷ ولت از دامنهٔ سیگنال ورودی برای بایاس بیس به‌کار می‌رود و تقویت نمی‌شود. عملاً در شکل موج خروجی تغییر شکل (اعوجاجی) مطابق شکل ۱۱ــ۵ به‌وجود می‌آید. این تغییر شکل را، اعوجاج تقاطعی (crossover distortion) می‌نامند.



شکل ۱۱ــ۵ــ اعوجاج تقاطعی در شکل موج خروجی

ب) اشکال دیگر مدار این است که در موقع فعال بودن ترانزیستورها، جریان زیادی را از منبع تغذیه می‌کشند؛ بنابراین، در ولتاژ تغذیه افتی متناسب با دامنهٔ سیگنال خروجی به‌وجود می‌آید. این افت ولتاژ موجب به نوسان افتادن مدار می‌شود.

برای برطرف کردن این اِشکال‌ها باید ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 را در آستانهٔ هدایت بایاس کنیم.

۴ــ۴ــ۵ــ معایب تقویت‌کنندهٔ پوش پول ترانسفورماتوری : امروزه استفاده از مدار پوش پول با ترانسفورماتور تقریباً منسوخ شده است زیرا ترانسفورماتور جاگیر و سنگین است و روی پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده اثر می‌گذارد و آن را از یکنواختی درمی‌آورد. در تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری، اگر در حال کار، بلندگو از مدار قطع شود، ولتاژ القایی خیلی زیادی روی کلکتور ترانزیستورها می‌افتد و به ترانزیستورهای خروجی آسیب می‌رساند. برای جلوگیری از سوختن ترانزیستورها، باید قبل از قطع شدن بلندگو ولوم صدا را تا آخر ببندیم یا به‌جای بلندگو یک مقاومت اهمی پُروات و برابر با امپدانس بلندگو قرار دهیم.

۵ــ۵ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۵ــ۵ــ هر تقویت‌کننده‌ای که ولتاژ یا جریان را تقویت کند، تقویت‌کنندهٔ قدرت نام دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

۲ــ۵ــ۵ــ تقویت‌کننده‌های قدرت در ردهٔ تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ هستند.

صحیح ☐ غلط ☐

کامل کردنی

۳ــ۵ــ۵ــ بازدهٔ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی حداکثر..... و با کوپلاژ ترانسفورماتوری..... است.

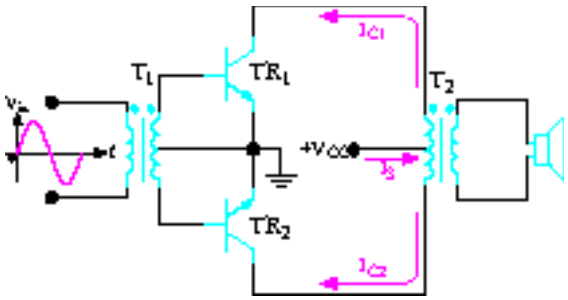
۴ــ۵ــ۵ــ اعوجاج تقاطعی در تقویت‌کنندهٔ پوش پول کلاس..... ایجاد می‌شود.

چهارگزینه‌ای

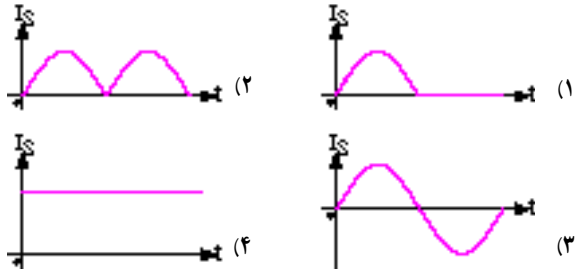
۵ــ۵ــ۵ــ در یک تقویت‌کننده، جریان دریافتی از خط تغذیه در حالت با سیگنال و بدون سیگنال AC ثابت است. کلاس کار تقویت‌کننده کدام است؟

۱) A ۲) B ۳) C ۴) AB

۶ــ۵ــ۵ــ شکل سیگنال جریانی که از منبع تغذیه مدار ۵ــ۱۲ کشیده می‌شود کدام است؟



شکل ۵ــ۱۲



تشریحی

۷ــ۵ــ۵ــ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت را نام ببرید.

۸ــ۵ــ۵ــ حداکثر بازده یک تقویت‌کنندهٔ قدرت با بار ترانسفورماتوری که در کلاس A کار می‌کند، چه‌قدر است؟

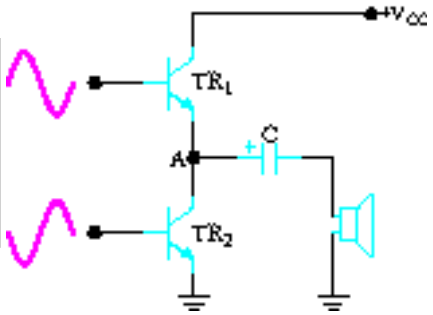
۹ــ۵ــ۵ــ در تقویت‌کننده‌های قدرت اعوجاج تقاطعی را شرح دهید.

۱۰ــ۵ــ۵ــ ضریب شایستگی را تعریف کنید و عدد ضریب شایستگی را برای تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی محاسبه کنید.

۶ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول بدون ترانسفورماتور

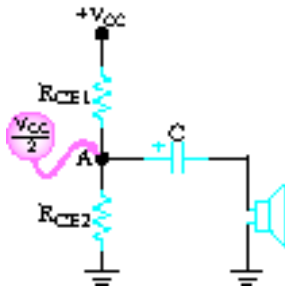
به دلایلی که بیان شد، در تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول تا حد امکان از ترانسفورماتور استفاده نمی‌شود. در شکل ۱۳ــ۵ یک تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول نشان داده شده است. در این تقویت‌کننده، خازن C جایگزین چوک بلندگو شده است.

به‌منظور ساده شدن تحلیل مدار از ترسیم مقاومت‌های بایاس صرف‌نظر شده است.



شکل ۱۳ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ ساده

طرز کار مدار به این ترتیب است که در لحظهٔ روشن شدن دستگاه صوتی، خازن C توسط ترانزیستور TR_1 به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{2}$ شارژ می‌شود (یعنی $V_A = \frac{V_{CC}}{2}$). معادل مدار را قبل از اعمال سیگنال متناوب می‌توان مانند دو مقاومت مساوی مانند شکل ۱۴ــ۵ درنظر گرفت.

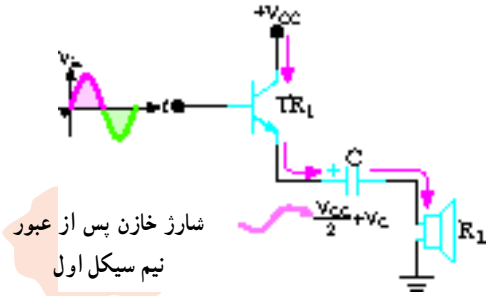


شکل ۱۴ــ۵ــ کلکتور امیتر دو ترانزیستور معادل دو مقاومت مساوی

ولتاژ تغذیهٔ V_{CC} بین دو مقاومت تقسیم می‌شود و خازن C به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{۲}$ شارژ می‌شود. فرض می‌کنیم در اولین نیم‌سیکل از سیگنال ورودی ترانزیستور $TR_۱$ فعال می‌شود. در این حالت جریان از $TR_۱$ عبور می‌کند و ولتاژ شارژ خازن را به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{۲}+V_C$ افزایش می‌دهد. جریان حاصل از سیگنال متناوب، از سیم‌پیچ بلندگو نیز می‌گذرد و در دو سر آن افت پتانسیلی متناسب با دامنهٔ ولتاژ ورودی به‌وجود می‌آورد.

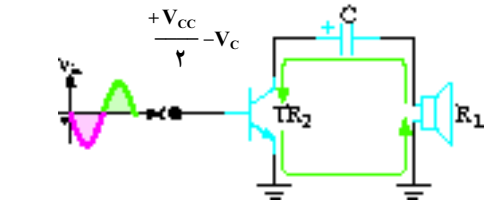
چون ظرفیت خازن کوپلاژ بلندگو زیاد است، در نیم‌پریود هدایت ترانزیستور $TR_۱$ شارژ آن افزایش چندانی نمی‌یابد.

شکل ۱۵ــ۵ هدایت ترانزیستور و مسیر عبور جریان در نیم‌سیکلی که $TR_۱$ هادی است را نشان می‌دهد.



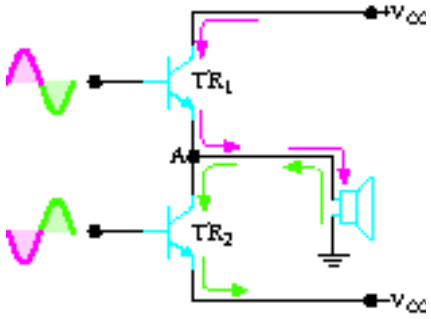
شکل ۱۵ــ۵ــ مسیر عبور جریان وقتی $TR_۱$ هادی است.

در نیم‌پریود دوم سیگنال ورودی، ترانزیستور $TR_۱$ خاموش و ترانزیستور $TR_۲$ روشن می‌شود. در این حالت، چون منبع تغذیه از مدار کلکتور $TR_۲$ قطع می‌شود، تغذیهٔ این ترانزیستور از طریق دشارژ خازن C انجام می‌گیرد؛ یعنی، جریان از جوشن مثبت خازن به‌طرف کلکتور $TR_۲$ جاری می‌شود و از امیتر این ترانزیستور به سر پایین سیم‌پیچ بلندگو می‌رسد. به این ترتیب در دو سر سیم‌پیچ بلندگو ولتاژی متناسب با ولتاژ ورودی افت می‌کند. شکل ۱۶ــ۵ مسیر جریان را در لحظهٔ هدایت $TR_۲$ نشان می‌دهد.



شکل ۱۶ــ۵ــ مسیر عبور جریان در نیم‌سیکلی که $TR_۲$ هادی است.

اگر به‌جای منبع تغذیهٔ تکی، از یک منبع تغذیهٔ دوتایی (دوبل) مطابق شکل ۱۷ــ۵ استفاده کنیم، درصورتی که نقطهٔ کار ترانزیستورها را طوری تنظیم نماییم که ولتاژ نقطهٔ A مساوی صفر شود، دیگر به خازن کوپلاژ نیازی نخواهیم داشت.

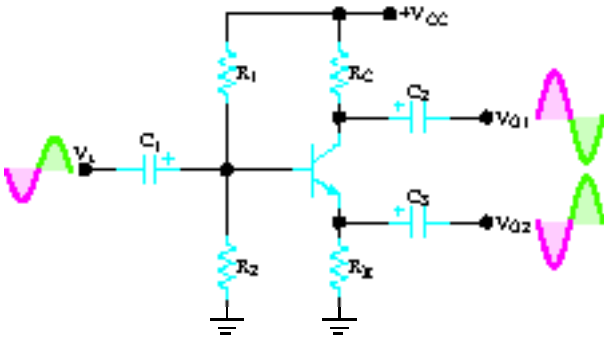


شکل ۱۷ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ متقارن

۱ــ۶ــ۵ــ ایجاد دو سیگنال هم‌دامنه و با فاز مخالف توسط مدار جداکنندهٔ فاز (Phase Splitter):

وظیفهٔ ترانسفورماتور سه سر ورودی در شکل ۹ــ۵ ایجاد دو سیگنال هم‌دامنه با اختلاف فاز ۱۸۰° برای بیس ترانزیستورهای $TR_۱$ و $TR_۲$ است. به‌جای این ترانسفورماتور می‌توانیم مدار شکل ۱۸ــ۵ را جایگزین آن کنیم.

این مدار را مدار جداکنندهٔ فاز (Phase Splitter) می‌نامند.



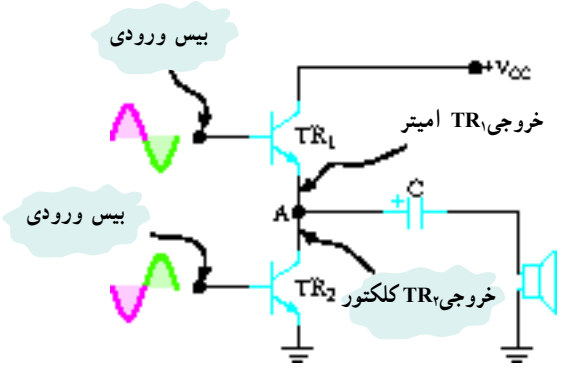
شکل ۱۸ــ۵ــ مدار جداکنندهٔ فاز

سیگنال $V_{O۱}$ با سیگنال ورودی ۱۸۰° اختلاف فاز دارد. زیرا آرایش ترانزیستور در این حالت به‌صورت امیتر مشترک است. سیگنال $V_{O۲}$ با سیگنال ورودی هم‌فاز است، زیرا ترانزیستور در

این حالت به‌صورت آرایش کلکتور مشترک به‌کار رفته است. با توجه به اینکه $i_e \sim i_c$ است، اگر R_E را مساوی R_C درنظر بگیریم، دامنهٔ سیگنال‌های خروجی V_{O1} و V_{O2} تقریباً با هم برابر می‌شوند.

۲ــ۶ــ۵ــ عیب‌پوش پول بدون ترانسفورماتور :

یکی از اِ شکال‌های تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول بدون ترانسفورماتور، عدم تقارن دو نیم‌سیکل سیگنال خروجی است زیرا در حالت هدایت امپدانسی که توسط ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 دیده می‌شود، با هم متفاوت است. به شکل ۱۹ــ۵ توجه کنید، TR_1 دارای آرایش کلکتور مشترک و TR_2 دارای آرایش امیتر مشترک است، وجود این دو نوع آرایش برای دو نیم‌سیکل مثبت و منفی عدم تقارن ایجاد می‌کند.



شکل ۱۹ــ۵ــ دو ترانزیستور آرایش‌های متفاوت دارند.

۷ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول با ترانزیستورهای مکمل (Complementary)

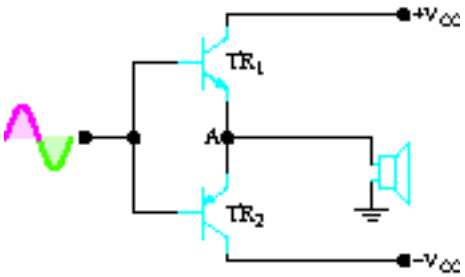
همان‌طور که گفتیم، در طبقهٔ «پوش‌پول» هر ترانزیستور در نیم‌تناوب هدایت می‌کند. در این تقویت‌کننده، ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 در دو آرایش مختلف با مشخّصات کاملاً متفاوت عمل می‌کنند. برای آن‌که سیگنال خروجی کاملاً متقارن باشد، به تنظیم دقیق احتیاج دارد. در ابتدا ترانزیستورها را فقط از نوع PNP می‌ساختند، به همین دلیل، همهٔ طراحی‌های اولیه بر این اساس صورت گرفته است. ساخت ترانزیستورهای NPN این امکان را به‌وجود آورد که مدار با استفاده از دو ترانزیستور PNP و NPN که مشخّصات کاملاً یکسانی داشته باشند امکان‌پذیر شود.

در تقویت‌کننده با ترانزیستورهای مکمّل، چون هر دو ترانزیستور به‌صورت کلکتور مشترک عمل می‌کنند، مشخّصات یکسانی دارند. لذا سیگنال خروجی کاملاً متقارن است. در این مدار به طبقهٔ جداکنندهٔ فاز هم نیازی نیست.

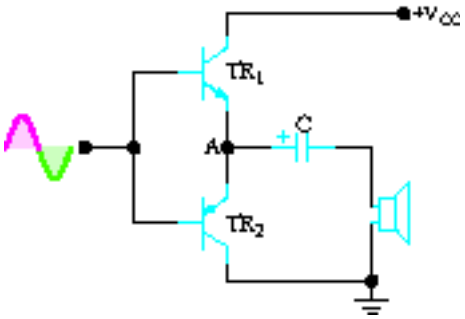
در شکل ۲۰ــ۵ یک تقویت‌کنندهٔ مکمّل با منبع تغذیهٔ متقارن و در شکل ۲۱ــ۵، همین مدار با منبع تغذیهٔ معمولی نشان داده شده است.

درصورتی 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 مانند مدار شکل ۲۰ــ۵ در کلاس B کار می‌کند.



شکل ۲۰ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ متقارن



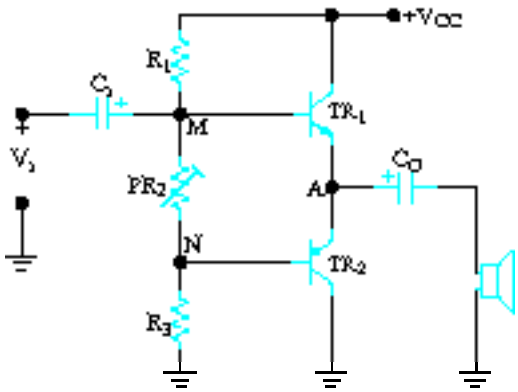
شکل ۲۱ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ ساده

چون در حالت عادی ولتاژ روی پایهٔ 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 با روش‌های مختلف می‌توانیم انجام دهیم.

۱ــ۷ــ۵ــ روش‌های قرار دادن ترانزیستورها در آستانهٔ هدایت (کلاس AB) : با روش‌های مختلف می‌توان بیس امیتر ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 را در آستانهٔ هدایت یعنی حدود ۰/۶ ولت بایاس کنیم.

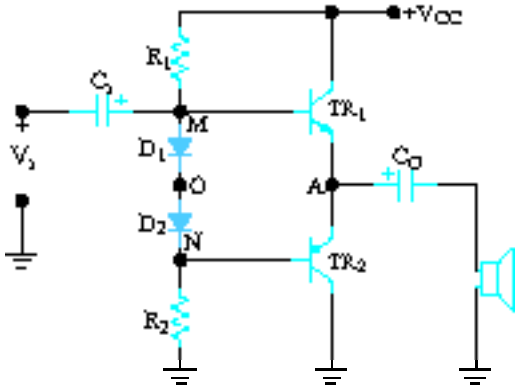
الف) استفاده از مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ :
در شکل ۲۲ــ۵ ولتاژ V_{CC} توسط مقاومت‌های R_1، P_{R2} و R_3 تقسیم می‌شود. با تنظیم P_{R2} می‌توان پتانسیل نقاط M تا N را در حدود ۱/۲ ولت تنظیم کنیم تا ترانزیستورها در آستانهٔ هدایت قرار گیرند.



شکل ۲۲ــ۵ــ تنظیم پتانسیل MN توسط P_{R2}

وجود مقاومت P_{R2} اِشکال مربوط به اعوجاج تقاطعی را که در کلاس B وجود دارد برطرف می‌کند. امّا عیب این مدار آن است که قدری از سیگنال ورودی نیز در دو سر مقاومت P_{R2} افت می‌کند و باعث می‌شود سیگنال کم‌تری به بیس ترانزیستور TR_2 برسد.

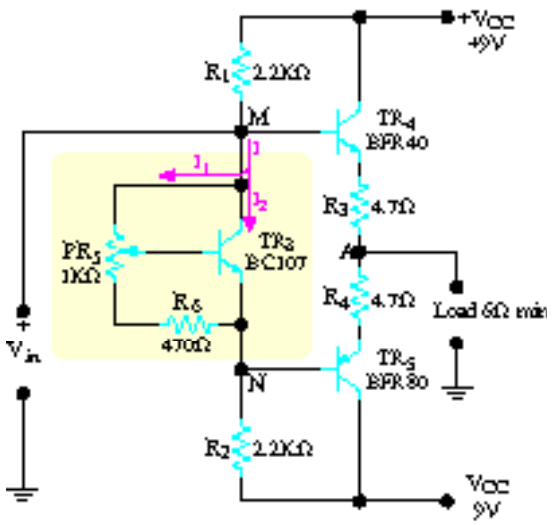
ب) استفاده از دیود : روش دیگر اصلاح مدار شکل ۲۲ــ۵ به‌کار بردن دو دیود سری بین بیس‌های دو ترانزیستور مطابق شکل ۲۳ــ۵ است. مقاومت‌های R_1 و R_2، دیودهای D_1 و D_2 را توسط منبع V_{CC} در بایاس موافق قرار می‌دهند. در دو سر هر دیود حدود ۰/۶ ولت افت ولتاژ وجود دارد. به این ترتیب پتانسیل نقاط MN در حدود ۱/۲ ولت تثبیت می‌شود.



شکل ۲۳ــ۵ــ تنظیم پتاسیل MN توسط دو دیود

سیگنال ورودی را به نقطهٔ N یا O نیز می‌توان اتصال داد. باید توجه داشت با اعمال سیگنال به نقطهٔ O، در نیم‌سیکل‌های مثبت و منفی خروجی، تقارن ایجاد می‌شود. در این روش عیب مربوط به مدار تقسیم‌کنندهٔ مقاومتی برطرف می‌شود، اما ممکن است افت ولتاژ دو سر دیودها به قدری زیاد شود که هر دو ترانزیستور را روشن کند. در این‌صورت، بازده مدار به شدّت کم می‌شود.

پ) استفاده از رگولاتور ولتاژ موازی : مناسب‌ترین روش تأمین ولتاژ بین بیس ترانزیستورها استفاده از یک ترانزیستور دیگر به‌عنوان رگولاتور ولتاژ است. در شکل ۲۴ــ۵ نمونهٔ چنین مداری را مشاهده می‌کنید. در این مدار، ترانزیستور TR_2 به‌صورت یک رگولاتور ولتاژ موازی عمل می‌کند و همواره اختلاف پتانسیل بین دو نقطهٔ M و N را مساوی ۱/۲ ولت ثابت نگه می‌دارد.



شکل ۲۴ــ۵ــ رگولاتور ولتاژ موازی برای قراردادن ترانزیستورهای مکمل در کلاس AB

برای هنرجویان علاقه‌مند: مدار رگولاتور به این ترتیب عمل می‌کند که اگر ابتدا به کمک پتانسیومتر P_{R5} ترانزیستور TR_3 را طوری بایاس کنیم که ولتاژ کلکتور امیتر آن برابر ۱/۲ ولت شود، پس از آن جریان I_1 همواره ثابت می‌ماند؛ زیرا به فرض آن‌که افزایش جریان I موجب افزایش مقدار I_1 گردد، چون جریان I_1 از مقاومت R_6 و قسمت پایینی پتانسیومتر R_5 می‌گذرد، افت ولتاژ دو سر این مقاومت‌ها افزایش می‌یابد. لذا V_{BE} ترانزیستور TR_3 زیادتر و ترانزیستور، هادی‌تر می‌شود؛ یعنی، مقاومت کلکتور امیتر آن کاهش می‌یابد و موجب افزایش I_2 (که جریان کلکتور TR_3 است) می‌شود.

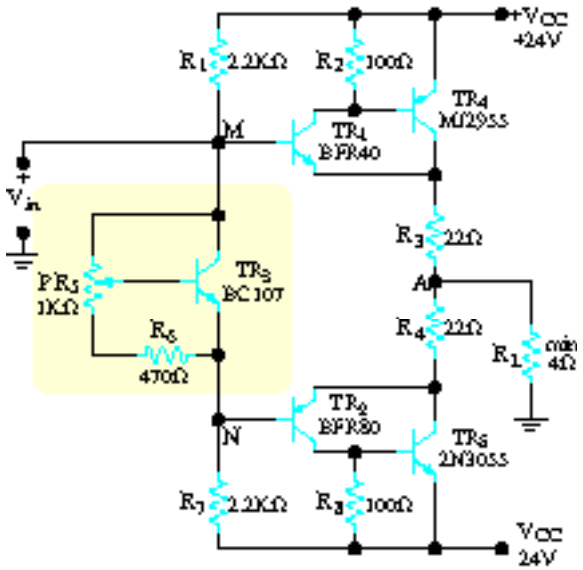
بنابراین افزایش I_2 کاهش مقدار I_1 را به‌دنبال دارد. زیرا

$$I_1 = I - I_2$$
$$\downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow$$
افزایش ثابت کاهش

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

۲ــ۷ــ۵ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت خروجی

: درصورتی که تقویت‌کننده‌ای با قدرت زیاد لازم باشد، می‌توانیم به‌جای هریک از ترانزیستورهای مکمّل از یک زوج دارلینگتون استفاده کنیم. در شکل ۲۵ــ۵



شکل ۲۵ــ۵ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت تقویت‌کننده

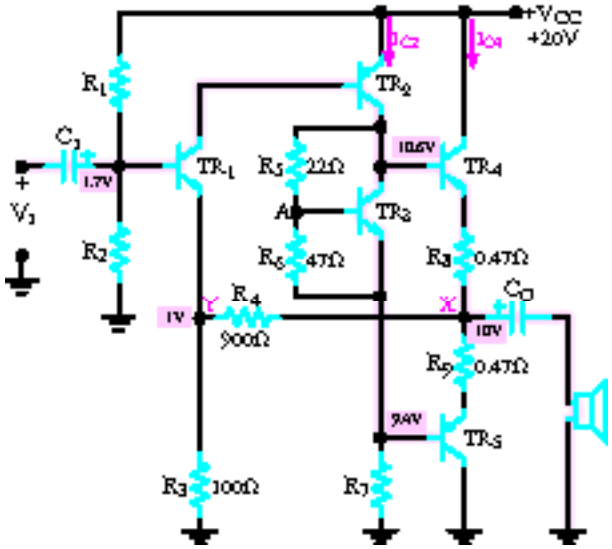
یک تقویت‌کننده با زوج دارلینگتون نشان داده شده است.

برتری این انتخاب در مقایسه با زوج دارلینگتون با ترانزیستورهای مشابه این است که در این مدار برای قرار گرفتن تقویت‌کننده در کلاس AB باید اختلاف پتانسیل بین دو نقطهٔ M و N مساوی $2V_{BE}$ یعنی حدود ۱/۲ ولت باشد؛ درحالی که اگر ترانزیستورها را مشابه انتخاب می‌کردیم، این ولتاژ به $4V_{BE}$ یعنی در حدود ۲/۴ ولت می‌رسید. افزایش V_{MN} از پایداری رگولاتور ولتاژ T_{R3} می‌کاهد.

۳ــ۷ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول مکمل با طبقهٔ راه‌انداز

: در شکل ۲۶ــ۵ مدار یک تقویت‌کنندهٔ کامپلی منتاری با طبقه راه‌انداز و فیدبک نشان داده شده است.

در این مدار، دو ترانزیستور TR_4 و TR_5 عمل تقویت توان



شکل ۲۶ــ۵ــ مدار یک تقویت‌کنندهٔ پوش پول با طبقهٔ راه‌انداز و فیدبک

خروجی را انجام می‌دهند. ترانزیستور TR_3 به‌عنوان رگولاتور، دو ترانزیستور TR_4 و TR_5 را در آستانهٔ هدایت بایاس می‌کند. ترانزیستور TR_3 ترانزیستور راه‌انداز است که موج ac را به طبقهٔ قدرت می‌دهد. ترانزیستور TR_1 راه‌انداز اوّلیه یا تقویت‌کنندهٔ ولتاژ اولیه است. مسیر عبور موج ac توسط خط زمینهٔ پر روی شکل نشان داده شده است. مقدار جریانی که باید از TR_4 بگذرد، از طریق قدرت خروجی و مقاومت بار تعیین می‌شود، یعنی، TR_4 باید جریان مورد نیاز برای بیس TR_4 و TR_5 را که مساوی $\frac{I_{C4}}{\beta_4}$ است، تأمین کند. جریان بیس TR_4 نیز به‌طور مشابه از کلکتور

TR_1 تأمین می‌شود.

در شکل ۲۶ــ۵ ولتاژ تغذیه ۲۰ ولت درنظر گرفته شده است. ولتاژ DC خروجی در نقطهٔ (X) مساوی $\frac{V_{CC}}{2}$ یعنی ۱۰ ولت است. مقاومت‌های R_3 و R_4 طوری درنظر گرفته شده‌اند که ولتاژ دو سر R_4 (ولتاژ امیتر ترانزیستور TR_1) مساوی ۱ ولت شود. ولتاژ امیتر TR_1 همان ولتاژ دو سر R_4 است که از تقسیم ولتاژ نقطهٔ $X(\frac{V_{CC}}{2})$ بین R_4 و R_3 به‌دست می‌آید.

$$V_{ETR1} = V_3 = \frac{V_x R_3}{R_3 + R_4} = \frac{10 \times 100}{900 + 100}$$
$$V_{ETR1} = 1V$$

در این تقسیم ولتاژ از جریان I_{E1} صرف‌نظر شده است. چون تمام ترانزیستورها از جنس سیلیکون درنظر گرفته شده‌اند. ولتاژ بیس ترانزیستور TR_1 به اندازهٔ ۰/۷ ولت از امیتر آن بیش‌تر و مساوی ۱/۷ ولت است.

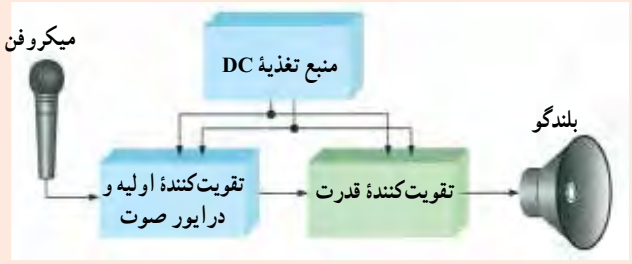
مقاومت‌های R_1 و R_2 تقسیم کنندهٔ ولتاژ منبع تغذیه هستند. بنابراین، ولتاژ بیس TR_1 که در حدود ۱/۷ ولت است با استفاده از مقاومت‌های R_1، R_2 و خط تغذیه تأمین می‌شود.

این ولتاژ مثبت در بیس TR_1 باعث تغذیهٔ آن می‌شود. به مجرد این‌که TR_1 هادی می‌شود، جریان را در بیس TR_2 جاری می‌کند و آن را فعال می‌سازد. با هادی شدن بیش‌تر TR_2 افت پتانسیل کلکتور امیتر در آن کاهش می‌یابد و بیس TR_4 را مثبت‌تر می‌کند. این افزایش ولتاژ هدایت بیش‌تر ترانزیستور TR_4 را به‌دنبال دارد و درنتیجه، ولتاژ امیتر آن و به تبع آن ولتاژ نقطهٔ X، افزایش می‌یابد. وقتی که ولتاژ نقطهٔ X به ۱۰ ولت (نصف ولتاژ منبع تغذیه) برسد، ولتاژ امیتر TR_1 (نقطهٔ Y) به حدود یک ولت می‌رسد. این باعث می‌شود که در ترانزیستور TR_1 بین بیس و امیتر ۰/۷ ولت افت پتانسیل، به‌وجود آید. اگر پتانسیل نقطهٔ X به بیش از ده ولت افزایش یابد، امیتر TR_1 مثبت‌تر می‌شود؛ و بایاس مستقیم TR_1 را کم می‌کند و از هدایت آن می‌کاهد. یعنی، ولتاژ نقطهٔ X هیچ‌گاه از ده ولت $(\frac{1}{2}V_{CC})$ بیش‌تر نمی‌شود که همان مقدار دلخواه است.

۴ــ۷ــ۵ــ پایداری حرارتی: در شکل ۲۶ــ۵ به‌آسانی درمی‌یابیم که این مدار به علت استفاده از دو مقاومت R_3 و R_4 (به‌عنوان فیدبک) در مقابل تغییرات درجه حرارت پایدار است. با وجود جریان‌های نشتی یا مقادیر مختلف β برای ترانزیستورهای مختلف، به‌دلیل وجود این فیدبک جریان‌های نقطهٔ کار پایدار می‌شوند. بنابراین، ولتاژ نقطهٔ X در ده ولت ثابت باقی می‌ماند.

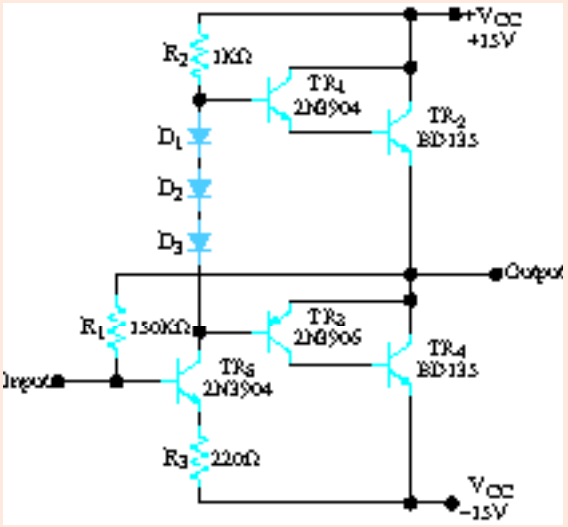
برای هنرجویان علاقه‌مند

۵ــ۷ــ۵ــ مدار کاربردی تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول با مدار راه‌انداز: در شکل ۲۷ــ۵ بلوک دیاگرام یک نمونه تقویت‌کنندهٔ اولیهٔ صوتی (Audio Pre Amplifier) و تقویت‌کنندهٔ قدرت (Power Amplifier=PA) را مشاهده می‌کنید.



شکل ۲۷ــ۵ــ بلوک دیاگرام یک آمپلی فایرصوتی

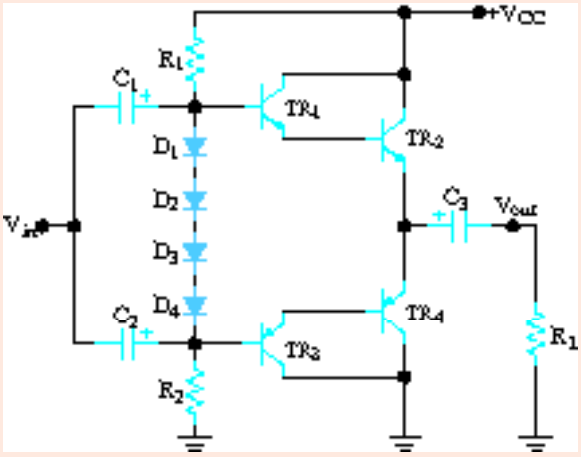
در شکل ۲۸ــ۵ یک نمونه نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ قدرت به‌صورت پوش‌پول مکمل (کامپلی منتاری) همراه با تقویت‌کنندهٔ درایور رسم شده است.



شکل ۲۸ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت همراه با تقویت‌کنندهٔ درایور

تقویت‌کنندهٔ قدرت به‌صورت زوج دارلینگتون و در کلاس AB بایاس شده است و جریان کافی را برای بلندگوی ۸ اهمی تأمین می‌کند. سیگنالی که از تقویت‌کنندهٔ اولیه دریافت می‌شود باید به‌صورت کوپلاژ خازنی به طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ درایور (TR_5) داده شود. ترانزیستور TR_5 علاوه بر تقویت سیگنال در حد مورد نیاز برای طبقات بعدی، مانع بارگذاری روی طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ اولیه (قبلی) می‌شود و بهرهٔ مدار را افزایش می‌دهد. بایاس بیس TR_5 از طریق R_1 و از ولتاژ خروجی که در حالت سکون (بدون اعمال سیگنال متناوب) صفر ولت است، تأمین می‌شود. سیگنال ac خروجی نیز از طریق R_1 به بیس TR_5 فیدبک داده می‌شود. این سیگنال، با سیگنال ورودی که به بیس TR_5 داده می‌شود در فاز مخالف است و فیدبک منفی ac ایجاد می‌کند و سبب پایداری بهرهٔ مدار می‌شود. در این مدار به این دلیل از سه دیود استفاده شده است که باید دیودهای بیس امیتر ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 و TR_3 را در آستانهٔ هدایت قرار دهد، زیرا ولتاژ مورد نیاز این سه ترانزیستور در حدود $3 \times 0/6 = 1/8\ V$ است.

تمرین کلاسی : به چه دلیل درمدار شکل ۲۹ــ۵ از ۴دیود استفاده شده است؟ با ذکر دلیل توضیح دهید.



شکل ۲۹ــ۵ــ مدار پوش پول با زوج دارلینگتون

۸ــ۵ــ 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 کنیم. در دماهای خیلی زیاد حتی اگر ترانزیستور خراب هم نشود، عمر آن به علّت تغییرات گرمایی کاهش می‌یابد.

هدف از کاربرد رادیاتور، انتقال گرما از ترانزیستور به سطح بزرگ‌تری است که بتواند گرما را به محیط اطراف دفع کند. برای قدرت‌های زیاد، چنان‌چه از نظر فضا محدودیتی باشد، در صورت نیاز می‌توانیم از کوران هوا یا مایع استفاده کنیم.

هم‌چنین در بسیاری از موارد از جابه‌جایی معمولی هوا استفاده می‌شود. در شکل ۳۰ــ۵ یک نمونه ترانزیستور قدرت را با رادیاتور مشاهده می‌کنید.

شکل ۳۰ــ۵ــ ترانزیستور قدرت با رادیاتور

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 ناحیهٔ حداکثر توان کار کند.

باید توجه داشت که از دو نوع ترانزیستورهای دوقطبی یعنی ژرمانیم و سیلیکون ترانزیستورهای سیلیکون در مقابل دماهای بالا تحمل بیش‌تری دارند؛ حداکثر دمای پیوند این دسته از ترانزیستورهای قدرت به شرح زیر است.

الف) برای سیلیکون ۱۵۰°C تا ۲۰۰°C

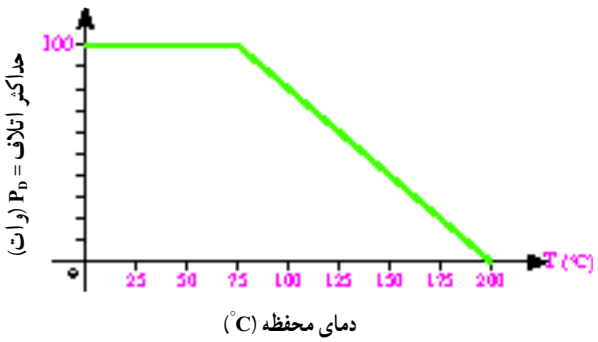
ب) برای ژرمانیم ۱۰۰°C تا ۱۱۰°C

در بسیاری از کاربردها، توان متوسط تلف شده می‌تواند با رابطهٔ زیر بیان شود.

$$P_D = V_{CE} I_C$$

استفاده از این توان تا وقتی که دمای ترانزیستور به حداکثر مجاز نرسد، امکان‌پذیر است. هرگاه دما به حداکثر رسید، باید حداکثر توان کاهش یابد. به‌طوری که وقتی دمای محفظهٔ ترانزیستور به حداکثر دمای مجاز می‌رسد، توان تلف شده در ترانزیستور به صفر کاهش می‌یابد.

شکل ۳۱ــ۵ نمونه‌ای از منحنی تلفات توان ــ دما را برای ترانزیستور سیلیکونی نشان می‌دهد. این منحنی مشخص می‌کند که تولیدکننده همواره دمای بالایی را پس از نزول منحنی برای رسیدن توان به صفر درنظر می‌گیرد. برای سیلیکون، این دما ۲۰۰ درجه است که در آن تلفات توان به صفر وات تنزل کرده است.



شکل ۳۱ــ۵ــ منحنی اتلاف توان برای ترانزیستورهای سیلیکون

هرچه توانی که ترانزیستور باید تحمل کند بیش‌تر باشد، دمای بدنهٔ آن بیش‌تر افزایش می‌یابد. درواقع، 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 به‌شدت محدود می‌سازد. در عوض، اگر قطعه روی نوعی خنک‌کننده نصب شود ظرفیت تلفات توان در آن بالا می‌رود و به مقدار حداکثر آن که به‌وسیلهٔ تولیدکننده مشخص شده است، نزدیک‌تر می‌شود.

هرگاه خنک‌کننده برای خنک کردن ترانزیستور به‌کار رود، به‌علت وجود سطح تماس بیش‌تر با هوا، گرما به خارج هدایت می‌شود و دمای محفظهٔ 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 با محیط هم‌دما خواهد ماند. در این حالت دمای پیوند، بالاتر از محفظه است. از این‌رو، همواره باید حداکثر توان مورد توجه باشد. حتی یک خنک‌کنندهٔ بسیار خوب هم نمی‌تواند ترانزیستور را با محیط هم‌دما کند. لذا هنگامی که ترانزیستور را در دمای بالا به‌کار می‌بریم، باید توان مجاز آن را کاهش دهیم.

آیا می‌دانید : برای دفع گرمای ایجاد شده در CPU کامپیوتر از یک هواکش کوچک (Fan) استفاده می‌کنند. این پنکه روی گرماگیر نصب می‌شود.

۱ــ۸ــ۵ــ مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطهٔ آن با توان تلف شده : انتخاب یک خنک‌کنندهٔ مناسب برای ترانزیستور قدرت به بحث مفصل‌تری نیاز دارد که از بحث ما خارج است امّا تشریح بیش‌تر مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور و رابطهٔ آن با توان تلف شده، می‌تواند مفهوم واضح‌تری را برای توانی که به‌وسیلهٔ دما محدود شده است، به ما بدهد. بحث زیر تا حدودی زمینه را برای رسیدن به این هدف فراهم می‌کند.

حرارت ایجاد شده در محل پیوند «کلکتور و بیس» برای انتقال به محیط اطراف ابتدا باید به بدنهٔ 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 را با θ_{JC} مشخص می‌کنند. واحد مقاومت حرارتی برحسب درجهٔ سانتی‌گراد بر وات (°C/W) است که کارخانهٔ سازندهٔ ترانزیستور آن را مشخص می‌کند. مقدار متعارف برای یک ترانزیستور قدرت سیلیکونی با محفظهٔ ۳ــ TO برابر با ۱/۵ °C/W است. متناسب با نوع

ترانزیستور، مقدار مقاومت حرارتی معمولاً بین ۱ تا ۵۰ °C/W تغییر می‌کند.

هنگام استفاده از رادیاتور، معمولاً ترانزیستور توسط یک واشر (طلق) و یک ماده از خمیر سیلیکونی از فلز رادیاتور عایق می‌شود. معمولاً واشر هم دارای مقاومت حرارتی است که با «θ_{CS}» مشخص می‌شود. θ_{CS} معرف مقاومت حرارتی از محفظه به رادیاتور است و چنان‌چه مقدار آن مشخص نشده باشد، می‌توان آن را با تقریب برابر با ۰/۵ °C/W انتخاب کرد.

هم‌چنین، مقاومت حرارتی دیگری از بدنه به هوای اطراف وجود دارد که آن را با θ_{SA} مشخص می‌کنند. مقدار θ_{SA} بستگی به عواملی مانند اندازه و شکل رادیاتور دارد. معمولاً کارخانه‌های سازندهٔ رادیاتور، مقاومت حرارتی محصولات خود را مشخص می‌کنند. شکل ۳۲ــ۵ ترانزیستور قدرت با بدنهٔ فلزی، رادیاتور و نحوهٔ اتصال آن به رادیاتور را نشان می‌دهد.

شکل ۳۲ــ۵ــ ترانزیستورهای قدرت که به رادیاتور اتصال دارند.

پیوند به بدنه	JC = Junction to Case
بدنه به سطح رادیاتور	CS = Case to Surface
سطح رادیاتور به محیط	SA = Surface to ambient

قبل از انتخاب رادیاتور باید مقدار مقاومت حرارتی مورد نیاز را داشته باشیم. معمولاً رادیاتورهایی که سطح بزرگ‌تری دارند دارای مقاومت حرارتی کم‌تری هستند. استفاده از رادیاتور با سطح بزرگ، حرارت نیمه‌هادی را برای یک ترانزیستور با توان مشخص به مقدار کم‌تری افزایش می‌دهد. معادلهٔ زیر رابطهٔ توان تلف شده را با دمای محل پیوند نیمه‌هادی‌ها، درجهٔ حرارت محیط و مقاومت حرارتی مشخص می‌کند.

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}}$$

در این رابطه :

- P_D : توان تلف شده برحسب وات است،
- T_J حداکثر دمای مجاز محل پیوند برحسب درجهٔ سانتی‌گراد می‌باشد؛
- T_A حداکثر درجهٔ حرارت محیط برحسب درجهٔ سانتی‌گراد است؛
- θ_{JC} : مقاومت حرارتی محل اتصال به محفظه است؛
- θ_{CS} مقاومت حرارتی محفظه به رادیاتور را مشخص می‌کند؛
- θ_{SA} مقاومت حرارتی رادیاتور به هوا را تعیین می‌کند.

سازندگان معمولاً به‌جای مشخص کردن درجهٔ حرارت مجاز محل اتصال (پیوند T_J)، درجهٔ حرارت مجاز بدنه را معرفی می‌کنند. در این حالت، نیازی به دانستن مقاومت حرارتی پیوند به محفظه نیست.

بنابراین، مقاومت حرارتی رادیاتور به‌وسیلهٔ معادلهٔ زیر مشخص می‌شود.

$$\theta_{SA} = \frac{T_C - T_A}{P_D} - \theta_{CS}$$

T_C درجهٔ حرارت مجاز محفظه (بدنه) است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در رابطهٔ بالا θ_{JC} حذف شده است. و به‌جای T_j، مقدار T_C آمده است. چنان‌چه ترانزیستور بدون هیچ نوع عایقی مستقیماً روی فلز رادیاتور نصب شده باشد، می‌توانیم θ_{CS} را حذف کنیم. برای کسب اطمینان بیش‌تر توصیه می‌شود از جریان طبیعی هوا (کوران هوا) نیز برای رادیاتور استفاده کنیم. برای این منظور، معمولاً رادیاتور را در قسمت خارجی جعبه قرار می‌دهند؛ به‌طوری که همیشه در معرض هوای محیط باشد.

مثال ۱ــ۵ : 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؟

پاسخ : با استفاده از معادلهٔ زیر مقدار θ_{SA} را برحسب سایر کمیت‌ها به‌دست می‌آوریم.

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

مقادیر را جای‌گزین می‌کنیم.

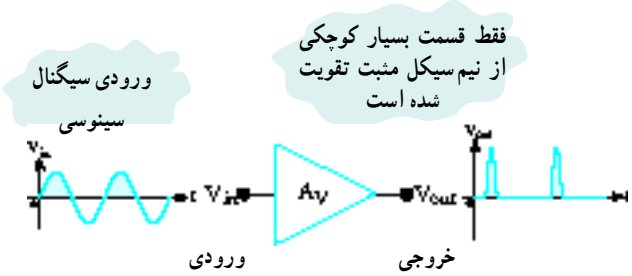
$$\theta_{SA} = \frac{۱۲۵ - ۵۰}{۱۵} - ۱/۵ - ۰/۵ = ۵ - ۱/۵ - ۰/۵$$
$$= ۳^{\circ}\,C/W$$

برای ترانزیستور بالا از هر رادیاتوری با مقاومت گرمایی $۳^{\circ}C/W$ یا کم‌تر می‌توان استفاده کرد. انتخاب نهایی به قیمت و حجم بستگی دارد.

۹ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس C

در یک تقویت‌کنندهٔ کلاس C، ترانزیستور در کم‌تر از نیم‌تناوب هدایت می‌کند. در این کلاس تلفات ترانزیستور از کلاس B کم‌تر و بازده مدار از هر دو کلاس A و B بیش‌تر است.

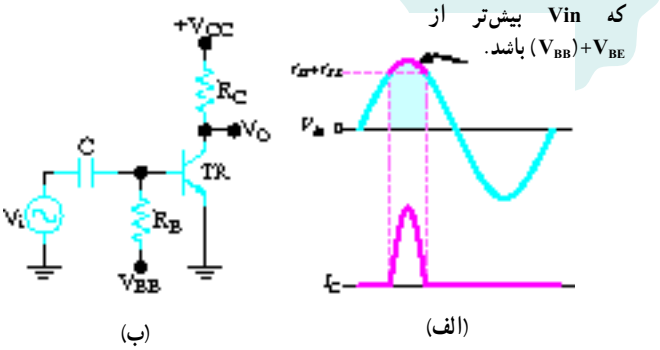
در شکل ۳۳ــ۵ عمل‌کرد کلی تقویت‌کنندهٔ کلاس C به‌صورت بلوکی نشان داده شده است.



شکل ۳۳ــ۵ــ شکل موج ورودی و خروجی در تقویت‌کنندهٔ کلاس C

در شکل ۳۴ــ۵ مدار یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس C با آرایش امیتر مشترک و بار اهمی (R_C) رسم شده است.

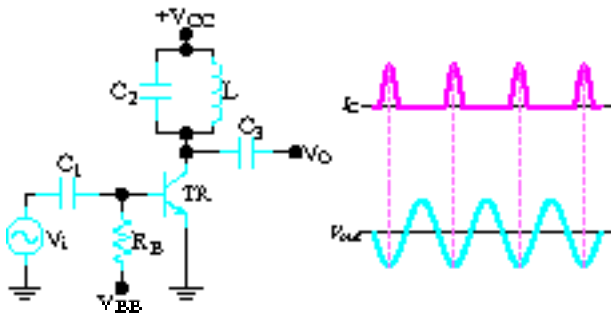
بیس ترانزیستور توسط ولتاژ (V_{BB}) در بایاس مخالف قرار گرفته است. لازم است دامنهٔ پیک سیگنال ac ورودی اندکی بیش‌تر از $|V_{BB}| + V_{BE}$ باشد تا بتواند پتانسیل بایاس مخالف دیود بیس امیتر را خنثی کند و ترانزیستور را هادی نماید. در شکل ۳۴ــ۵ ب موج ورودی و جریان کلکتور ترانزیستور در زمان هدایت، نشان داده شده است.



شکل ۳۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس C و موج ورودی و خروجی آن

از آنجایی که سیگنال کلکتور شبیه موج ورودی نیست، آمپلی‌فایر کلاس C با بار مقاومتی عملاً کاربردی ندارد. درصورتی که از مدار رزونانس LC موازی (مدار تانک) در کلکتور استفاده کنیم، نوعی مدار کاربردی به‌وجود می‌آید. در شکل ۳۵ــ۵ مدار یک تقویت‌کنندهٔ کلاس C با مدار تانک در کلکتور و شکل موج جریان کلکتور و ولتاژ خروجی نشان داده شده است.

فرکانس رزونانس مدار تانک از رابطهٔ $f_r = \frac{۱}{۲\pi\sqrt{LC_۲}}$ به‌دست می‌آید.

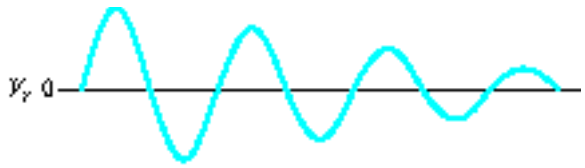


شکل ۳۵ــ۵ــ مدار تقویت‌کننده کلاس C با شکل موج I_C و V_{out}

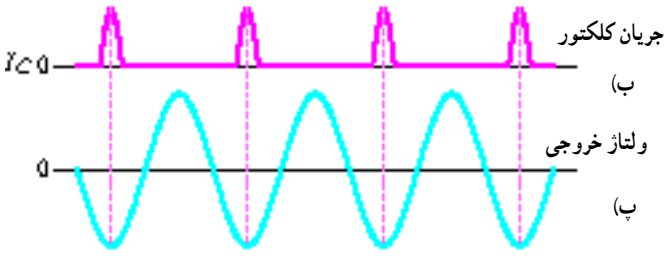
پالس‌های کوتاه جریان کلکتور در هر سیکل، سبب آغاز و ادامهٔ نوسان در مدار تانک می‌شود و موجی سینوسی را در کلکتور ترانزیستور به‌وجود می‌آورد. چون مدار تانک امپدانس بسیار بالایی در نزدیک فرکانس رزونانس دارد، لذا بهرهٔ مدار فقط در این فرکانس خیلی زیاد است. چنان‌چه مدار تانک، روی دومین هارمونیک فرکانس ورودی تنظیم شود، در این‌صورت تقویت‌کنندهٔ کلاس C به‌عنوان مدار دو برابر کنندهٔ فرکانس عمل می‌کند. هم‌چنین

با تغییر فرکانس رزونانس می‌توان فرکانس هارمونیک‌های بالاتر را نیز دریافت نمود. شکل ۳۶ــ۵ موج ولتاژ خروجی مدار تانک، جریان کلکتور ترانزیستور و موج ولتاژ خروجی روی هارمونیک اصلی و هارمونیک دوم را نشان می‌دهد.

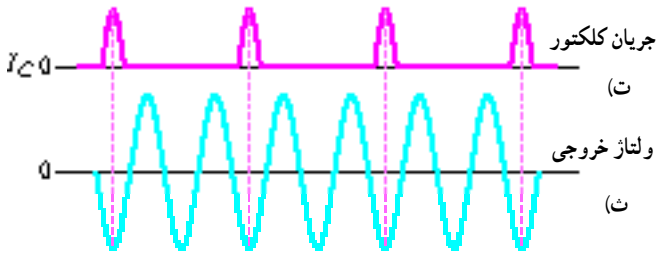
از تقویت‌کننده‌های کلاس C در مدارهای گیرنده و فرستندهٔ رادیویی نیز استفاده می‌شود.



الف) نوسان‌های میراشونده در مدار تانک



مدار تانک روی هارمونیک اصلی موج ورودی تنظیم شده است.



مدار تانک روی دومین هارمونیک تنظیم شده است.

شکل ۳۶ــ۵ــ هارمونیک‌های جریان I_c

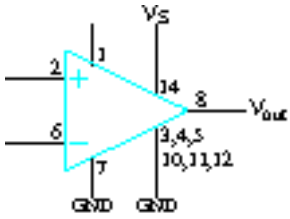
۱۰ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس D

در تقویت‌کنندهٔ کلاس D ترانزیستور در حالت قطع و اشباع و به‌صورت یک سوئیچ عمل می‌کند. در این حالت در زمان قطع و اشباع ترانزیستور، تقریباً تلفات توان وجود ندارد. به عبارت دیگر میزان تلفات توان در مقایسه با تقویت‌کنندهٔ کلاس AB بسیار ناچیز است. از آن‌جا که در دستگاه‌هایی مانند تلفن همراه موضوع تلفات توان و تمام‌شدن انرژی باتری بسیار اهمیت دارد. از تقویت‌کنندهٔ کلاس D در قسمت تقویت‌کننده‌های خروجی این نوع دستگاه‌ها استفاده می‌کنند. به این ترتیب که با استفاده از یک IC اضافی، تقویت‌کنندهٔ کلاس AB را در کلاس D بایاس می‌کنند. در این روش از تبدیل سیگنال دیجیتال به آنالوگ استفاده می‌شود.

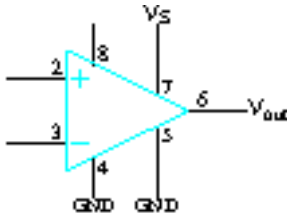
۱۱ــ۵ــ تقویت‌کننده‌های قدرت در یک تراشه (مدار مجتمع)

در تقویت‌کننده‌های قدرت، برای تولید قدرت خروجی بیش‌تر معمولاً آن‌ها را به‌صورت عناصر مجزا می‌سازند. تقویت‌کنندهٔ مکمل متقارن که قبلاً دربارهٔ آن توضیح داده‌ایم، نمونه‌ای از این انواع است. در سال‌های اخیر تعداد متنوعی از تقویت‌کننده‌های قدرت که توانایی تحویل تا چند وات را به مقاومت‌های بار کوچک (مانند بلندگو) دارند به‌صورت تراشه ساخته شده‌اند.

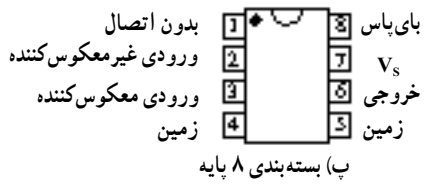
یکی از این تراشه‌ها LM۳۸۰ است که شکل ظاهری و نمادی آن را در شکل ۳۷ــ۵ مشاهده می‌کنید. LM۳۸۰ در بسته‌بندی‌های ۱۴ و ۸ پایه وجود دارد. در بسته‌بندی در نوع ۱۴ پایه، تعدادی از پایه‌ها به زمین وصل شده‌اند و نقش رادیاتور را به عهده دارند.



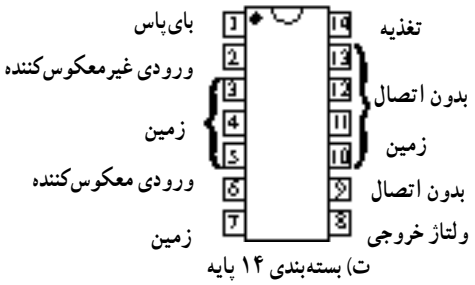
ب) نمودار ۱۴ پایه



الف) نمودار ۸ پایه



پ) بسته‌بندی ۸ پایه

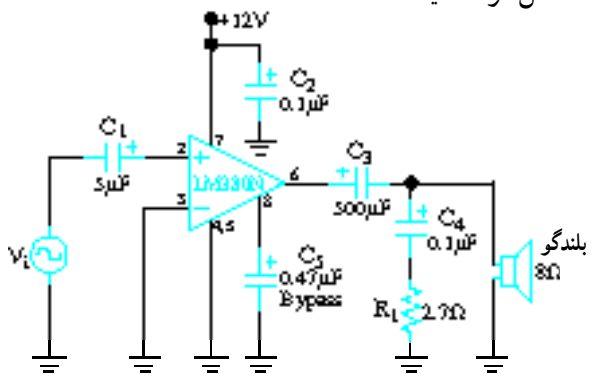


ت) بسته‌بندی ۱۴ پایه

شکل ۳۷ــ۵ــ شکل ظاهری و نماد فنی آی‌سی

بهرهٔ ولتاژ این تقویت‌کننده در برگهٔ اطلاعات آن مساوی ۵۰ ثبت شده است. LM۳۸۰ می‌تواند با منبع تغذیه از ۸ تا ۲۲ ولت کار کند. البته مانند مدارهای با عناصر مجزا، مقادیر توان خروجی بیش‌تر با استفاده از منبع تغذیهٔ بزرگ‌تر امکان‌پذیر است. همانند تقویت‌کنندهٔ متقارن مکمل، ولتاژ DC نقطهٔ کار برابر $\frac{۱}{۲}V_{CC}$ است. مقاومت بین پایه‌های ورودی ۵۰ کیلو اهم است، لذا می‌توان سیگنال ورودی را با کوپلاژ ac یا dc به ورودی اتصال داد. در هر صورت، باید ورودی استفاده نشده (معکوس‌کننده یا غیرمعکوس‌کننده) را به زمین متصل کرد. نمونه‌ای از مدار تقویت‌کنندهٔ قدرت صوتی در شکل ۳۸ــ۵ نشان داده شده است. سیگنال ورودی توسط خازن $C_۱$ به ورودی غیرمعکوس‌کننده می‌رسد. خازن $C_۲$ منبع تغذیه را از نظر AC با زمین هم‌پتانسیل کرده است.

خازن $C_۴$ و مقاومت $R_۱$ که به دو سر بلندگو متصل شده‌اند، تمایل ایجاد نوسان در مدار را به حداقل می‌رسانند. در صورت بروز ناپایداری می‌توانید پایهٔ ۸ را با یک خازن ۰/۴۷μF به زمین اتصال کوتاه کنید.

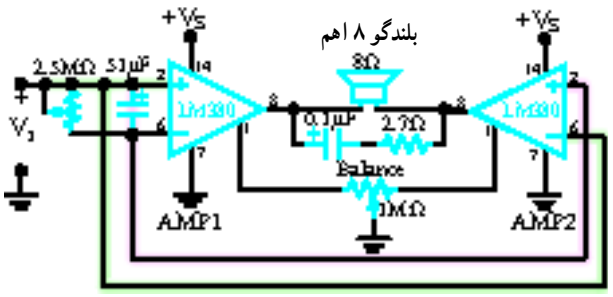


شکل ۳۸ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت کامل صوتی با یک تراشه

یک نوع دیگر آی‌سی LM۳۸۰N، با شمارهٔ LM۳۸۴N ساخته شده است. این آی‌سی قادر است توان ۵W به خروجی تحویل دهد. اتصال پایه‌ها و نماد آن مانند آی‌سی LM۳۸۴N است. آی‌سی LM۳۸۴N می‌تواند با ولتاژ تغذیهٔ تا ۲۶ولت کار کند.

۱ــ۱۱ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پُل (Bridge Amplifier) :

نوعی تقویت‌کنندهٔ قدرت یک تراشه‌ای، ساخته شده است که آن را پُل می‌نامند. در شکل ۳۹ــ۵ مدار تراشهٔ پل را می‌بینید.



شکل ۳۹ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پل

در این تراشه دو عدد آی‌سی LM۳۸۰ به‌صورت پل به یک‌دیگر متصل شده‌اند. سیگنال ورودی به پایهٔ غیرمعکوس کننده تقویت‌کنندهٔ شمارهٔ ۱ و به ورودی معکوس‌کنندهٔ تقویت‌کنندهٔ شمارهٔ ۲ متصل شده است. بنابراین، خروجی دو تقویت‌کننده با یک دیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند. بدین جهت، چنان‌چه خروجی تقویت‌کنندهٔ ۱ به سمت ولتاژ مثبت میل کند، خروجی تقویت‌کنندهٔ ۲ به سمت ولتاژ منفی میل خواهد کرد. این شرایط باعث می‌شود که ولتاژ ماکزیمم دو سر بلندگو دو برابر حالتی باشد که از یک تقویت‌کننده استفاده می‌شود؛ به این ترتیب توان تحویل داده شده به بلندگو افزایش می‌یابد.

هنگام استفاده از تقویت‌کنندهٔ پل باید دقت کنید که ولتاژ نقطهٔ کار خروجی دو تقویت‌کننده کاملاً مشابه هم باشد. با توجه به مشخصات تقویت‌کنندهٔ ولتاژ، نقطهٔ کار خروجی نباید بیش‌تر از $\pm ۱V$ $\frac{V_{CC}}{۲}$ اختلاف داشته باشد.

بنابراین ولتاژ DC دو سر سیم‌پیچ بلندگو در شرایطی که سیگنال ورودی وجود دارد می‌تواند تا ۲V افزایش یابد که این افزایش مطلوب نیست؛ بدین جهت پایه‌های شمارهٔ ۱ دو تقویت‌کننده را با یک مقاومت ۱ مگااهمی به یک‌دیگر وصل کرده‌اند. این مقاومت متغیر را متعادل‌کننده (Balance) می‌نامند. تعادل با صفرشدن ولتاژ DC در دو سر بلندگو حاصل می‌شود.

۲ــ۱۱ــ۵ــ تقویت‌کننده با بهرهٔ ولتاژ متغیر :

آی‌سی LM۳۸۶ نوعی تقویت‌کنندهٔ صوتی است که می‌تواند تا چندصد میلی‌وات توان را به خروجی تحویل دهد، این آی‌سی می‌تواند با ولتاژهای کم تا ۴V کار کند. در صفحه بعد تعدادی از مشخصات LM۳۸۶ داده شده است.

ـ توان خروجی ۳۲۵ـ۷۰۰mW

ـ بهرهٔ ولتاژ ۲۰ـ۲۰۰

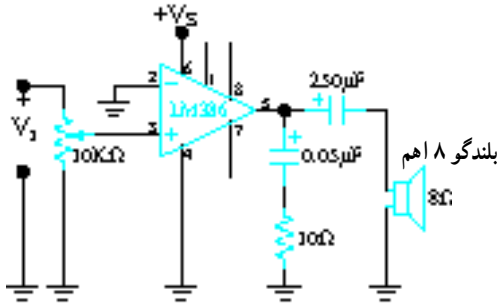
ـ ولتاژ تغذیه ۴ـ۱۲V

ـ مقاومت ورودی ۵۰kΩ

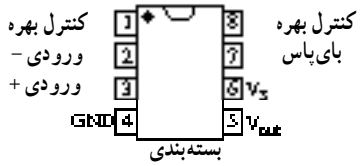
ـ پهنای باند ۳۰۰KHz

نقشهٔ یک مدار ساده با استفاده از LM۳۸۶ در شکل ۵ـ۴۰ نمایش داده شده است. آن چه شما باید انجام دهید، اضافه کردن یک کنترل کنندهٔ صوت به ورودی و یک بلندگو در خروجی است.

برای جلوگیری از نوسان، ممکن است لازم باشد تا یک مدار RC نیز به ورودی بلندگو اضافه کنید.

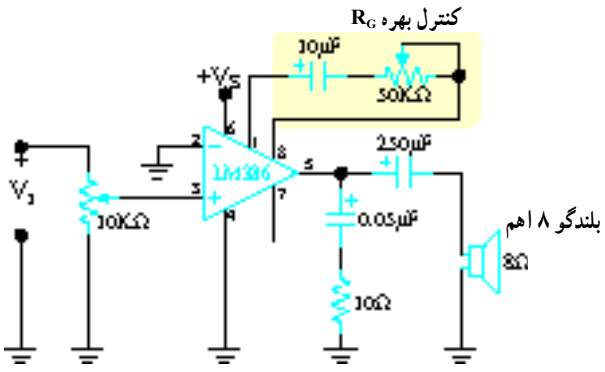


یک مدار بسیار ساده (بهره = ۲۰)



شکل ۵ـ۴۰ـ تقویت‌کنندهٔ صوتی با LM۳۸۶ و بسته‌بندی آن

با اضافه کردن یک مدار RC بین پایه‌های شمارهٔ ۱ و ۸ می‌توان بهره را افزایش داد. شکل ۵ـ۴۱ چگونگی تنظیم بهره را با استفاده از مقاومت متغیر R_G نشان می‌دهد. با تغییر این پتانسیومتر بهرهٔ ماکزیمم به ۲۰۰ می‌رسد.



شکل ۵ـ۴۱ـ تقویت‌کنندهٔ قدرت با بهرهٔ قابل تغییر

استفاده از تقویت‌کننده‌های تک‌تراشه‌ای مانند LM۳۸۰N یا LM۳۸۶، طراحی تقویت‌کنندهٔ توان تا چند وات را خیلی ساده می‌کند. از این گونه تقویت‌کننده‌ها در دستگاه‌های رادیو، ضبط و پخش صوت و تقویت‌کننده‌های صوتی معمولی می‌توان استفاده کرد.

کمی فکر کنید : چنان‌چه دانش فنی مربوط به تولید هر نوع قطعه یا دستگاهی را داشته باشیم می‌توانیم به خودکفایی برسیم. چگونه به دانش فنی دست پیدا کنیم؟ با دوستان خود بحث کنید و نتایج را به کلاس ارائه دهید.

۱۲ـ۵ـ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ـ۱۲ـ۵ـ در مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور، هر ترانزیستور در نیم‌سیکل از سیگنال ورودی هدایت می‌کند.

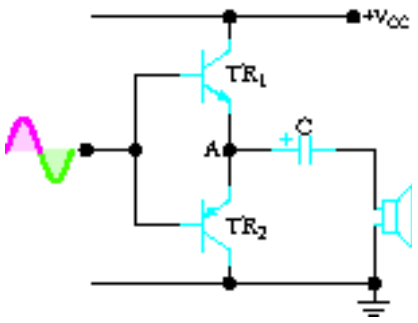
☐ صحیح ☐ غلط

۲ـ۱۲ـ۵ـ مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور به دو سیگنال با دامنهٔ مساوی و هم‌فاز نیاز دارد.

☐ صحیح ☐ غلط

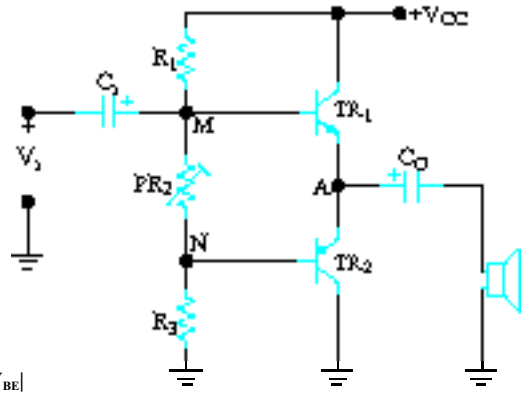
کامل‌کردنی

۳ـ۱۲ـ۵ـ در مدار شکل ۵ـ۴۲ ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 دارای آرایش ..... و کلاس کار آن‌ها ..... است. پتانسیل نقطهٔ A در حالت سکون برابر با ..... است.



شکل ۵ـ۴۲

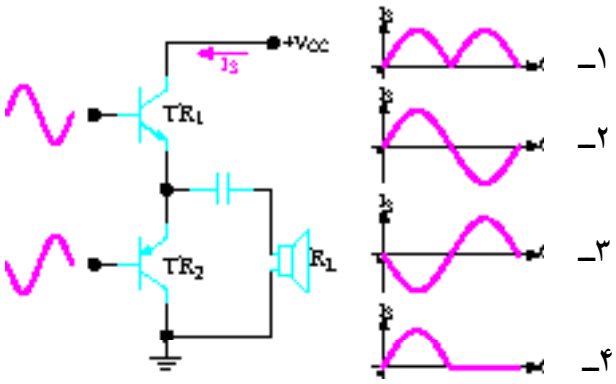
۴ـ۱۲ـ۵ـ نقش مقاومت P_{R2} در مدار شکل ۵ـ۴۳ تنظیم پتانسیل MN برابر ..... ولت است تا ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 در کلاس ..... قرار گیرند.



شکل ۴۳ــ۵

چهارگزینه‌ای

۵ــ۱۲ــ۵ــ در مدار شکل ۴۴ــ۵ شکل جریان I_S کدام است؟



شکل ۴۴ــ۵

۶ــ۱۲ــ۵ــ بازده تقویت‌کننده در کدام کلاس بیش‌تر است؟

۱ــ A ۲ــ B ۳ــ AB ۴ــ C

تشریحی و محاسباتی

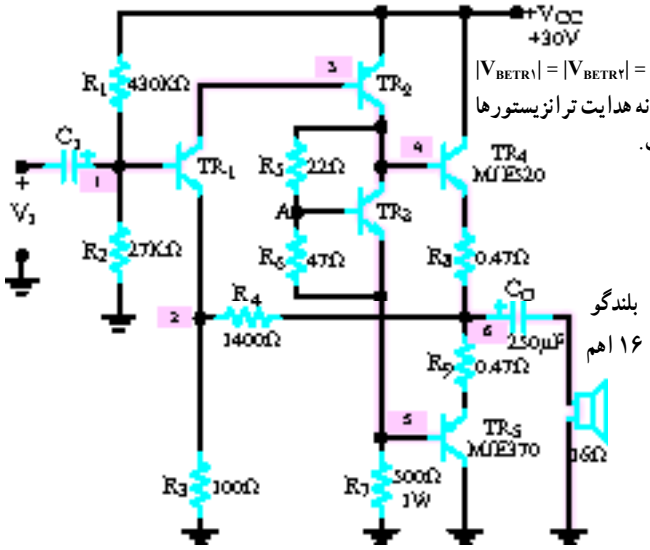
۷ــ۱۲ــ۵ــ در شکل ۴۵ــ۵ ترانزیستور $TR_۴$ چه عملی انجام می‌دهد؟ شرح دهید.

۸ــ۱۲ــ۵ــ در شکل ۴۵ــ۵ اگر در حالت DC هدایت ترانزیستور $TR_۴$ نسبت به $TR_۵$ افزایش یابد، چگونه از افزایش آن جلوگیری می‌کنند؟ شرح دهید.

۹ــ۱۲ــ۵ــ چگونه می‌توان بازده یک تقویت‌کننده را افزایش داد؟

۱۰ــ۱۲ــ۵ــ هنگام استفاده از تراشهٔ LM۳۸۶، به کدام مشخصات آن باید توجه کرد؟

۱۱ــ۱۲ــ۵ــ در شکل ۴۵ــ۵ اگر تمام ترانزیستورها از جنس سیلیسیم باشند، ولتاژ DC نقاط ۱ تا ۶ را که در داخل مستطیل نشان داده شده است را محاسبه کنید.



$|V_{BETR۱}| = |V_{BETR۲}| = ۰/۷V$

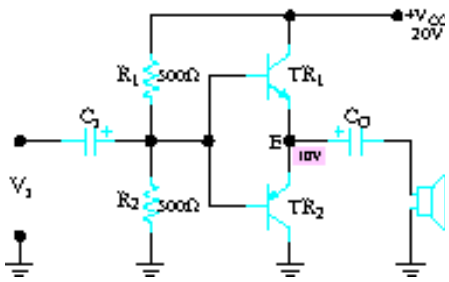
$|V_{BE}|$ در آستانه هدایت ترانزیستورها ۰/۶ ولت است.

شکل ۴۵ــ۵

۱۲ــ۱۲ــ۵ــ یک ترانزیستور قدرت سیلیسیومی به خنک‌کننده‌ای با مقاومت گرمایی (θ_{SA}= ۱/۵°C/W) متصل شده است. توان ترانزیستور در ۲۵ درجه برابر ۱۵۰W و θ_{JC}= ۰/۵°C/W و θ_{CS}= ۰/۶°C/W است. حداکثر توانی که این ترانزیستور می‌تواند تلف کند، چه‌قدر است؟ دمای محیط را ۴۰°C و حداکثر دمای محل پیوند (T_{Jmax}) را ۲۰۰°C در نظر بگیرید.

۱۳ــ۱۲ــ۵ــ عدد شایستگی را تعریف کنید.

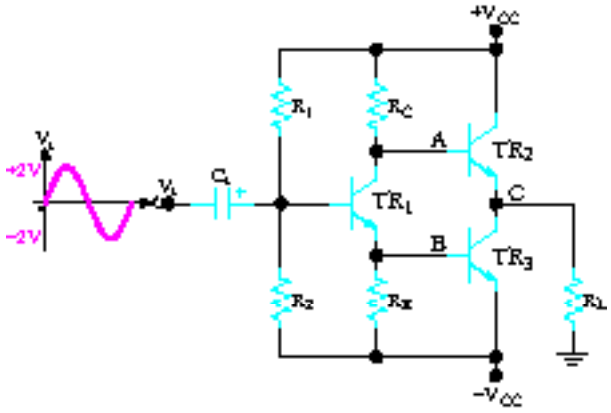
۱۴ــ۱۲ــ۵ــ در شکل ۴۶ــ۵ اگر ورودی یک سیگنال، سینوسی با دامنهٔ ۲ ولت باشد، سیگنال خروجی را رسم کنید و



شکل ۴۶ــ۵

دامنهٔ آن را تعیین کنید. $|V_{BE}| = ۰/۶V$

۱۵ــ۱۲ــ۵ــ در مدار شکل **۴۷ــ۵** با توجه به سیگنال ورودی، شکل موج ولتاژ نقاط A، B و C را با حفظ رابطهٔ زمانی در مقایسه با ورودی رسم کنید و مقدار تقریبی دامنهٔ هریک را مشخص کنید. ($R_C=R_E$ است و هنگام رسم شکل موج‌ها از مقادیر DC صرفنظر کنید.)



شکل ۴۷ــ۵

فصل ششم

تقویت کنندهٔ تفاضلی

(Differential Amplifier)

زمان اجرا : ۸ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی و تحلیل مدارهای سادهٔ تقویت کنندهٔ تفاضلی

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ نقشهٔ فنی تقویت کنندهٔ تفاضلی را رسم کند.
۲ــ مدار تقویت کنندهٔ تفاضلی را از نظر DC تحلیل کند.
۳ــ مدار منبع جریان و نقش آن را در تقویت کنندهٔ تفاضلی شرح دهد.
۴ــ تقویت کنندهٔ تفاضلی را از نظر ac تحلیل کند.
۵ــ ضریب حذف سیگنال مشترک (CMRR) را شرح دهد.
۶ ــ مسائل مربوط به تقویت کنندهٔ تفاضلی را حل کند.
۷ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

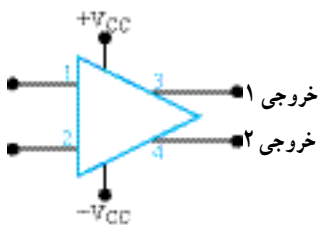
پیش گفتار

در تقویت کننده‌های معمولی مانند امیتر مشترک با انتخاب R_E نسبتاً بزرگ و بای پاس نمودن آن توسط خازن، می‌توان به ضریب تقویت کافی و پایداری حرارتی مناسب دست یافت. ولی به‌دلیل وجود خازن بای‌پاس، در این نوع تقویت‌کننده‌ها فرکانس‌های کم و سیگنال DC به درستی تقویت نمی‌شوند و ضریب تقویت کاهش می‌یابد.

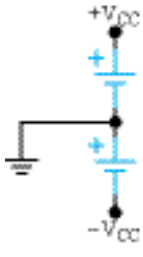
برای تقویت سیگنال‌های با فرکانس پایین و DC از تقویت‌کنندهٔ تفاضلی یا دیفرانسیلی(differential amp) استفاده می‌کنیم. یکی دیگر از مشکلات تقویت کننده‌هایی که تاکنون آن‌ها را بررسی کرده‌ایم این است که توانایی تفکیک سیگنال از نویز را ندارند و هر دو را به یک اندازه تقویت می‌کنند. در صورتی که تقویت کنندهٔ تفاضلی دارای قابلیت تفکیک سیگنال از نویز است و می‌تواند هر کدام را با ضریب تقویت متفاوتی به خروجی مدار منتقل کند. در این فصل ساختمان و کاربرد تقویت کنندهٔ تفاضلی تشریح خواهد شد.

۱ــ۶ــ نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی

در شکل ۱ــ۶ نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی نشان داده شده است. همان‌طور که می‌بینید، در این شکل دو ترمینال ورودی و دو ترمینال خروجی وجود دارد. به‌منظور استفاده از این تقویت‌کننده‌ها، ابتدا باید ارتباط این ترمینال‌ها را بدانیم تا بتوانیم تقویت‌کننده را به‌کار ببریم. به شکل ۱ــ۶ دقت کنید، در این شکل علاوه بر ترمینال‌های ورودی و خروجی، دو ترمینال دیگر نیز برای اتصال به خط تغذیهٔ متقارن وجود دارد. چگونگی ایجاد خط تغذیه متقارن در شکل ۲ــ۶ نشان داده شده است.



شکل ۱ــ۶ــ نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی



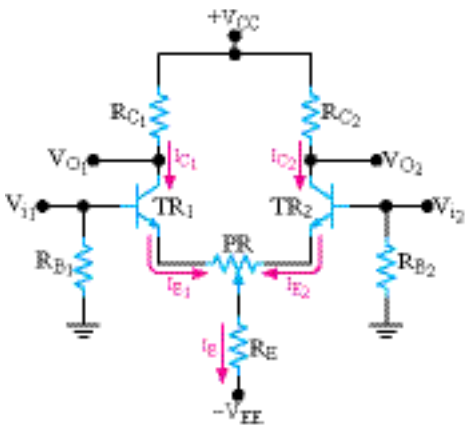
شکل ۲ــ۶ــ چگونگی ایجاد خط تغذیهٔ متقارن

ولتاژهای ورودی را می‌توان به یک یا هر دو ترمینال ورودی اعمال کرد. ولتاژ خروجی نیز در هر دو ترمینال خروجی ظاهر می‌شود. البته از نظر زاویهٔ فاز بین ترمینال‌های ورودی و خروجی پلاریتهٔ متفاوتی وجود دارد.

۲ــ۶ــ مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی

نقشهٔ سادهٔ یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی (diff-amp) در شکل ۳ــ۶ رسم شده است. این مدار دارای دو ورودی V_{i1} و V_{i2} و دو خروجی، V_{O1} و V_{O2} است. ورودی‌ها به‌طور جداگانه به بیس ترانزیستورها متصل می‌شوند. از سوی دیگر، چون امیترها به مقاومت مشترکی اتصال دارند، خروجی‌های V_{O1} و V_{O2} به‌وسیلهٔ یک یا هر دو سیگنال ورودی تحت تأثیر قرار می‌گیرند. خروجی‌ها، از کلکتور هر یک از ترانزیستورها قابل دریافت است. هم‌چنین دو منبع تغذیه برای مدار وجود دارد. ولتاژهای $+V_{CC}$ و $-V_{EE}$ به نقاط مورد نظر و سیم مشترک آن به‌زمین وصل شده است.

تحقیق کنید: با توجه به آموخته‌های خود آیا در صورت داشتن مفروضات و معلومات موردنیاز، می‌توانید مجهولات را در مورد مدار شکل ۳ــ۶ به‌دست آورید. نتیجه تحقیق خود را به کلاس ارائه دهید.



شکل ۳ــ۶ــ مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی

۳ــ۶ــ بررسی رفتار DC تقویت‌کنندهٔ تفاضلی

شکل ۳ــ۶ اساس مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی را نشان می‌دهد که اجزا و قطعات هر دو نیمه از نظر تعداد و مقدار با هم برابر است یعنی، $R_{C1} = R_{C2}$، $R_{B1} = R_{B2}$، $TR_1 = TR_2$ و مقاومت امیتر R_E نیز در TR_1 و TR_2 مشترک است.

با فرض تقارن کامل دو نیمه، در حالی‌که هیچ سیگنال متناوبی در ورودی وجود نداشته باشد می‌توانیم بنویسیم.

$$I_{E_1} = I_{E_2} = \frac{I_E}{2}$$

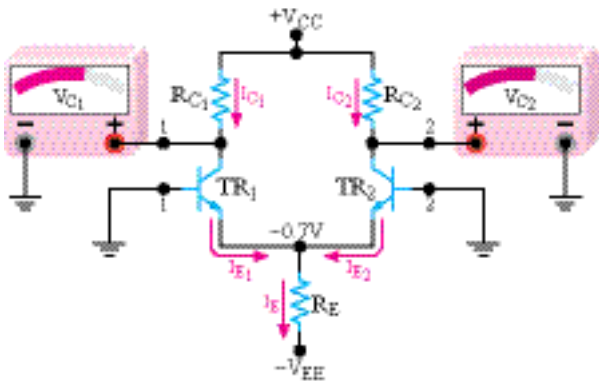
چون β ترانزیستورها خیلی زیاد است، می‌توان از جریان بایاس بیس ترانزیستورها صرف‌نظر کرد در این صورت داریم :

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2}$$

هم‌چنین با توجه به شرایط فرض شده می‌توانیم بنویسیم.

$$V_{C1}=V_{C2}= V_{CC} - R_{C1}I_{C1}=V_{CC} - R_{C2}I_{C2}$$

برای تجزیه و تحلیل بهتر مدار در حالت DC، ابتدا مطابق شکل ۴ــ۶ هر دو ورودی را زمین می‌کنیم. به‌عبارت دیگر ولتاژ بیس ترانزیستورها را صفر در نظر می‌گیریم ($V_B = 0$). در این حالت ولتاژ امیتر ترانزیستور دارای پتانسیلی برابر با ۰/۷- ولت است.

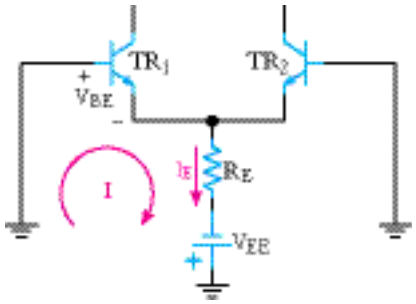


شکل ۴ــ۶ــ بیس ترانزیستورها زمین شده‌اند.

با فرض مشابه بودن هر دو نیمه، جریان امیتر هر دو ترانزیستور برابر است و از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.

$$I_{E_1} = I_{E_2} = \frac{I_E}{2}$$

با نوشتن معادلهٔ KVL در حلقهٔ نشان داده شده در شکل ۵ــ۶ می‌توانیم مقدار I_E را محاسبه کنیم.



شکل ۵ــ۶ــ معادلهٔ KVL در حلقهٔ I

$$+V_{BE} + R_E I_E - V_{EE} = 0$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

با توجه به شرایط مدار داریم :

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2}$$

مقدار ولتاژ کلکتور ترانزیستورها را محاسبه می‌کنیم.

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - R_{C1} I_{C1} = V_{CC} - R_{C2} I_{C2}$$

چنانچه مطابق شکل ۶ــ۶ به ورودی (۱) ولتاژ بایاس مثبتی بدهیم و ورودی (۲) را زمین کنیم، ولتاژ بایاس بیس T_{R1}، سبب افزایش هدایت T_{R1} می‌شود و I_{C1} را زیاد می‌کند، با زیاد شدن I_{C1} مقدار V_{C1} کاهش می‌یابد. در این حالت ولتاژ امیتر ترانزیستورها از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0/7$$

با اعمال ولتاژ $+V_{B1}$ فرآیند زیر اتفاق می‌افتد.

الف) با زیاد شدن V_{B1}، I_{B1} زیاد می‌شود.

ب) با زیاد شدن I_{B1}، I_{C1} و I_{E1} زیاد می‌شود.

پ) با زیاد شدن I_{E1}، مقدار V_E زیاد می‌شود.

ت) با زیاد شدن V_E مقدار ولتاژ بایاس بیس امیتر TR_2 (V_{BE2}) کم می‌شود.

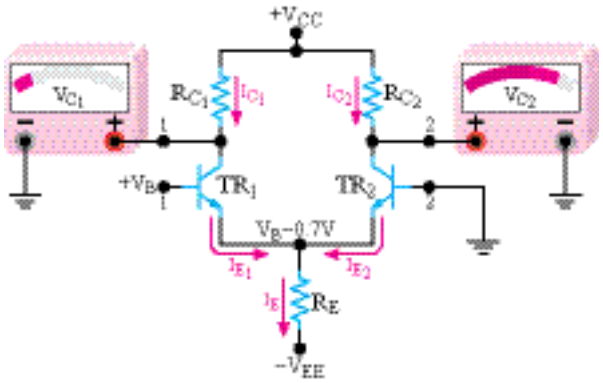
ث) با کم شدن V_{BE2} مقدار I_{B2} کاهش می‌یابد.

ج) با کاهش I_{B2}، I_{C2} کم می‌شود.

ج) کاهش I_{C2}، V_{C2} را افزایش می‌دهد.

پس نتیجه می‌گیریم با زیاد شدن V_{B1}، مقدار V_{C1} کم شده و V_{C2} زیاد می‌شود.

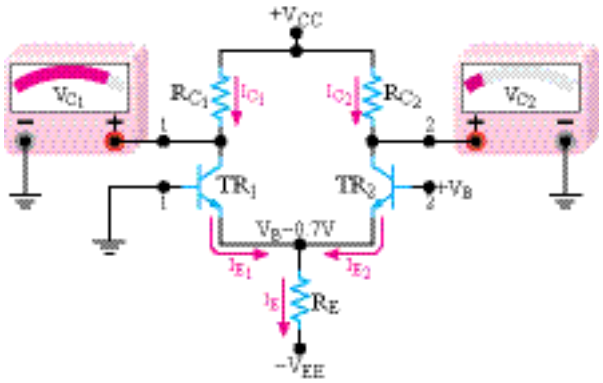
به عبارت دیگر بین خروجی‌های V_{C1} و V_{C2} اختلاف فازی برابر با ۱۸۰° وجود دارد.



شکل ۶ــ۶ــ تغییرات ولتاژ و جریان مدار در اثر اتصال ولتاژ به بیس TR_1

در صورتی که ورودی (۱) را مطابق شکل ۷ــ۶ زمین کنیم و به ورودی (۲) ولتاژ بایاس مثبتی اعمال نماییم. هدایت ترانزیستور TR_2 زیاد می‌شود و I_{C2} افزایش می‌یابد و در نهایت V_{C2} کم می‌شود.

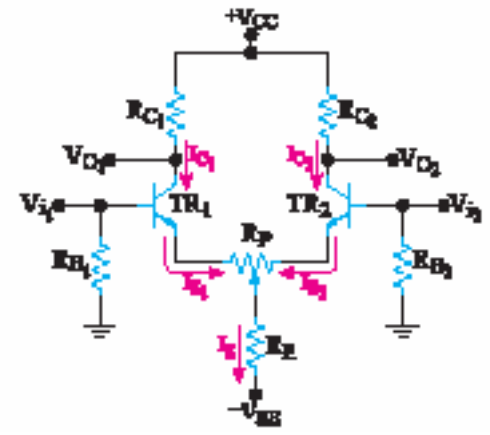
در این حالت وضعیت تغییرات ایجاد شده در مدار عکس تغییرات حالت قبل است.



شکل ۷ــ۶ــ تأثیر بایاس بیس TR_2 روی جریان و ولتاژ مدار

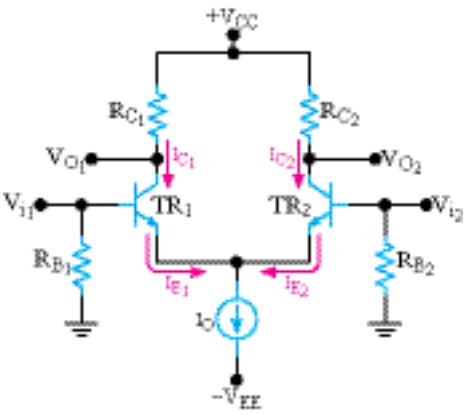
همان‌طوری که شکل ۷ــ۶ نشان می‌دهد، هدایت TR_2 سبب کاهش هدایت TR_1 می‌شود و I_{C1} را کاهش می‌دهد و

در نهایت V_{C1} افزایش می‌یابد. با فرض تقارن بین دو طبقه و مشابه بودن قطعات مدار، تغییرات I_{C1} و I_{C2} و V_{C1} و V_{C2} کاملاً هم اندازه خواهند بود. به دلیل اختلاف ذاتی موجود در hfe ترانزیستورها، عدم تقارن بین دو قسمت مدار به‌وجود می‌آید. می‌توان مانند شکل ۸ــ۶، پتانسیومتری را در مدار قرار داد و با تغییر R_P مدار را به حالت تعادل درآورد.



شکل ۸ــ۶ــ مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با پتانسیومتر متعادل کننده

در بعضی از مدارها به جای مقاومت R_E از یک منبع جریان طبق شکل ۹ــ۶ استفاده می‌شود.



شکل ۹ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با منبع جریان

در این حالت، مقدار $I_o = I_{E1} + I_{E2}$ و برابر با مقدار ثابتی است. به دلیل وجود منبع جریان I_o، در صورت افزایش I_{E1}، جریان I_{E2} کاهش و با کاهش I_{E1} جریان I_{E2} افزایش می‌یابد.

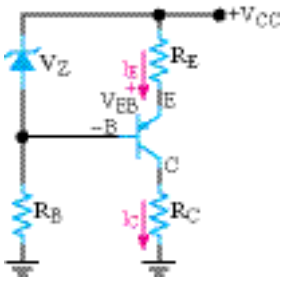
۴ــ۶ــ مدار منبع جریان

منبع جریان مداری است که در آن جریان خروجی به مقاومت بار بستگی ندارد و تحت شرایطی، جریان بار همواره ثابت است.

در شکل ۱۰ــ۶ مدار یک منبع جریان ساده ترانزیستوری نشان داده شده است. ولتاژ دو سر مقاومت R_E از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$V_{RE} = R_E I_E = V_Z - V_{EB}$$

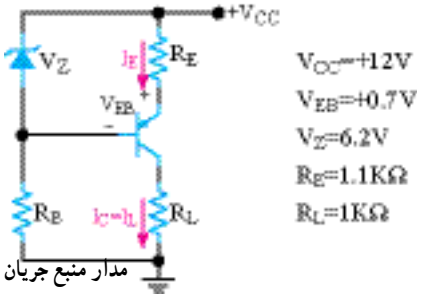
در این رابطه چون مقادیر R_E ، V_Z و V_{EB} تقریباً ثابت‌اند، I_E نیز در محدودهٔ معینی از R_L تقریباً ثابت باقی می‌ماند. از طرفی چون جریان کلکتور ترانزیستور تقریباً با جریان I_E برابر است، لذا I_C نیز ثابت می‌شود.



شکل ۱۰ــ۶ــ مدار منبع جریان ساده ترانزیستوری

مانند هر پدیدهٔ دیگر، منبع جریان محدودیت دارد، عناصر مدار و حدود ولتاژ ورودی، شرایط مدار را تعیین می‌کند. به‌عنوان مثال یک منبع جریان می‌تواند جریان را روی ۱۰ میلی‌آمپر ثابت نگهدارد، در صورتی که مقدار بار بین $R_{L1} = 100\Omega$ تا $R_{L2} = 1K\Omega$ باشد.

مثال ۱ــ۶ : جریان بار را در شکل ۱۱ــ۶ محاسبه کنید.



شکل ۱۱ــ۶

پاسخ :

محاسبهٔ I_E

$$V_Z = R_E I_E + V_{EB}$$

$$I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{۶/۲ - ۰/۷}{۱/۱}$$

$$I_E = \frac{۵/۵}{۱/۱} = ۵mA$$

محاسبهٔ I_L

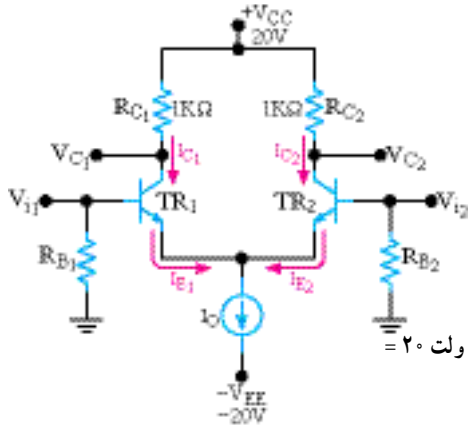
$$I_C \simeq I_E = ۵mA$$

$$I_L = ۵\ mA$$

تحقیق کنید: آیا در مجموعهٔ قطعات الکترونیکی موجود در بازار، یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی به‌صورت مدار مجتمع وجود دارد؟ با مراجعه به اینترنت، موضوع را بررسی و نتایج را به کلاس ارائه دهید.

کمی فکر کنید: تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با مقاومت R_E در مقایسه با منبع جریان چه تفاوتی دارد؟ کدام یک نسبت به دیگری برتری دارد؟ با دوستان خود بحث کنید و نتیجه را به کلاس ارائه دهید.

مثال ۲ــ۶ : در شکل ۱۲ــ۶ اگر جریان منبع جریان ۱۰mA باشد، به شرط تقارن دو نیمه VC_1 چه‌قدر است؟



شکل ۱۲ــ۶ــ تقویت کننده تفاضلی با منبع جریان

پاسخ :

محاسبهٔ I_E هر ترانزیستور

$$I_O = ۱۰mA$$

$$I_{E۱} + I_{E۲} = I_O = ۱۰mA$$

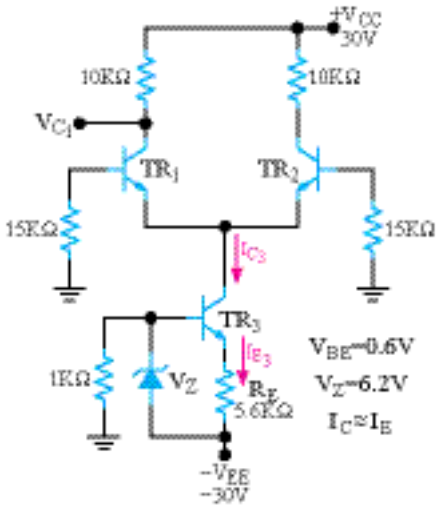
$$I_{E۱} = I_{E۲} = \frac{I_O}{۲} = ۵mA$$

محاسبهٔ V_C

$$V_{C۱} = V_{C۲} = V_{CC} - R_C I_C$$

$$V_{C۱} = V_{C۲} = ۲۰ - (۱)(۵) = ۱۵V$$

مثال ۳ــ۶ : در شکل ۱۳ــ۶ به شرط تقارن دو نیمه $V_{C۱}$ را محاسبهٔ کنید.



شکل ۱۳ــ۶ــ تقویت‌کننده تفاضلی با منبع جریان

پاسخ : محاسبهٔ جریان منبع جریان

$$I_{E۳} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_{E۳} = \frac{۶/۲ - ۰/۶}{۵/۶K} = ۱mA$$

$$I_{C۳} = I_{E۳} = ۱mA$$

محاسبه جریان کلکتورترانزیستورهای $TR_۱$ و $TR_۲$

$$I_{C۱} = I_{C۲} = \frac{I_{C۳}}{۲}$$

$$I_{C۱} = \frac{۱}{۲} = ۰/۵mA$$

محاسبهٔ V_{C1}

$V_{C1} = V_{CC} - R_{C1}I_{C1}$

ولت $V_{C1} = ۳۰ - (۱۰)(۰/۵) = ۲۵$

بحث کنید : آیا با استفاده از دو ترانزیستور معمولی، می‌توان تقویت‌کنندهٔ تفاضلی طراحی کرد؟ در صورتی که جواب مثبت است، چه نوع ترانزیستوری مناسب است؟ NPN یا PNP؟ چرا؟

۵ــ۶ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۵ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی می‌تواند سیگنال‌های با فرکانس ..... و ..... را تقویت کند.

صحیح یا غلط

۲ــ۵ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی نمی‌تواند سیگنال را از نویز تفکیک کند.

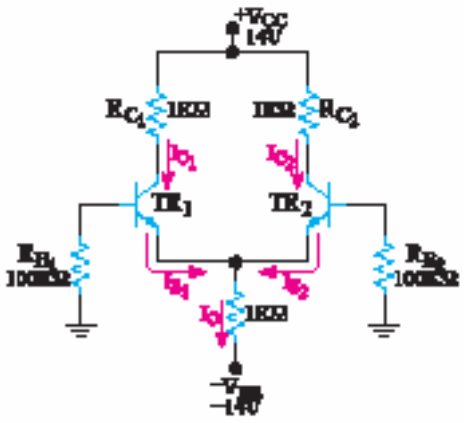
صحیح ☐ غلط ☐

چهار گزینه‌ای

۳ــ۵ــ۶ــ در مدار شکل ۱۴ــ۶ مقدار I_O چند میلی‌آمپر است؟ $V_{BE}=۰/۷\ V$ و از I_B صرف‌نظر کنید.

۱) ۱۳/۳ ۲) ۹/۲۵

۳) ۱۵ ۴) ۲۰



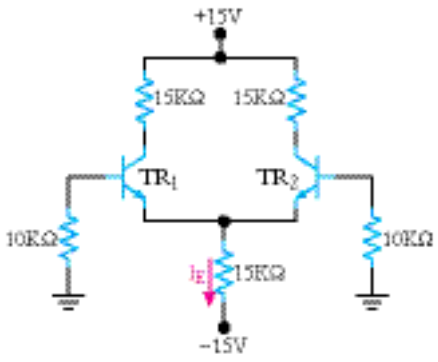
شکل ۱۴ــ۶

محاسباتی

۴ــ۵ــ۶ــ در شکل ۱۵ــ۶ جریان I_E و ولتاژهای V_{CE1} و V_{CE2} را محاسبه کنید. از I_B ترانزیستورها صرفنظر کنید.

$V_{BE1}= V_{BE2}=۰/۷V$ $\beta_1= \beta_2 =۲۰۰$

$I_{C1} \simeq I_{E1}$ و $I_{C2} \simeq I_{E2}$

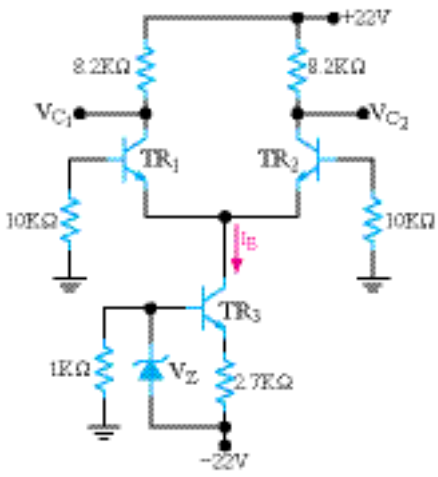


شکل ۱۵ــ۶

۵ــ۵ــ۶ــ در شکل ۱۶ــ۶ جریان I_E و V_{C1} را محاسبه کنید.

(ترانزیستورها مشابه‌اند)

$\beta = ۲۰۰$ $V_Z=۸V$ $V_{BE} =۰/۷V$



شکل ۱۶ــ۶

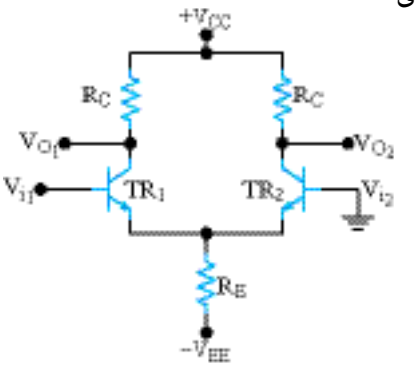
تشریحی

۶ــ۵ــ۶ــ اگر در مدار شکل ۷ــ۶ به بیس TR_2، ولتاژ مثبتی بدهیم، فرآیند تغییر جریان و ولتاژ کلکتور ترانزیستورها را شرح دهید.

۶ــ۶ــ بررسی رفتار AC تقویت‌کنندهٔ تفاضلی

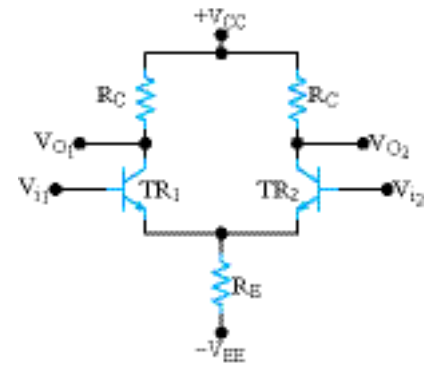
یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی ممکن است در چهار حالت مورد استفاده قرار گیرد :

الف) یک ورودی، دو خروجی؛ شکل ۶ــ۱۷ این حالت را نشان می‌دهد.



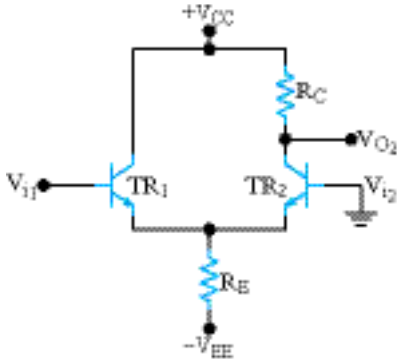
شکل ۶ــ۱۷ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی

ب) دو ورودی، دو خروجی؛ (شکل ۶ــ۱۸)



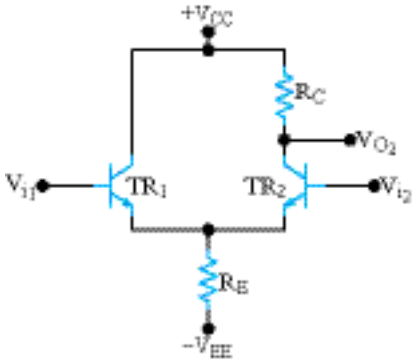
شکل ۶ــ۱۸ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با دو ورودی و دو خروجی

پ) یک ورودی، یک خروجی؛ در شکل ۶ــ۱۹ این حالت را مشاهده می‌کنید.



شکل ۶ــ۱۹ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و یک خروجی

ت) دو ورودی، یک خروجی (شکل ۶ــ۲۰).

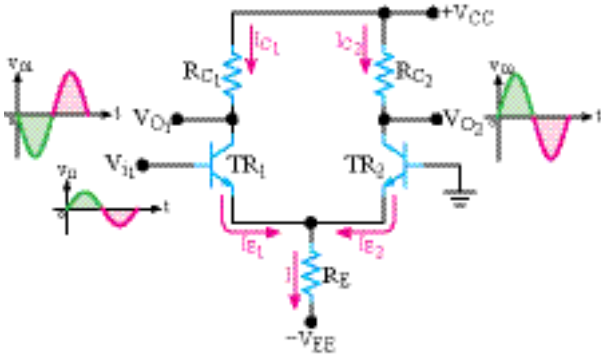


شکل ۶ــ۲۰ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با دو ورودی و یک خروجی

اکنون به تشریح عملکرد سه حالت پرکاربرد این مدار می‌پردازیم.

۶ــ۶ــ۱ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی (Single Ended Differential Input) :

در شکل ۶ــ۲۱ مدار یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی نشان داده شده است.



شکل ۶ــ۲۱ــ مدار تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی

در این مدار، سیگنال، V_{i1} به بیس ترانزیستور TR_1 اعمال می‌شود. هم‌چنین بیس ترانزیستور TR_2 به زمین وصل شده است. سیگنال اعمال شده به بیس TR_1، هدایت این ترانزیستور را کنترل می‌کند. در نتیجه، جریان I_{C1} و I_{E1} متناسب با سیگنال ورودی تغییر می‌کند. از طرفی چون خروجی (۱) از کلکتور TR_1 دریافت شده است، TR_1 به‌صورت امیتر مشترک عمل می‌کند. بنابراین سیگنال خروجی TR_1 تقویت‌شدهٔ سیگنال بیس TR_1 است و خروجی V_{O1} با سیگنال Vi_1، ۱۸۰ درجه اختلاف

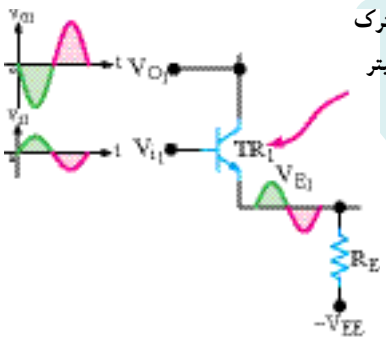
فاز دارد. همان‌طور که قبلاً گفتیم، سیگنال ورودی (V_{i1})مقدار I_{C1} و I_{E1} را تغییر می‌دهد. هم‌چنین به دلیل ثابت بودن جریان I که مساوی مجموع دو جریان I_{E1} و I_{E2} است، با تغییر I_{E1} به ناچار I_{E2} نیز تغییر خواهد کرد. مثلاً اگر I_{E1} افزایش یابد به همان اندازه I_{E2} کاهش می‌یابد. یعنی تغییرات جریان در TR_1 به ترانزیستور TR_2 انتقال می‌یابد و عملاً تغییرات V_{B1} روی جریان I_{C2} اثر می‌گذارد.

تأثیر سیگنال ورودی (V_{B1}) روی ترانزیستور TR_2 را می‌توان به طریق دیگری نیز تشریح نمود. با توجه به شکل ۶ــ۲۱ سیگنال بیس TR_1 بدون تغییر فاز و تقریباً هم دامنه با ورودی روی امیتر TR_1 و TR_2 ظاهر می‌شود. چون بیس TR_2 به زمین وصل شده است، سیگنال روی امیتر TR_2 به عنوان ورودی عمل می‌کند. از طرفی چون خروجی V_{O2} را از کلکتور TR_2 دریافت می‌کنیم، این ترانزیستور حالت بیس مشترک را به‌خود می‌گیرد.

لذا سیگنال خروجی V_{O2} با سیگنال Vi_1 هم‌فاز می‌باشد. بدین ترتیب، در خروجی TR_2 سیگنالی هم‌فاز و در خروجی TR_1 سیگنال با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز با ورودی TR_1 خواهیم داشت. در واقع، اگر سیگنال ورودی را به بیس هر یک از ترانزیستورها اعمال کنیم، تقویت‌شدهٔ آن را در خروجی خودش با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز و در خروجی ترانزیستور دیگر به‌صورت هم‌فاز دریافت خواهیم کرد.

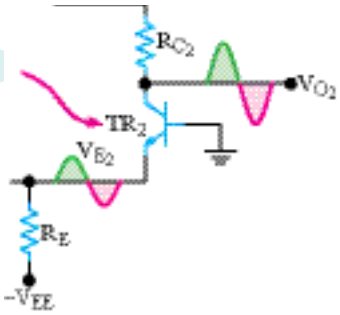
در شکل‌های ۶ــ۲۲ و ۶ــ۲۳ سیگنال ورودی و خروجی ترانزیستورها و نوع آرایش آن‌ها نشان داده شده است.

از نظر V_{O1} امیتر مشترک و از نظر سیگنال امیتر کلکتور مشترک



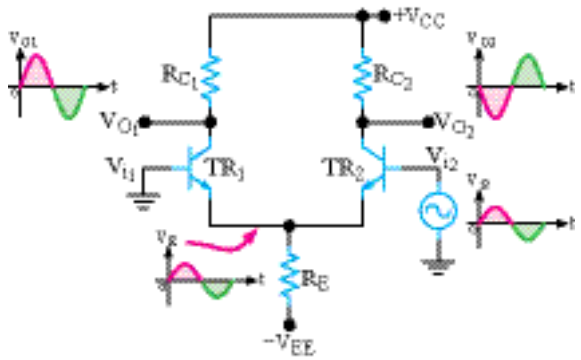
شکل ۶ــ۲۲ــ شکل موج ورودی و خروجی TR_1

بیس مشترک



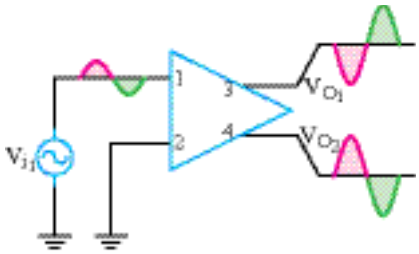
شکل ۶ــ۲۳ــ شکل موج ورودی و خروجی TR_2

بنابر آنچه گفته شد، می‌توان نتیجه گرفت که با اتصال کوتاه بیس TR_1 به زمین و اعمال سیگنال ورودی به بیس TR_2، سیگنال خروجی (VO_2) با سیگنال ورودی ۱۸۰° اختلاف فاز دارد ولی سیگنال خروجی VO_1 با ورودی هم‌فاز است. شکل ۶ــ۲۴ این حالت اتصال مدار و شکل موج‌های ورودی و خروجی مدار را نشان می‌دهد.

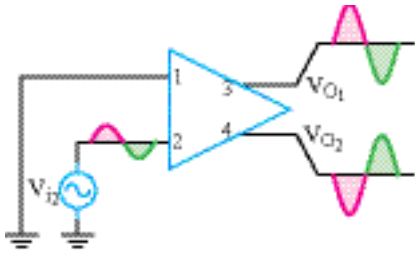


شکل ۶ــ۲۴ــ اتصال سیگنال به بیس TR_2

در شکل‌های ۶ــ۲۵ و ۶ــ۲۶ تقویت‌کننده تفاضلی به‌صورت نقشهٔ بلوکی در حالت یک ورودی و دو خروجی و شکل موج‌های ورودی و خروجی آن رسم شده است.



شکل ۶ــ۲۵ــ نقشهٔ بلوکی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی

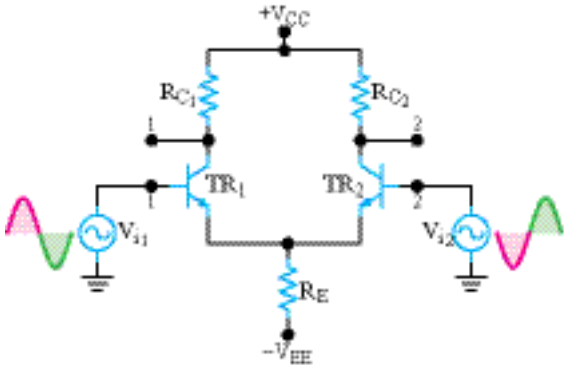


شکل ۲۶ــ۶ــ نقشهٔ بلوکی تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی

از مدار تقویت‌کننده تفاضلی با یک ورودی و دو خروجی می‌توان به‌عنوان مدار جداکننده فاز استفاده کرد.

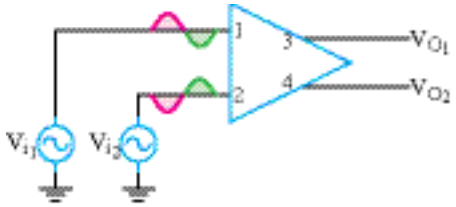
۲ــ۶ــ۶ــ تقویت‌کننده تفاضلی با دو ورودی و دو خروجی با عملکرد ورودی تفاضلی

(Double – Ended Differential Inputs) : کاربرد معمول حالت دو ورودی وقتی است که دو سیگنال ورودی در فاز مخالف نسبت به هم و با دامنهٔ مساوی باشند. در شکل ۲۷ــ۶ چنین مداری را مشاهده می‌کنید.



شکل ۲۷ــ۶ــ تقویت کننده با ورودی تفاضلی

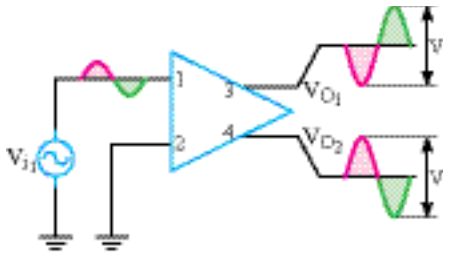
در شکل ۲۸ــ۶ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی و با استفاده از نقشهٔ بلوکی تقویت‌کننده نشان داده شده است.



شکل ۲۸ــ۶ــ تقویت کننده با ورودی تفاضلی

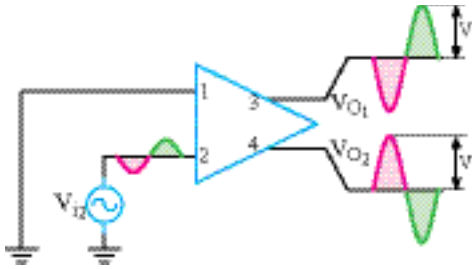
اکنون باید دید که چگونه هر یک از ورودی‌ها، خروجی‌ها را تحت تأثیر قرار می‌دهند و شکل موج خروجی‌ها چگونه است.

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 در نظر گرفت. در شکل ۲۹ــ۶ خروجی‌ها به ازای $V_{in} = Vi_1$ و $Vi_2 = 0$ نشان داده شده‌اند. در این حالت، دامنهٔ سیگنال‌های خروجی V_{O1} و V_{O2} مساوی V فرض شده است.



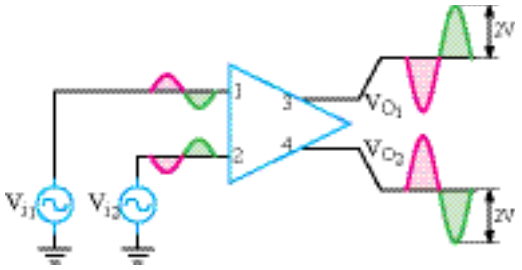
شکل ۲۹ــ۶ــ سیگنال به ورودی (۱) اعمال شده است.

در شکل ۳۰ــ۶ ورودی (۱) زمین شده و سیگنال به ورودی (۲) داده می‌شود. در این حالت چون دامنهٔ سیگنال ورودی مشابه شکل ۲۹ــ۶ درنظر گرفته شده است. لذا دامنهٔ سیگنال تقویت‌شدهٔ خروجی نیز مشابه مرحلهٔ قبل برابر با V می‌شود.



شکل ۳۰ــ۶ــ سیگنال به ورودی (۲) اعمال شده است.

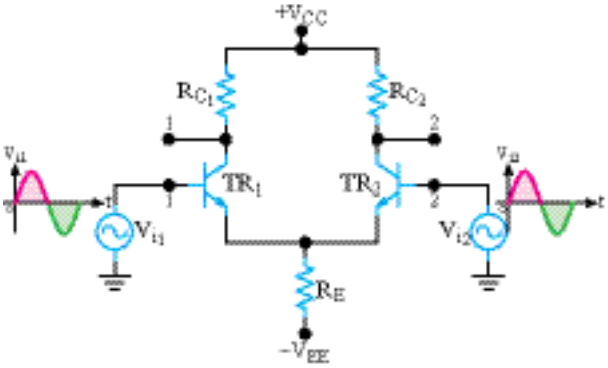
در صورتی‌که طبق شکل ۳۱ــ۶ ورودی‌های Vi_1 و Vi_2 با دامنهٔ برابر و فاز مخالف به تقویت‌کنندهٔ تفاضلی اعمال گردند، سیگنال‌های خروجی مربوطه به دو ورودی با یکدیگر جمع می‌شوند و خروجی‌های V_{O1} و V_{O2} دو سیگنال با فاز مخالف نسبت به هم و دامنهٔ مشخص مثلاً 2V دریافت خواهد شد که این حالت را حالت تفاضلی می‌نامند. مقدار دامنهٔ خروجی‌ها بستگی به مقدار دامنهٔ سیگنال‌های ورودی دارد.



شکل ۳۱ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با عملکرد ورودی تفاضلی

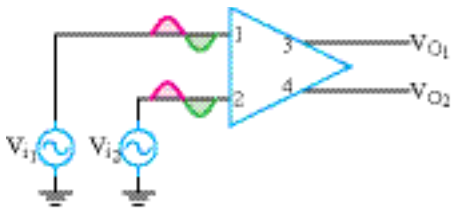
۳ــ۶ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در حالت سیگنال مشترک (Common Mode Inputs)

: یکی از مهم‌ترین کاربرد تقویت‌کننده تفاضلی حالت سیگنال مشترک است. در این حالت دو سیگنال با فاز، دامنه و فرکانس مساوی به دو ورودی تقویت‌کننده داده می‌شود. شکل ۳۲ــ۶ مدار تقویت‌کننده تفاضلی را در این حالت نشان می‌دهند.



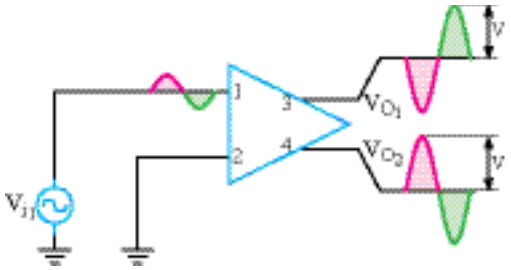
شکل ۳۲ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در حالت سیگنال مشترک

در شکل ۳۳ــ۶ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی با استفاده از نقشهٔ بلوکی در حالت سیگنال مشترک رسم شده است.

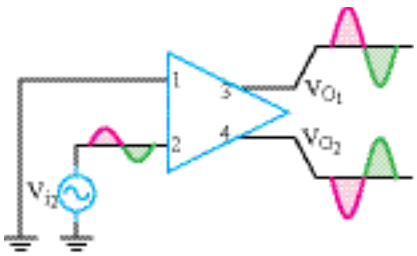


شکل ۳۳ــ۶ــ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در حالت سیگنال مشترک

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} هر یک جمع دو سیگنال قرینه است. که هر یک در اثر ولتاژهای Vi_1 و Vi_2 حاصل می‌شود لذا V_{O_1} و V_{O_2} مساوی صفر می‌شود. در شکل ۳۴ــ۶ و ۳۵ــ۶ شکل موج‌های خروجی تقویت‌کننده به ازای هر ورودی به تفکیک رسم شده است.



شکل ۳۴ــ۶ــ شکل موج خروجی‌ها به ازای ورودی(۱)



شکل ۳۵ــ۶ــ شکل موج خروجی‌ها به‌ازای ورودی (۲)

حالت سیگنال مشترک یکی از موارد کاربردی و محاسن تقویت‌کنندهٔ دیفرانسیلی به‌شمار می‌آید؛ زیرا سیگنال‌های مشترکی که به‌وسیلهٔ پارازیت، تغییرات ولتاژ منبع تغذیه و درجه حرارت پدید می‌آیند و تغییراتشان در هر دو ترانزیستور یکی است، کاملاً حذف می‌شوند.

۷ــ۶ــ ضریب حذف سیگنال مشترک CMRR
Common Mode Rejection Ratio

در یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی سیگنالی را که می‌خواهیم تقویت کنیم به یک ورودی، یا به‌صورت تفاضلی به دو ورودی اعمال می‌کنیم. این سیگنال مطابق آنچه که شرح داده شد، پس از تقویت در خروجی‌ها ظاهر می‌شود.

طبیعی است سیگنال ناخواسته (نویز یا پارازیت) روی خط‌های ورودی با قطب‌های یکسان می‌نشیند. در این حالت

تقویت‌کنندهٔ تفاضلی برای نویز در حالت سیگنال مشترک (Common Mode) عمل می‌کند و نویز را در خروجی حذف می‌نماید.

یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی ایده‌آل در شرایط مختلف باید دارای ویژگی‌های زیر باشد :

- در حالت یک ورودی (یکی از ورودی‌ها زمین می‌شود)، بهره زیاد
- در حالت تفاضلی (دو سیگنال با دامنهٔ مساوی و فاز مخالف)، بهره زیادٌ
- در حالت سیگنال مشترک (دو سیگنال با دامنه و فاز برابر)، بهره صفر

در عمل معمولاً بهرهٔ تفاضلی عددی در حدود چند هزار و در حالت مُد مشترک خیلی کم‌تر از (۱) است.

نسبت بهرهٔ حالت تفاضلی Av(d) به بهرهٔ حالت مد مشترک (Acm) را ضریب حذف سیگنال مشترک یا CMRR می‌نامند.

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{Acm}$$

اغلب CMRR بر حسب دسی‌بل نیز بیان می‌شود

$$CMRR(dB) = ۲۰ \log \frac{A_{vd}}{Acm}$$

هر قدر عدد CMRR بزرگتر باشد بهرهٔ حالت تفاضلی (A_{vd}) بیش‌تر و بهرهٔ حالت مد مشترک (Acm) کم‌تر است در این شرایط تقویت‌کنندهٔ تفاضلی به حالت ایده‌آل نزدیک‌تر می‌شود.

مثال ۴ــ۶ : در یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی بهرهٔ حالت تفاضلی ۲۰۰۰ و بهره در حالت مُد مشترک ۰/۲ است. مقدار CMRR را محاسبه کنید. CMRR بر حسب دسی‌بل چه‌قدر است؟ مفهوم عدد به‌دست آمده چیست؟ شرح دهید.

پاسخ :

$A_{vd} = ۲۰۰۰$

$Acm = ۰/۲$

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{Acm} = \frac{۲۰۰۰}{۰/۲} = ۱۰۰۰۰$$

$CMRR(dB) = ۲۰ \log ۱۰۰۰۰ = ۸۰$

CMRR برابر ۱۰۰۰۰ به این مفهوم است که سیگنال ورودی مشخص به اندازهٔ ۱۰۰۰۰ مرتبه بیش‌تر از سیگنال ناخواسته (نویز) که به‌صورت مُد مشترک به مدار وارد شده است، تقویت می‌شود. به‌عبارت دیگر اگر دامنهٔ سیگنال خواسته شده در حالت تفاضلی و سیگنال ناخواستهٔ نویز در حالت مد مشترک یکسان باشند، سیگنال تعریف شده ۱۰۰۰۰ برابر بزرگ‌تر از دامنهٔ نویز در خروجی ظاهر می‌شود.

تمرین کلاسی : در مثال ۴ــ۶ در حالتی که بهرهٔ حالت تفاضلی ۱۴۰۰ و بهرهٔ حالت مُد مشترک ۰/۱۵ باشد، مقدار CMRR را بر حسب دسی‌بل محاسبه کنید.

۸ــ۶ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۸ــ۶ــ یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی، در حالت تفاضلی باید دارای بهرهٔ بسیار زیاد و در حالت سیگنال مشترک، بهرهٔ بسیار کم حدود صفر باشد.

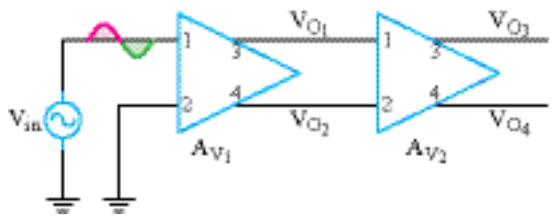
☐ صحیح ☐ غلط

کوتاه پاسخ

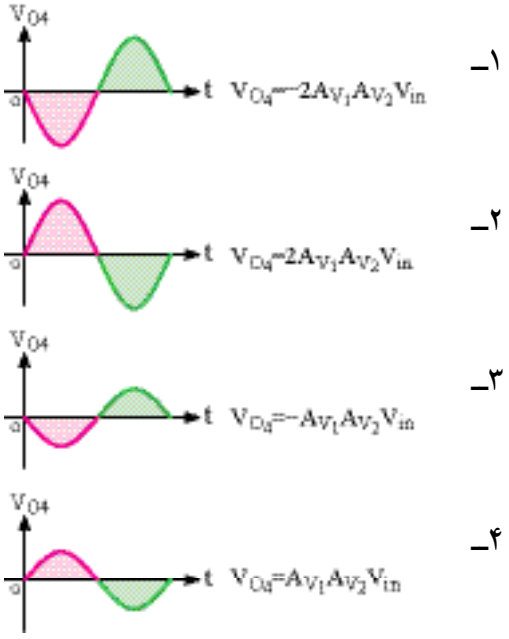
۲ــ۸ــ۶ــ رابطهٔ ضریب حذف سیگنال مشترک (CMRR) را بنویسید.

چهار گزینه‌ای

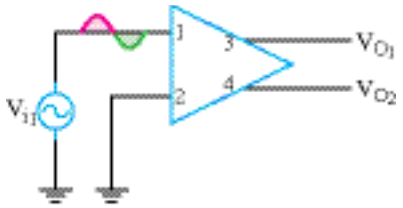
۳ــ۸ــ۶ــ با توجه به V_{in} در مدار شکل ۳۶ــ۶، $V_{O۴}$ کدام است؟



شکل ۳۶ــ۶



۶ـ۸ـ۴ـ کدام گزینه کاربرد مدار شکل ۶ـ۳۷ را به‌درستی بیان می‌کند؟



شکل ۶ـ۳۷

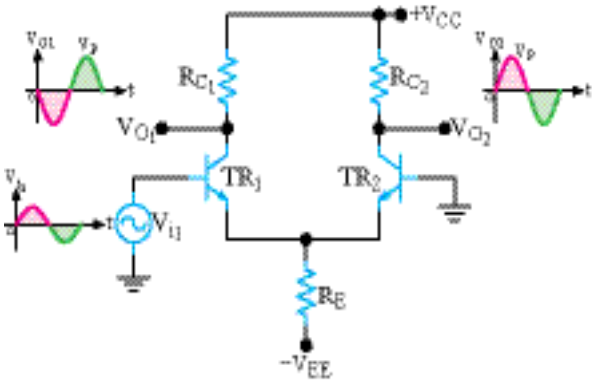
۱ـ تقویت‌کنندهٔ توان
۲ـ حذف کنندهٔ پارازیت
۳ـ مقایسه کننده
۴ـ جداکنندهٔ فاز

محاسباتی

۶ـ۸ـ۵ـ در یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی اگر بهرهٔ حالت تفاضلی ۱۲۵۰۰ و بهرهٔ حالت سیگنال مشترک ۰/۲۵ باشد. CMRR را محاسبه کنید. CMRR برحسب دسی‌بل چه‌قدر است؟

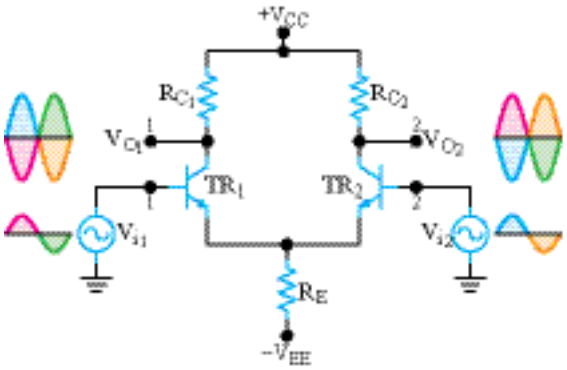
تشریحی و ترسیمی

۶ـ۸ـ۶ـ در شکل ۶ـ۳۸ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در چه حالتی به‌کار رفته است؟ آرایش TR_1 و TR_2 از نظر سیگنال ورودی چگونه است؟



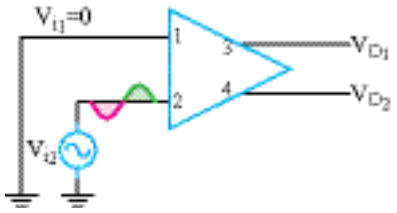
شکل ۶ـ۳۸

۶ـ۸ـ۷ـ در شکل ۶ـ۳۹ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی در چه حالتی مورد استفاده قرار گرفته است؟



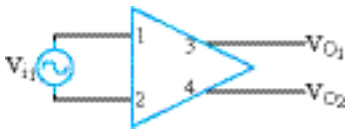
شکل ۶ـ۳۹

۶ـ۸ـ۸ـ در شکل ۶ـ۴۰ شکل موج‌های خروجی V_{O1} و V_{O2} را رسم کنید.



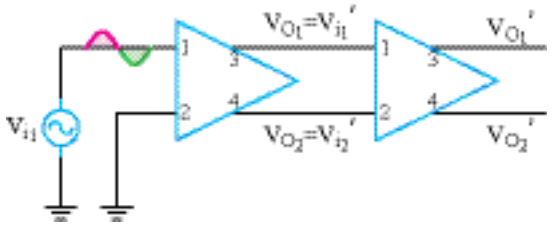
شکل ۶ـ۴۰

۹ــ۸ــ۶ــ در شکل ۴۱ــ۶ شکل موج‌های خروجی V_{O1} و V_{O2} را رسم کنید. تقویت‌کننده در چه حالتی به‌کار گرفته شده است؛ تفاضلی یا مُد مشترک؟



شکل ۴۱ــ۶

۱۰ــ۸ــ۶ــ در شکل ۴۲ــ۶ شکل موج‌های V_{O1}، V_{O2}، V'_{O1} و V'_{O2} را با توجه به سیگنال V_{i1} رسم کنید.



شکل ۴۲ــ۶

فصل هفتم

تقویت کنندهٔ عملیاتی (op–Amp)

Operational Amplifier

زمان اجرا : ۸ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی و تحلیل مدارهای تقویت کنندهٔ عملیاتی و کاربرد آن

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ نماد و شکل ظاهری تقویت کنندهٔ عملیاتی را رسم کند.
۲ــ بلوک دیاگرام داخلی تقویت کنندهٔ عملیاتی را رسم کند.
۳ــ طبقهٔ ورودی تقویت کنندهٔ عملیاتی را تحلیل کند.
۴ــ طبقهٔ خروجی تقویت کنندهٔ عملیاتی را تحلیل کند.
۵ــ مشخصات تقویت کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل و واقعی را شرح دهد.
۶ــ کاربردهای تقویت کنندهٔ عملیاتی به‌صورت تقویت کنندهٔ منفی و مثبت را شرح دهد.
۷ــ مدار بافر با استفاده از تقویت کنندهٔ عملیاتی را تحلیل کند.
۸ــ مدار جمع کننده را تحلیل کند.
۹ــ تقویت کننده با ورودی تفاضلی را تحلیل کند.
۱۰ــ کاربرد تقویت کنندهٔ عملیاتی به‌صورت مقایسه کننده را تحلیل کند.
۱۱ــ مدار محدود کننده را با استفاده از op–Amp تحلیل کند.
۱۲ــ مبدل موج سینوسی به مربعی را شرح دهد.
۱۳ــ یکسو ساز نیم موج ایده‌آل را با استفاده از تقویت کنندهٔ عملیاتی تحلیل کند.
۱۴ــ مدارهای مشتق گیر و انتگرال گیر را تحلیل کند.
۱۵ــ برخی تعاریف مربوط به تقویت کنندهٔ عملیاتی را شرح دهد.
۱۶ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

تقویت کننده‌های عملیاتی که به اختصار op –Amp نامیده می‌شوند تقویت کننده‌هایی با کوپلاژ مستقیم هستند که ضریب تقویت ولتاژ بسیار بزرگی دارند. op –Amp دارای ضریب تقویت ولتاژ بالا است بنابراین اگر به ورودی‌های آن اختلاف پتانسیل بسیار کوچکی اعمال شود، باید در خروجی آن ولتاژ بسیار بزرگی به‌وجود آید، ولی در عمل، تقویت کننده وارد ناحیهٔ اشباع می‌شود و به‌صورت غیرخطی عمل می‌کند. در صورتی‌که op–Amp به عنوان یک تقویت کنندهٔ خطی مورد استفاده قرار گیرد، ضریب تقویت کل تقویت کنندهٔ موردنظر به روش‌های مختلف قابل کنترل

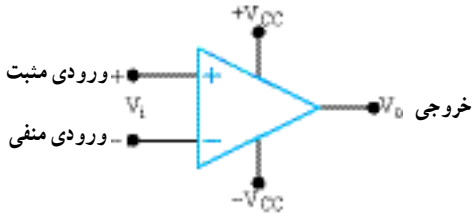
خواهد بود. تقویت‌کننده‌های عملیاتی در سیستم‌های الکترونیکی کاربردهای متنوعی دارند. از نظر اقتصادی نیز ارزان قیمت‌اند و از مزایایی چون ابعاد کوچک، قابلیت اطمینان بالا و پایداری حرارتی خوب برخوردارند.

۱ــ۷ــ تقویت‌کننده عملیاتی، نماد و شکل ظاهری آن

برای نخستین بار نام تقویت کنندهٔ عملیاتی به تقویت کننده‌هایی اختصاص داده شد که دارای ضریب تقویت بسیار زیاد بودند. این تقویت‌کننده‌ها نیاز به ولتاژ بالایی داشتند و برای انجام عملیات ریاضی مانند جمع، تفریق، ضرب و تقسیم مورد استفاده قرار می‌گرفتند. با مرور زمان و پیشرفت فناوری، نوع پیش‌رفته و جدید تقویت‌کننده‌های عملیاتی با مشخصات

- ولتاژ کار کم
- قیمت ارزان
- دسترسی آسان

طراحی و ساخته شدند و به بازار عرضه گردیدند. این تقویت‌کننده‌ها در زمینه‌های مختلف نظیر کامپیوتر، سیستم‌های کنترل، ارتباطات، منابع تغذیه، مولد سیگنال، نمایشگر و دستگاه‌های اندازه‌گیری به‌کار می‌روند. نماد (نشانهٔ فنی) استاندارد و شکل چند نمونه تقویت‌کننده عملیاتی (op–Amp) در شکل ۱ــ۷ نشان داده شده است.



شکل ۱ــ۷ــ نماد و شکل ظاهری تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

همان‌طور که از نماد استاندارد مشاهده می‌شود، op–Amp دارای دو پایهٔ ورودی منفی و ورودی مثبت و یک پایهٔ خروجی است. دو ولتاژ DC متقارن (یکی مثبت و دیگری منفی V_{CC}) تغذیهٔ تقویت‌کننده را برعهده دارد. در مدارهای پیچیده، جهت سادگی در رسم مدار، معمولاً خطوط تغذیه را رسم نمی‌کنند.

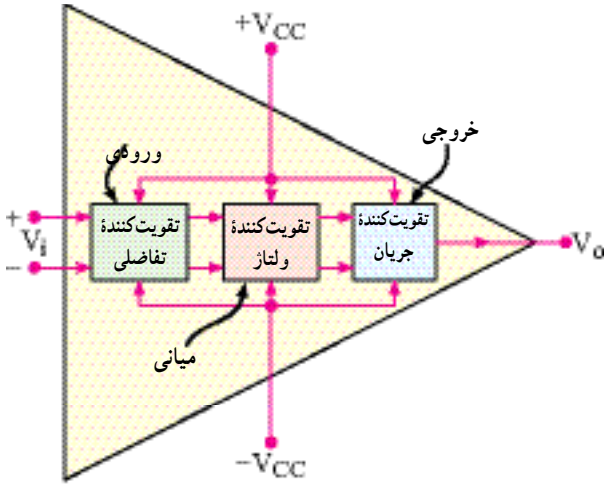
۲ــ۷ــ بلوک دیاگرام مدار داخلی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

در شکل ۲ــ۷ بلوک دیاگرام مدار داخلی یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی نشان داده شده است. تقویت‌کننده‌های عملیاتی تعداد قطعات الکترونیکی زیادی دارند و به صورت‌های مختلف و پیچیده ساخته می‌شوند. در مجموع بلوک دیاگرام یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی از سه قسمت اصلی تشکیل شده است.

الف) طبقه ورودی (تقویت کنندهٔ تفاضلی)

ب) طبقه میانی (تقویت کنندهٔ ولتاژ)

پ) طبقهٔ خروجی (تقویت کنندهٔ توان خروجی)



شکل ۲ــ۷ــ بلوک دیاگرام داخلی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

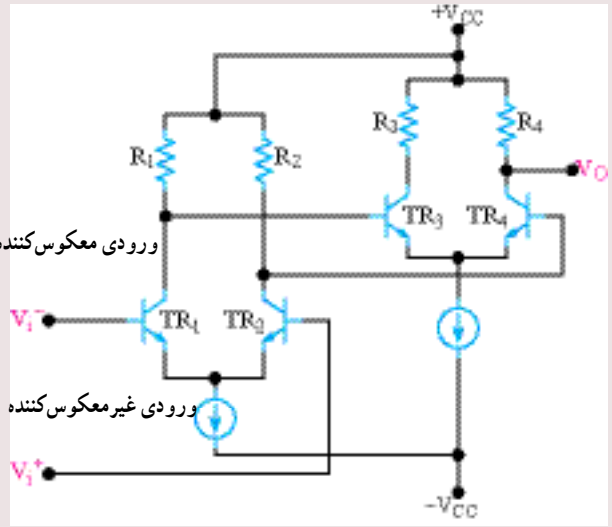
برای هنرجویان علاقه‌مند

۱ــ۲ــ۷ــ طبقهٔ ورودی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی :

همان‌طور که اشاره شد در طبقهٔ ورودی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی قرار دارد. با توجه به خصوصیاتی که یک

تقویت‌کنندهٔ تفاضلی دارد این تقویت‌کننده می‌تواند به‌عنوان طبقهٔ ورودی یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی مورد استفاده قرار گیرد. از آن‌جا که تقویت‌کنندهٔ عملیاتی باید دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی باشد، می‌توان در طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی از زوج دارلینگتون یا ترانزیستور FET استفاده کرد. چنان‌چه ضریب تقویت بیش‌تری مورد نیاز باشد، می‌توان دو طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی را پشت سر هم قرار داد.

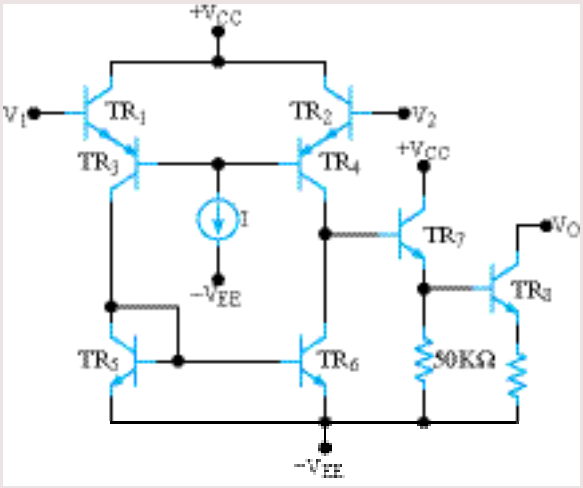
در شکل ۳ــ۷ یک تقویت‌کنندهٔ تفاضلی دو طبقه با منابع جریانی که در امیتر آن قرار دارد، نشان داده شده است. ورودی معکوس‌کننده با V_i^- و ورودی غیرمعکوس‌کننده را با V_i^+ مشخص کرده‌ایم. اگر سیگنالی را به ورودی V_i^- بدهیم، تقویت می‌شود و با ۱۸۰ درجه اختلاف فاز در خروجی قابل مشاهده است. هم‌چنین اگر سیگنالی را به‌ورودی V_i^+ وصل کنیم، این سیگنال پس از تقویت بدون اختلاف فاز در خروجی ظاهر می‌شود.



شکل ۳ــ۷ــ طبقهٔ ورودی یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

۲ــ۲ــ۷ــ طبقهٔ میانی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی : برای افزایش ضریب تقویت ولتاژ در تقویت‌کنندهٔ عملیاتی، می‌توان بعد از طبقات تقویت‌کنندهٔ تفاضلی از چند طبقه تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک استفاده کرد، لذا این طبقات را طبقات میانی می‌نامند. در شکل ۴ــ۷ طبقهٔ ورودی و میانی یک نمونه تقویت‌کنندهٔ عملیاتی رسم شده است.

براساس آنچه که در شکل مشاهده می‌کنید منبع جریان در کلکتور ترانزیستورهای طبقات دیفرانسیل ورودی (TR_2 و TR_3) قرار گرفته است. این منبع جریان مقاومت دینامیکی مدار را در کلکتور بالا می‌برد. با این کار ضریب تقویت ولتاژ به‌طور قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد. با توجه به زیاد شدن این مقاومت باید توجه داشت که امپدانس ورودی طبقهٔ بعدی به اندازهٔ کافی بزرگ انتخاب شود تا ضریب تقویت ولتاژ را کاهش ندهد. بدین منظور معمولاً بعد از طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ تفاضلی یک طبقه مدار تطبیق امپدانس قرار می‌گیرد.



شکل ۴ــ۷ــ طبقات ورودی و میانی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

۳ــ۲ــ۷ــ تحلیل سادهٔ یک نمونه مدار ورودی و میانی : در شکل ۴ــ۷ ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 طبقهٔ ورودی تقویت‌کننده تفاضلی را تشکیل می‌دهند که به‌صورت کلکتور مشترک بسته شده‌اند. ترانزیستورهای TR_3 و TR_4 تقویت‌کننده‌های بیس مشترک هستند که به‌منظور تقویت بیش‌تر ولتاژ به‌کار رفته‌اند. ترانزیستورهای TR_5 و TR_6 منبع جریان تقویت‌کنندهٔ تفاضلی را تشکیل می‌دهند. ترانزیستور TR_7 دارای آرایش کلکتور مشترک است که ضمن تقویت جریان، عمل تطبیق امپدانس بین طبقهٔ ورودی و طبقهٔ میانی را برعهده دارد. ترانزیستور TR_8 دارای آرایش امیتر مشترک است که برای تقویت ولتاژ و جریان به کار می‌رود.

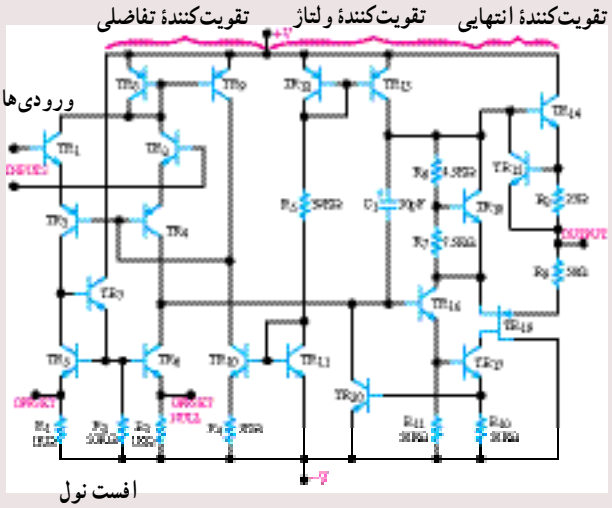
۴ــ۲ــ۷ــ طبقهٔ خروجی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی : طبقهٔ خروجی یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی باید بتواند جریان مورد

برای هنرجویان علاقه‌مند

نیاز را برای بار تأمین کند و دارای امپدانس خروجی بسیار کم نیز باشد. ترکیب معمول برای طبقهٔ خروجی یک op-Amp مدار پوش پول با ترانزیستورهای مکمل است. به علت پیچیدگی مدار داخلی تقویت‌کننده عملیاتی، از بحث بیش‌تر در مورد مدار داخلی آن صرفنظر می‌شود و فقط برای دانش‌آموزان علاقه‌مند، مدار داخلی یک نمونه تقویت‌کنندهٔ عملیاتی در شکل ۵ــ۷ رسم شده است.

نکتهٔ مهم : از مدار شکل ۵ــ۷ سؤال امتحانی داده نمی‌شود.

در شکل ۵ــ۷ مدار کامل یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی نشان داده شده است. در این شکل طبقات ورودی، میانی و خروجی از هم تفکیک شده‌اند.



شکل ۵ــ۷ــ مدار کامل یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

۳ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل

یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل باید دارای مشخصاتی به شرح زیر باشد :

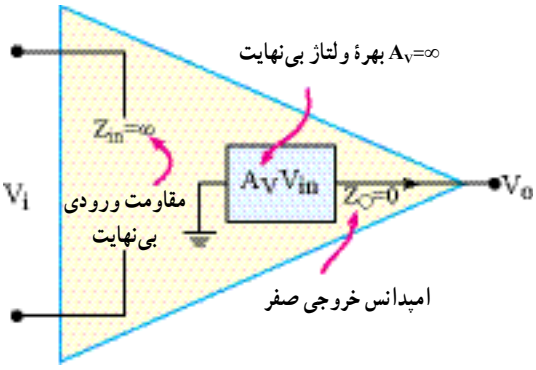
۱ــ مقاومت ورودی بی‌نهایت؛

۲ــ مقاومت خروجی صفر؛

۳ــ بهرهٔ ولتاژ بی‌نهایت؛

۴ــ بهرهٔ جریان بی‌نهایت.

در شکل ۶ــ۷ این مشخصات نشان داده شده است.



شکل ۶ــ۷ــ مشخصات تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل

۱ــ۳ــ۷ــ مشخصات تقویت‌کنندهٔ عملیاتی واقعی :

تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ایده‌آل، در عمل وجود ندارد ولی کارخانه‌های سازنده سعی می‌کنند تا حد امکان به این ضرایب نزدیک شوند. تقویت‌کننده‌های عملیاتی به‌صورت مدارهای مجتمع یک پارچه (IC) ساخته می‌شوند که معمول‌ترین آن‌ها آی‌سی XX۷۴۱ است.

نکته : به جای XX معمولاً دو یا چند حرف قرار می‌گیرد. به‌عنوان مثال آی‌سی‌های LM۷۴۱ و µA۷۴۱ نمونه‌هایی از این موارد است.

تقویت‌کننده‌های سری ۷۴۱ غالباً دارای مشخصات تقریبی به شرح زیر هستند :

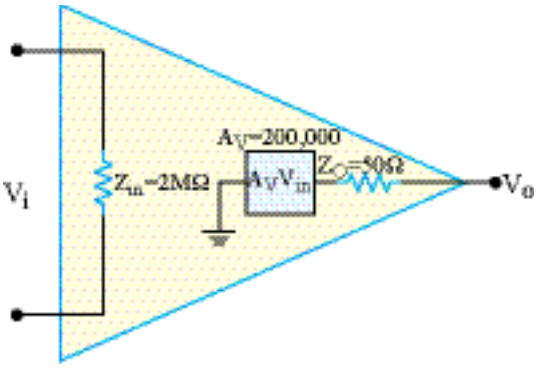
Z_O = مقاومت خروجی = ۵۰Ω

Z_i = مقاومت ورودی = ۲MΩ

A_V = بهرهٔ ولتاژ = ۲×۱۰^{۵}

A_i = بهرهٔ جریان = ۵×۱۰^{۹}

این مشخصات در شکل ۷ــ۷ نشان داده شده است.

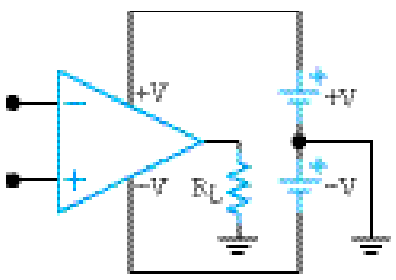


شکل ۷ــ۷ــ مشخصات تقویت کنندهٔ عملیاتی واقعی

تحقیق کنید : با مراجعه به سایت‌های اینترنتی از قبیل Datasheet.com مشخصات چند نمونه آی‌سی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی را استخراج کنید.

۴ــ۷ــ پایه‌های تقویت‌کنندهٔ عملیاتی و کمیت‌های مربوط به آن

۱ــ۴ــ۷ــ پایه‌های تغذیه : در op–Ampها پایه‌هایی که با علامت V+ و V– مشخص شده‌اند به منبع تغذیهٔ متقارن وصل می‌شوند. منبع تغذیهٔ متقارن دارای سه پایه مثبت، منفی و مشترک (زمین) است. مقدار ولتاژ تغذیهٔ op–Ampها معمولاً در محدودهٔ ۶± ولت، ۱۲± ولت، ۱۵± ولت و ۱۸± ولت قرار دارد. ممکن است op–Amp خاصی از طریق یک منبع تغذیه ساده و با ولتاژ بیش‌تر مثلاً ۳۰+ ولت (نسبت به زمین) نیز تغذیه شود. شکل ۸ــ۷ نحوهٔ اتصال منبع تغذیه و بار را به پایه‌های op–Amp نشان می‌دهد.

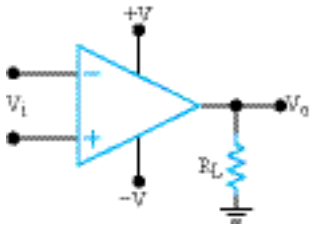


شکل ۸ــ۷ــ اتصال تغذیه به پایه‌های op–Amp

حداکثر ولتاژی که می‌توان بین پایه‌های V+ و V– اعمال کرد معمولاً ۳۶ ولت یا ۱۸± ولت است که این ولتاژ در برگهٔ اطلاعات op–Amp مشخص می‌شود.

۲ــ۴ــ۷ــ پایهٔ خروجی : پایهٔ خروجی op–Amp به یک طرف مقاومت بار (R_L) وصل می‌شود و طرف دیگر R_L به نقطهٔ زمین اتصال می‌یابد. مقدار V_O (ولتاژ خروجی) همیشه نسبت به زمین اندازه‌گیری می‌شود.

شکل ۹ــ۷ نحوهٔ اتصال مقاومت بار را به op–Amp نشان می‌دهد.



شکل ۹ــ۷ــ نحوهٔ اتصال مقاومت بار به op–Amp

۳ــ۴ــ۷ــ سطح ولتاژ خروجی : سطح ولتاژ خروجی op–Amp دارای محدودیت است و این حد توسط ولتاژهای تغذیه و ترانزیستورهای خروجی مدار داخلی op–Amp تعیین می‌شود. روی کلکتور، امیتر ترانزیستورهای داخلی op–Amp ولتاژی در حدود ۱ الی ۲ ولت افت می‌کند. بنابراین اگر ولتاژ تغذیه را برابر با ±V درنظر بگیریم، ولتاژ پایهٔ خروجی به (V–۲)+ ولت و یا (V–۲)– ولت می‌رسد. مقدار ماکزیمم V_O+ را ولتاژ اشباع مثبت $+V_{sat}$ (Saturation Voltage) و ماکزیمم مقدار منفی V_O را ولتاژ اشباع منفی ($-V_{sat}$) می‌نامیم. با داشتن ماکزیمم ولتاژ تغذیهٔ op–Amp می‌توانیم ولتاژ اشباع مثبت و منفی را تعیین کنیم. به‌عنوان مثال اگر در یک نمونه op–Amp مانند μA۷۴۱، ولتاژ تغذیهٔ آن ۱۵± ولت و R_L=۲KΩ باشد، مقدار ولتاژ اشباع مثبت آن برابر است با : $+V_{sat} = +(V-۲) = +۱۵-۲ = ۱۳V$.

$+V_{sat}$ = ۱۳ ولت

به همین ترتیب ولتاژ اشباع منفی به شرح زیر محاسبه می‌شود.

$$-V_{sat} = -(V-۲) = -(۱۵-۲) = -۱۳V$$

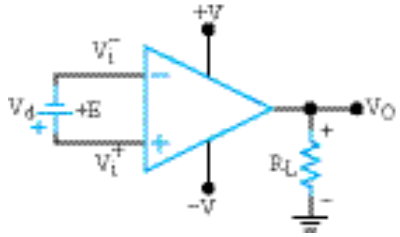
$$-V_{sat} = -۱۳ \quad \text{ولت}$$

اگر R_L را به ۱۰KΩ برسانیم V_{opp} به ۱۴± ولت، افزایش می‌یابد.

۴ــ۴ــ۷ــ جریان خروجی: معمولاً مقدار جریان خروجی op–Amp محدود و با توجه به مقدار بار، در حدود ۵ تا ۱۰mA است. بعضی op–Ampها نظیر ۷۴۱ دارای مدار داخلی خاصی هستند که اگر مقدار مقاومت بار از حد معینی کم‌تر شود، جریان خروجی آن‌ها به‌طور خودکار محدود می‌شود. حتی با اتصال کوتاه R_L، مقدار جریان به‌طور تقریبی در حد ۲۵ میلی‌آمپر محدود می‌شود. این خاصیت باعث حفاظت آی‌سی می‌شود و به‌عبارت دیگر در هنگام بروز اتصال کوتاه در خروجی، صدمه‌ای به op–Amp نمی‌رسد.

۵ــ۴ــ۷ــ پایه‌های ورودی: op–Amp دارای دو ورودی است که آن‌ها را با علامت‌های + و – مشخص می‌کنند. این دو ورودی را پایه‌های ورودی تفاضلی (Differential Input Terminals) نیز می‌نامند. زیرا در صورت اعمال ولتاژ به ورودی، مقدار ولتاژ خروجی (V_O) تابعی از اختلاف ولتاژ بین دو پایهٔ ورودی (V_d) و ضریب بهرهٔ ولتاژ تقویت‌کننده در حالت حلقهٔ باز (A_{OL}) است.

($A_{OL}=A_{Open\ Loop}$) برای درک بهتر موضوع به شکل ۱۰ــ۷ توجه کنید.



شکل ۱۰ــ۷ــ اتصال ولتاژ به پایه‌های ورودی

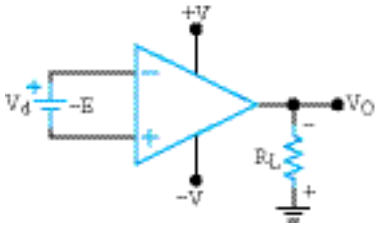
نکته مهم: V_d مقدار ولتاژ تفاضلی بین ورودی مثبت (+) و ورودی منفی (–) است. در شکل ۱۰ــ۷، $V_d=+E$ و در شکل ۱۱ــ۷ مقدار $V_d=-E$ است.

زمانی که پتانسیل ورودی پایهٔ مثبت نسبت به ورودی پایهٔ منفی، مثبت باشد، ولتاژ خروجی op–Amp مثبت می‌شود. در شکل ۱۰ــ۷ مقدار $V_d=+E$ است مقدار V_O در این حالت برابر است با :

$$V_O = (+A_{OL})V_d$$

در صورتی‌که مانند شکل ۱۱ــ۷ ولتاژ E معکوس شود، مقدار ولتاژ ورودی پایه مثبت را نسبت به ولتاژ ورودی پایهٔ منفی، منفی‌تر می‌کند. در این حالت مقدار $V_d=-E$ است و مقدار V_O نسبت به زمین منفی می‌شود.

$$V_O = -A_{OL}\,(V_d)$$

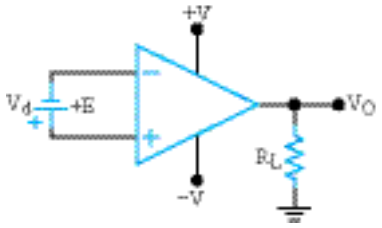


شکل ۱۱ــ۷ــ اتصال منبع E با پلاریته برعکس

به‌طور خلاصه می‌توانیم بگوییم در op–Amp پلاریتهٔ (قطب) ولتاژ خروجی نسبت به زمین با پلاریتهٔ منبع ولتاژ متصل شده به ورودی مثبت op–Amp نسبت به زمین یکسان است، یا به‌عبارت دیگر پلاریتهٔ ولتاژ خروجی نسبت به زمین، عکس پلاریتهٔ ولتاژ متصل شده به پایهٔ منفی op–Amp نسبت به زمین است، به همین دلیل به ورودی منفی op–Amp ورودی وارونگر (معکوس‌کننده = Inverting Input) و ورودی مثبت op–Amp را ورودی ناوارونگر (non Inverting Input) می‌نامند.

۵ــ۷ــ بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ باز A_{OL} (Open Loop Voltage Gain)

اگر هیچ‌گونه اتصال فیدبک (بازخورد) بین خروجی و ورودی op–Amp وجود نداشته باشد، در این حالت op–Amp به‌صورت حلقهٔ باز استفاده شده است. بهره ولتاژ را در این شرایط، بهرهٔ حلقه باز می‌نامند. همان‌طور که قبلاً اشاره شد بهرهٔ حلقه باز را با A_{OL} نشان می‌دهند. شکل ۱۲ــ۷، op–Amp را در حالت حلقهٔ باز (بدون فیدبک) نشان می‌دهد.



شکل ۱۲ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی به‌صورت حلقهٔ باز

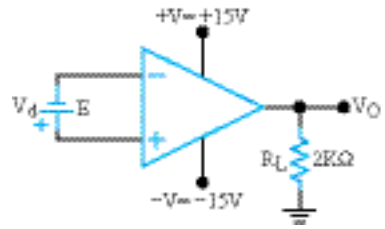
در این حالت مقدار ولتاژ خروجی از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ باز × ولتاژ ورودی تفاضلی = ولتاژ خروجی

$$V_O = V_d \times A_{OL}$$

همان‌طور که در مشخصات op–Amp ذکر شد مقدار A_{OL} برای op–Amp‌های مختلف فوق‌العاده زیاد است و به حدود ۲۰۰۰۰۰ یا بیش‌تر می‌رسد.

مثال ۱ــ۷ : اگر در شکل ۱۳ــ۷ مقدار V_d=۱۰۰ mV، A_{OL} = ۲۰۰۰۰۰ و ولتاژ خروجی در حالت اشباع ±۱۳ ولت باشد، V_O را محاسبه کنید.



شکل ۱۳ــ۷

پاسخ : با توجه به رابطهٔ ولتاژ خروجی و بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ باز، داریم.

$$V_O = V_d A_{OL} = + E \times A_{OL}$$

$$V_O = (۱۰۰\times۱۰^{-۳})(۲۰۰,۰۰۰)$$

$$V_O = ۲۰۰۰۰V$$

آیا با توجه به محدودیت‌های op–Amp و منبع تغذیه، ولتاژ خروجی می‌تواند برابر ۲۰۰۰۰ ولت باشد؟ پاسخ منفی است. در این مدار با توجه به محدودیت‌های موجود، ولتاژ خروجی نمی‌تواند از مقدار ولتاژ اشباع مثبت (+۱۳V) بیش‌تر شود.

بنابراین ولتاژ خروجی حداکثر برابر با ۱۳+ =V_O ولت خواهد شد.

۱ــ۵ــ۷ــ انتخاب مقدار مناسب ورودی تفاضلی

(V_d) : در مثال ۱ــ۷ با انتخاب ولتاژ ورودی به اندازهٔ ۱۰۰ میلی‌ولت، op–Amp به اشباع می‌رود و خروجی را در اشباع قرار می‌دهد. حال دامنهٔ ولتاژ ورودی را در چه حدی انتخاب کنیم تا خروجی به اشباع نرود؟

چون $V_o=A_{OL}\times V_d$ است لذا V_{dmax} برای خروجی در شرایط اشباع مثبت از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$V_{dmax} = \frac{+V_{sat}}{A_{OL}} = \frac{+۱۳}{۲۰۰,۰۰۰} = ۶۵\mu V$$

برای این که op–Amp در حالت ورودی مثبت به اشباع نرود، باید مقدار ولتاژ V_d را برابر ۶۵+ میکروولت انتخاب کنیم. برای خروجی در حالت اشباع منفی نیز مشابه حالت اشباع مثبت عمل می‌کنیم.

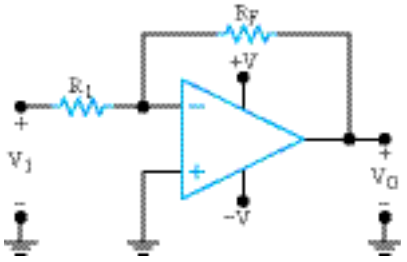
$$V_{dmax} = \frac{-V_{sat}}{A_{OL}} = \frac{-۱۳}{۲۰۰۰۰۰} = -۶۵\mu V$$

همان‌طورکه مشاهده می‌شود، با اعمال ولتاژی برابر ۶۵+ یا ۶۵– میکروولت به ورودی op–Amp، خروجی در اشباع مثبت یا منفی قرار می‌گیرد. پس باید ولتاژ ورودی را کم‌تر از ۶۵ میکروولت انتخاب کنیم تا خروجی به اشباع نرود. از طرفی ولتاژ ۶۵ میکروولت بسیار ناچیز و در حد پارازیت‌های ایجادشده در مدار یا حتی کم‌تر از آن است. برای مثال پارازیت‌هایی از قبیل پارازیت موتورهای القایی، نویز ۵۰ هرتز برق شهر و نویز ناشی از جریان‌های نشتی موجود در مدار به مراتب بیش‌تر از ۶۵μV است و گاهی به حد ۱۰۰۰μV =(۱mV) نیز می‌رسد. از طرف دیگر op–Amp‌ها به دلیل مواردی مانند تولرانس‌های مربوط به قطعات مدار، دارای عدم تقارن جزیی در ساختمان داخلی نیز هستند. این عدم تقارن نیز ممکن است منجر به اشباع رسیدن خروجی op–Amp شود. بنابراین عملاً استفاده از op–Amp به‌صورت حلقهٔ باز تقریباً غیرممکن است.

فکر کنید: چگونه می‌توانیم مانع اشباع‌شدن op–Amp شویم؟

۶ــ۷ــ بهرهٔ ولتاژ به‌صورت حلقهٔ بسته A_{CL} (Closed Loop Voltage Gain)

op–Amp مانند سایر تقویت‌کننده‌ها باید بتواند سیگنال دریافتی ورودی را تقویت کند و آن را بدون تغییر شکل (اعوجاج) در خروجی تحویل دهد، برای رسیدن به خروجی بدون تغییر شکل باید بهرهٔ ولتاژ op–Amp را محدود کنیم تا خروجی به اشباع نرود. برای این منظور مطابق شکل ۱۴ــ۷ مقاومت‌هایی را بین پایه خروجی op–Amp و پایه ورودی منفی (–) اتصال می‌دهیم. در این حالت فیدبک منفی به‌وجود می‌آید و بهرهٔ ولتاژ را کاهش می‌دهد. به این ترتیب تغییر شکل (اعوجاج) در موج خروجی رخ نمی‌دهد.



شکل ۱۴ــ۷ــ ایجاد فیدبک منفی برای کاهش بهرهٔ ولتاژ

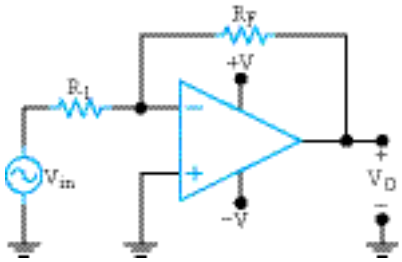
مقدار بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ بسته (A_{CL}) به مقادیر مقاومت‌های خارجی متصل شده به op–Amp بستگی دارد و توسط این مقاومت‌ها می‌توان مقدار بهره را کنترل کرد. در قسمت‌های بعدی، بحث بیش‌تری روی تقویت‌کننده‌های با فیدبک خواهیم داشت.

۷ــ۷ــ کاربردهای تقویت‌کنندهٔ عملیاتی

تقویت‌کننده‌های عملیاتی کاربردهای متنوعی دارند. در این قسمت، چند کاربرد مهم آن‌ها را بررسی می‌کنیم.

۱ــ۷ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده (وارونگر) (Inverting Amplifier)

: مدار شکل ۱۵ــ۷ یک تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده را نشان می‌دهد.



شکل ۱۵ــ۷ــ مدار یک تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده

همان‌طورکه در شکل می‌بینید سیگنال ورودی از طریق مقاومت R_1 به ورودی معکوس‌کننده (ورودی منفی) اتصال دارد. هم‌چنین خروجی توسط مقاومت R_f به همان ورودی فیدبک شده است. ورودی غیر معکوس‌کننده (ورودی مثبت) به زمین وصل شده است.

تحلیل مدار: برای تحلیل سادهٔ مدار و محاسبهٔ بهرهٔ حلقه بسته (A_{CL})، می‌توانیم از اطلاعات مربوط به تقویت‌کننده حلقه باز استفاده کنیم.

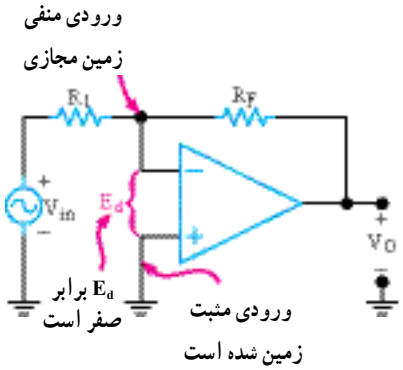
در مدار حلقه باز و در حالت ایده‌آل $Zin=\infty$ و $A_{OL}=\infty$ است.

$Zin=\infty$ به مفهوم این است که جریان پایه‌های ورودی op–Amp صفر است. در ضمن با توجه به رابطهٔ بهرهٔ حلقه باز یعنی $A_{OL}=\frac{V_O}{V_d}$ می‌توان نوشت:

$$V_d=\frac{V_O}{A_{OL}}=\frac{V_O}{\infty}=0$$

نکته مهم: در حالت غیرایده‌آل، جریان پایه‌های ورودی op–Amp، میکروآمپر و بهرهٔ ولتاژ بسیار زیاد حدود ۲۰۰۰۰۰ و ماکزیمم V_d برای مقادیر تعریف شده در مثال‌های قبل یعنی چند میکروولت است که می‌توان مقدار V_d را به‌طور تقریبی عملاً صفر در نظر گرفت.

به شکل ۱۶ــ۷ توجه کنید.

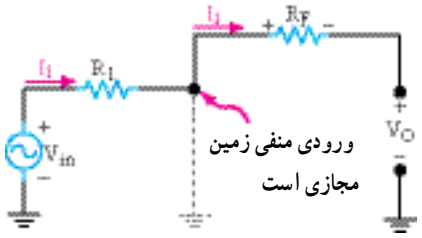


شکل ۱۶ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده

چون ورودی مثبت op–Amp به زمین اتصال دارد، ولتاژ ورودی مثبت صفر است، از سوی دیگر به دلیل این که $E_d=0$ است مقدار ولتاژ ورودی منفی نیز صفر می‌شود. ولتاژ ورودی منفی صفر، مانند حالتی است که این ورودی را به زمین وصل کرده‌ایم. در این شرایط می‌گوییم ورودی منفی زمین مجازی (Virtual Ground) شده است. توجه داشته باشید که ورودی منفی واقعاً به زمین اتصال کوتاه نیست امّا در پتانسیل صفر (پتانسیل زمین) قرار دارد. از نگاه منبع ورودی (V_{in}) مدار ورودی معادل شکل ۱۷ــ۷ است.

شکل ۱۷ــ۷ــ مدار معادل ورودی op–Amp در حالت حلقهٔ بسته

با توجه به شکل می‌توانیم مقدار جریان عبوری از R_1 را با استفاده از رابطهٔ $I_1=\frac{V_{in}}{R_1}$ به‌دست آوریم. از طرفی چون امپدانس ورودی op–Amp برابر با ∞ است، تمامی جریان عبوری از R_1(I_1) از مقاومت R_F عبور می‌کند که سبب افت پتانسیل R_FI_1 می‌شود. مدار معادل خروجی op–Amp را در شکل ۱۸ــ۷ مشاهده می‌کنید.



شکل ۱۸ــ۷ــ معادل خروجی مدار

اگر معادلهٔ KVL در حلقهٔ خروجی را بنویسیم، داریم

$$R_FI_1+V_O=0$$

$$V_O=-R_FI_1$$

بجای I_1 مقدار معادل آن $\frac{V_{in}}{R_1}$ را در معادلهٔ فوق قرار می‌دهیم.

$$V_O=-R_F(\frac{V_{in}}{R_1})$$

نسبت $\frac{V_O}{V_{in}}$ را محاسبه می‌کنیم

$$\boxed{\frac{V_O}{V_{in}}=-\frac{R_F}{R_1}}$$

$\frac{V_O}{V_{in}}$ همان بهرهٔ ولتاژ حلقهٔ بسته (A_{CL}) است که مقدار آن به نسبت بین مقاومت فیدبک (R_F) و R_1 بستگی دارد. علامت منفی نشانگر این است که ولتاژ خروجی در مقایسه با ولتاژ ورودی، ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارد.

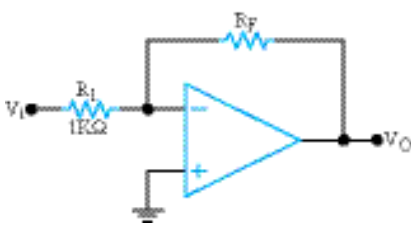
امپدانس ورودی این مدار از نگاه منبع ورودی برابر با R_1 است.

$$\boxed{Zin=\frac{V_{in}}{I_1}=R_1}$$

مثال۲ــ۷ : مقادیر مقاومت R_F و R_1 را برای یک تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده به گونه‌ای محاسبه کنید که امپدانس ورودی آن ۱KΩ و بهرهٔ ولتاژ آن ۲۵– باشد.

شکل مدار را رسم کنید.

پاسخ : ابتدا مدار را رسم می‌کنیم (شکل ۱۹ــ۷).



شکل ۱۹ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده با بهرهٔ ۲۵

چون امپدانس ورودی مدار ۱KΩ است، مقاومت $R_۱$=۱KΩ خواهد شد.

$$R_۱ = Z_i = ۱K\Omega$$

رابطهٔ مربوط به بهرهٔ حلقهٔ بسته (A_{CL}) را می‌نویسیم :

$$A_{CL} = \frac{-R_F}{R_۱}$$

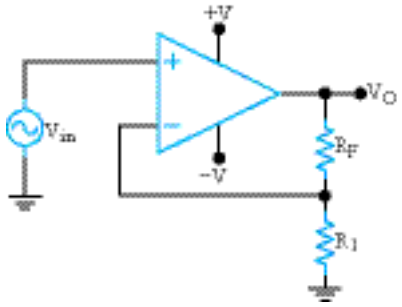
مقدار R_F را محاسبه می‌کنیم :

$$R_F = -A_{CL} \times R_۱ = -(-۲۵)(۱K\Omega)$$

$$R_F = ۲۵K\Omega$$

۲ــ۷ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده

(ناوارونگر=**Noninverting Amplifier**) : مدار تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده در شکل ۲۰ــ۷ رسم شده است. سیگنال ورودی Vin به ورودی مثبت op–Amp اتصال دارد و سیگنال خروجی توسط مقاومت‌های R_F و $R_۱$ تقسیم ولتاژ شده است. ولتاژ دو سر $R_۱$ به ورودی منفی اتصال دارد و فیدبک منفی را به وجود می‌آورد.



شکل ۲۰ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده

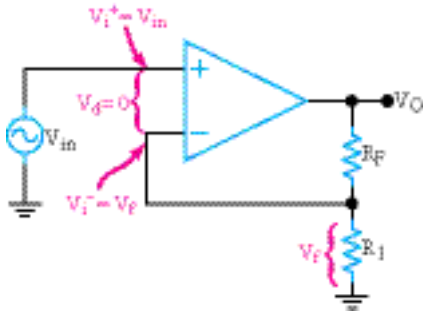
ولتاژ فیدبک همان ولتاژ دوسر $R_۱$ است که از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$V_F = \frac{V_O R_۱}{R_۱ + R_F}$$

در مدار شکل ۲۱ــ۷ شرایط زیر برقرار است :

- $V_f = V_i^-$
- $V_{in} = V_i^+$
- به دلیل عدم عبور جریان از ورودی V_d=۰ است.

$$V_d = V_i^+ - V_i^- = ۰ \Rightarrow V_i^+ = V_i^-$$



شکل ۲۱ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس کننده

نتیجه می‌شود :

$$V_{in} = V_f = \frac{V_O R_۱}{R_۱ + R_f}$$

نسبت $\frac{V_O}{V_{in}}$ را به‌دست می‌آوریم.

$$V_{in}(R_۱ + R_f) = V_O R_۱$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{R_۱ + R_f}{R_۱} = ۱ + \frac{R_f}{R_۱}$$

همان‌طورکه مشاهده می‌شود، بهرهٔ ولتاژ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده به R_F و $R_۱$ بستگی دارد و علامت آن مثبت است. علامت مثبت نشان‌دهندهٔ هم‌فازبودن سیگنال خروجی با سیگنال ورودی است.

امپدانس ورودی تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده از تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده بسیار زیادتر است؛ چون تقریباً هیچ جریانی از پایانهٔ ورودی مثبت نمی‌گذرد. امپدانس ورودی یک تقویت‌کنندهٔ عملیاتی غیرمعکوس‌کنندهٔ عملی خیلی زیاد، در حدود چندین مگا اهم است.

مثال ۳ــ۷ : مقدار R_F را برای یک تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده که بهرهٔ ولتاژی برابر ۱۰ دارد محاسبه کنید. مقدار $R_۱$ برابر ۱KΩ است. شکل مدار را رسم کنید.

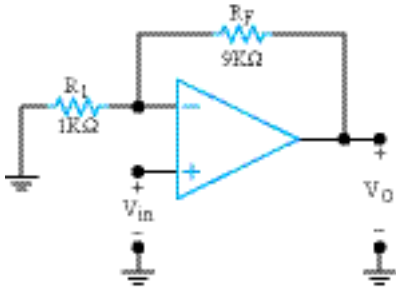
پاسخ : با توجه به رابطهٔ بهره ولتاژ داریم :

$$A_V = ۱ + \frac{R_F}{R_۱}$$

$$۱۰ = ۱ + \frac{R_F}{۱K\Omega} \Rightarrow ۱۰ - ۱ = \frac{R_F}{۱K\Omega}$$

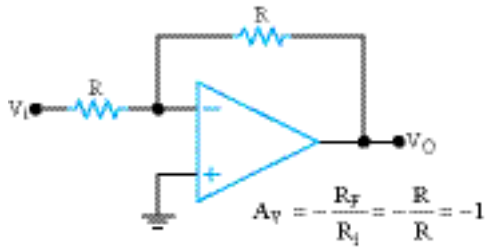
$$R_F = ۹K\Omega$$

مدار نهایی در شکل ۲۲ــ۷ نشان داده شده است.



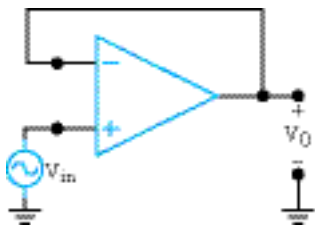
شکل ۲۲ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده با بهرهٔ ولتاژ ۱۰

۳ــ۷ــ۷ــ مدار بافر منفی : تقویت کنندهٔ معکوس کنندهٔ شکل ۱۵ــ۷ را با شکل ۲۳ــ۷ مقایسه کنید. در این تقویت‌کننده مقدار R_F مساوی R_1 و برابر با R انتخاب شده است. اگر مقدار A_V را محاسبه کنیم، بهرهٔ ولتاژ برابر با (۱−) می‌شود. این تقویت‌کننده را، تقویت‌کننده با ضریب تقویت منفی یک یا بافر منفی می‌نامند. در بافر منفی دامنهٔ سیگنال خروجی با دامنهٔ سیگنال ورودی برابر و در فاز مخالف آن است. از بافر برای تطبیق امپدانس استفاده می‌کنند.



شکل ۲۳ــ۷ــ مدار بافر منفی

۴ــ۷ــ۷ــ مدار بافر مثبت : بافر مثبت نوع خاصی از تقویت‌کنندهٔ غیرمعکوس‌کننده است. در این مدار مطابق شکل ۲۴ــ۷ تمام سیگنال خروجی به ورودی منفی فیدبک شده است.



شکل ۲۴ــ۷ــ مدار بافر مثبت

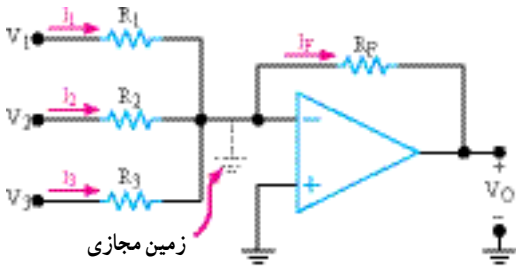
چون $V_i^- = V_O$ و $V_i^+ = V_{in}$ و $V_i^- = V_i^+$ است می‌توان نتیجه گرفت $V_O = V_{in}$ و $A_V = \frac{V_O}{V_{in}} = +1$ می‌شود.

نکته : به این مدار که دارای بهرهٔ ولتاژ ۱+ است و ولتاژ خروجی از لحاظ دامنه و فاز عیناً برابر با ولتاژ ورودی است مدار دنباله‌رو ولتاژ (Voltage follower) نیز می‌نامند.

یکی از مشخصات مهم بافر مثبت، ایجاد تطبیق بین امپدانس بسیار زیاد با امپدانس کم است. زیرا عملاً امپدانس ورودی مدار بافر بسیار زیاد و امپدانس خروجی آن بسیار کم است.

۵ــ۷ــ۷ــ مدار جمع‌کننده : یکی از مدار مفید دیگری که با استفاده از تقویت‌کنندهٔ عملیاتی ساخته می‌شود، مدار جمع‌کننده است. این مدار دارای دو یا چند ورودی و یک خروجی است.

شکل ۲۵ــ۷ یک جمع‌کننده با سه ورودی را نشان می‌دهد.



شکل ۲۵ــ۷ــ جمع‌کننده

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. که مقدار آن‌ها را از روابط زیر به‌دست می‌آید :

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad و \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad و \quad I_3 = \frac{V_3}{R_3}$$

طبق قانون کیرشهف، مجموع جریان‌های ورودی به یک گره باید مساوی جریان‌های خارج شده از آن باشد؛ بنابراین،

جریانی که از داخل R_F عبور می‌کند، مساوی جمع جبری سه جریان ورودی است.

$$I_F = I_۱ + I_۲ + I_۳$$

$$I_F = \frac{V_۱}{R_۱} + \frac{V_۲}{R_۲} + \frac{V_۳}{R_۳}$$

چون $V_O = -R_F I_F$ است، به جای I_F مساوی آن را در معادله قرار می‌دهیم.

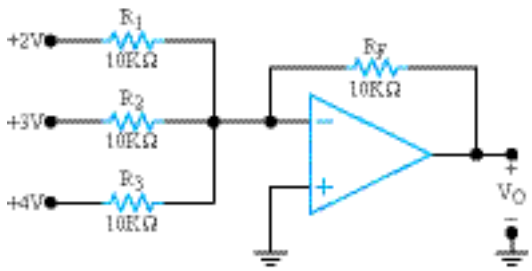
$$V_O = -R_F(\frac{V_۱}{R_۱} + \frac{V_۲}{R_۲} + \frac{V_۳}{R_۳})$$

و تحت شرایط خاص، چنان‌چه $R_F = R_۱ = R_۲ = R_۳$ باشد، خواهیم داشت.

$$V_O = -(V_۱ + V_۲ + V_۳)$$

در این حالت مدار را ، مدار جمع‌کننده با بهرهٔ واحد (SummingAmplifier with Unity Gain) می‌نامند.

مثال ۴ــ۷ : ولتاژ خروجی مدار شکل ۲۶ــ۷ چه‌قدر است؟



شکل ۲۶ــ۷ــ جمع‌کنندهٔ ولتاژ برای مثال ۴ــ۷

پاسخ : چون کلیهٔ مقاومت‌ها برابرند مقدار V_O از مجموع سه سیگنال به‌دست می‌آید. زیرا :

$$V_O = -R_F(\frac{V_۱}{R_۱} + \frac{V_۲}{R_۲} + \frac{V_۳}{R_۳})$$

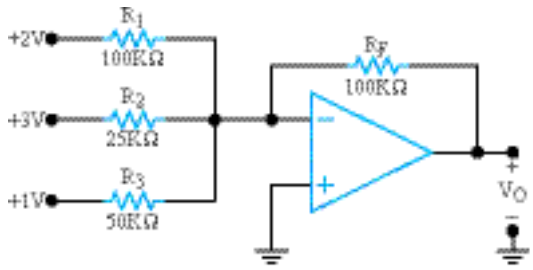
$$V_O = -R(\frac{V_۱}{R} + \frac{V_۲}{R} + \frac{V_۳}{R})$$

$$V_O = -\frac{R}{R}(V_۱ + V_۲ + V_۳)$$

$$V_O = -(V_۱ + V_۲ + V_۳)$$

$$V_O = -(۲ + ۳ + ۴) = -۹ \text{ ولت}$$

مثال ۵ــ۷ : ولتاژ خروجی مدار شکل ۲۷ــ۷ را محاسبه کنید.



شکل ۲۷ــ۷ــ جمع‌کننده با بهرهٔ بیش‌تر از (۱)

پاسخ : ابتدا رابطهٔ V_O را می‌نویسیم.

$$V_O = -R_F(\frac{V_۱}{R_۱} + \frac{V_۲}{R_۲} + \frac{V_۳}{R_۳})$$

مقادیر را جایگزین می‌کنیم و مقدار V_Oرا به‌دست می‌آوریم.

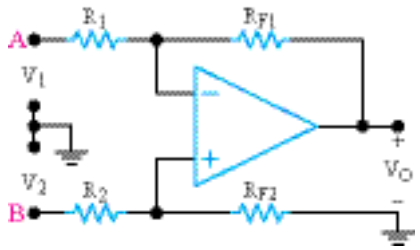
$$V_O = -۱۰۰(\frac{۲}{۱۰۰} + \frac{۳}{۲۵} + \frac{۱}{۵۰})$$

$$V_O = -۱۰۰(\frac{۲+۱۲+۲}{۱۰۰})$$

$$V_O = -۱۰۰(\frac{۱۶}{۱۰۰}) = -۱۶ \text{ ولت}$$

۶ــ۷ــ۷ــ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی : تاکنون تقویت‌کننده‌های عملیاتی را با اعمال یک سیگنال ورودی مورد بحث قرار دادیم. بسیاری از اوقات به تقویت‌کننده‌ای با ورودی تفاضلی نیازمندیم زیرا یک تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی میزان نویز را به حداقل می‌رساند. به‌عنوان مثال باید در طبقهٔ ورودی یک دستگاه الکتروکاردیوگراف میزان نویز مربوط به ۵۰ هرتز را به شدت کاهش داد. در این دستگاه دو الکترود به نقاط مختلف بدن یک انسان متصل می‌شوند و ضربان‌های کوچک قلب را دریافت می‌کنند. سپس این ضربان‌ها، تقویت می‌شود و به بلندگو، اسیلوسکوپ یا نوار ثبت‌کننده می‌رسد. نتیجهٔ به دست‌آمده برای مطالعه و بررسی در اختیار پزشک قرار می‌گیرد. متأسفانه علاوه‌بر جذب ضربان‌های قلب مقداری نویز ۵۰ هرتز برق شهر نیز جذب می‌شود.

با به‌کاربردن یک تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی می‌توان مقدار این نویز را به حداقل رساند. در شکل ۲۸ــ۷ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی نشان داده شده است.



شکل ۲۸ــ۷ــ تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی

تقویت‌کننده با ورودی تفاضلی اصولاً ترکیبی از تقویت‌کننده‌های معکوس‌کننده و غیرمعکوس‌کننده است. اگر $R_1=R_2=R$ و $R_{F1}=R_{F2}=R_F$ باشد، ولتاژ خروجی تقویت‌کننده با استفاده از رابطهٔ زیر تعیین می‌شود.

$$V_O=\frac{R_F}{R}(V_2-V_1)$$

به خاطر داشته باشید که خروجی تقویت‌کننده می‌تواند نسبت به زمین، مثبت یا منفی باشد. بنابراین، V_O ممکن است متناسب با مقدار و جهت V_1 و V_2 مثبت یا منفی شود.

وقتی ورودی‌ها به‌صورت تفاضلی استفاده می‌شوند، اگر دو سیم A و B به یک دیگر نزدیک باشند، هیچ اتصال زمینی مورد نیاز نیست. در هر صورت، 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 تغییر داده می‌شود تا ۵۰ هرتز جذب شده در هر دو سیم مشابه شوند. به این ترتیب با جابجایی سیم‌ها، سیگنال خروجی مربوط به ۵۰ هرتز صفر می‌شود. به محض این که نویز به صفر رسید تقویت‌کننده می‌تواند سیگنال‌های ضعیف ضربان قلب را آشکار کند.

مثال ۶ــ۷ : در مدار شکل ۲۸ــ۷ با توجه به شرایط زیر مقدار V_O را محاسبه کنید.

$$R_1=R_2=1K\Omega$$
$$V_2-V_1=3mV$$
$$R_{F1}=R_{F2}=100K\Omega$$

پاسخ :

$$V_O=\frac{R_F}{R_1}(V_2-V_1)$$
$$V_O=\frac{100}{1}(3mV)=300mv$$
$$V_O=300mv$$

۸ــ۷ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۸ــ۷ــ یک op-Amp ایده‌آل امپدانس ورودی بینهایت دارد. صحیح ☐ غلط ☐

۲ــ۸ــ۷ــ یک op-Amp واقعی امپدانس خروجی بسیار زیاد دارد. صحیح ☐ غلط ☐

۳ــ۸ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی می‌تواند در دو حالت تفاضلی و سیگنال مشترک مورد استفاده قرار گیرد.

صحیح ☐ غلط ☐

۴ــ۸ــ۷ــ اگر مقاومت فیدبک (R_F) در تقویت‌کنندهٔ با بهرهٔ منفی باز شود، بهرهٔ تقویت‌کننده صفر می‌شود.

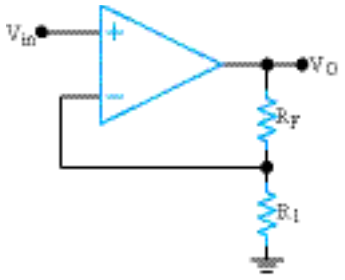
صحیح ☐ غلط ☐

کامل‌کردنی

۵ــ۸ــ۷ــ تقویت‌کنندهٔ عملیاتی μA۷۴۱ دارای مقاومت خروجی ..... اهم است.

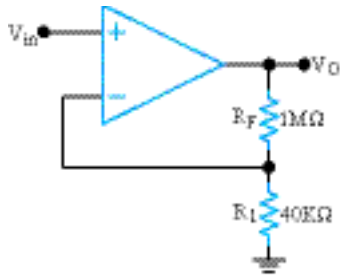
۶ــ۸ــ۷ــ اگر هر دو ورودی op-Amp ایده‌آل به زمین الکتریکی (ولتاژ صفر) وصل شود ولتاژ خروجی آن ..... ولت است.

۷ــ۸ــ۷ــ اگر در مدار شکل ۲۹ــ۷ مقدار R_F کاهش یابد بهرهٔ ولتاژ مدار ..... می‌یابد.

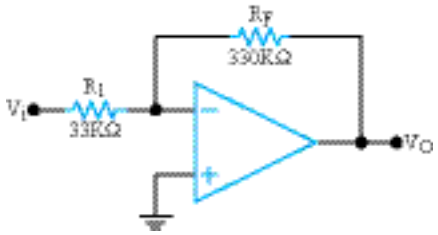


شکل ۲۹ــ۷

۸ـ۸ـ۷ـ میزان بهرهٔ ولتاژ تقویت‌کنندهٔ شکل ۷ـ۳۰ برابر ..... و شکل ۷ـ۳۱ برابر ..... است.



شکل ۷ـ۳۰



شکل ۷ـ۳۱

چهارگزینه‌ای

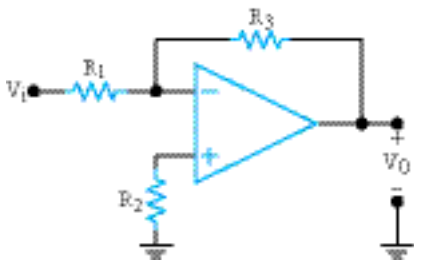
۹ـ۸ـ۷ـ با توجه به چه شرایطی مدار تقویت‌کنندهٔ شکل ۷ـ۳۲ به بافر منفی تبدیل می‌شود.

۱) $R_1 > R_2$

۲) $R_1 = R_2$

۳) $R_2 = R_3$

۴) $R_1 = R_3$



شکل ۷ـ۳۲

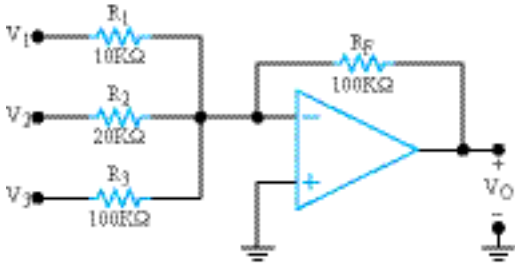
۱۰ـ۸ـ۷ـ در مدار شکل ۷ـ۳۳ رابطهٔ V_O کدام است؟

۱) $10V_1 - 5V_2 + V_3$

۲) $10V_1 - 5V_2 - V_3$

۳) $-10V_1 - 5V_2 - V_3$

۴) $V_1 - 5V_2 + V_3$

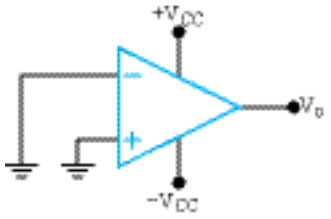


شکل ۷ـ۳۳

تشریحی و ترسیمی و محاسباتی

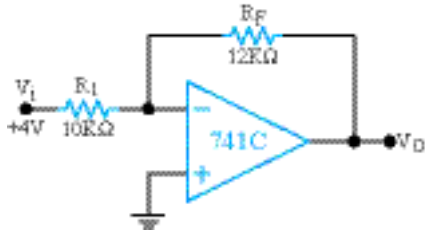
۱۱ـ۸ـ۷ـ شکل مدار بافر مثبت و منفی را با op-Amp رسم کنید و رابطهٔ بهرهٔ ولتاژ را در آن‌ها بنویسید.

۱۲ـ۸ـ۷ـ در شکل ۷ـ۳۴ ولتاژ خروجی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی چند ولت است؟ با ذکر دلیل بنویسید.



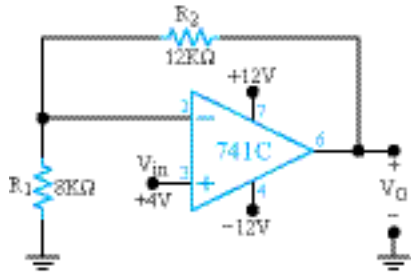
شکل ۷ـ۳۴

۱۳ـ۸ـ۷ـ در شکل ۷ـ۳۵ مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟ محاسبه کنید.



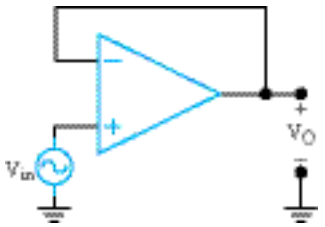
شکل ۷ـ۳۵

۱۴ــ۸ــ۷ــ در شکل ۳۶ــ۷ مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



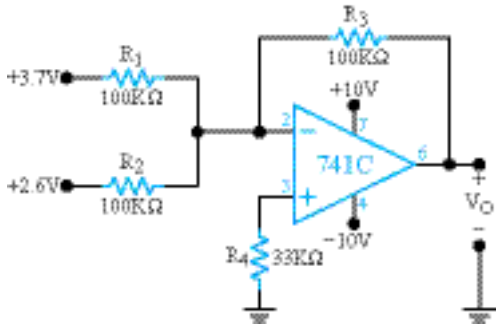
شکل ۳۶ــ۷

۱۵ــ۸ــ۷ــ در شکل ۳۷ــ۷ اگر دامنهٔ ولتاژ خروجی ۱ ولت باشد، دامنهٔ ولتاژ ورودی چند ولت است؟



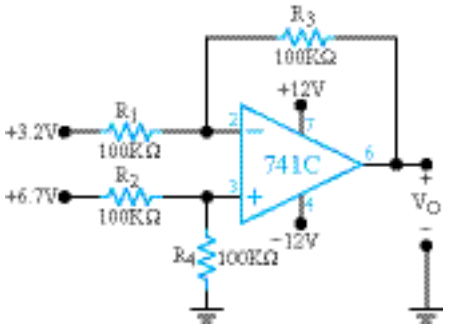
شکل ۳۷ــ۷

۱۶ــ۸ــ۷ــ در شکل ۳۸ــ۷ با توجه به مقادیر مقاومت‌ها و ولتاژهای ورودی، مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



شکل ۳۸ــ۷

۱۷ــ۸ــ۷ــ در شکل ۳۹ــ۷ مقدار ولتاژ خروجی چند ولت است؟



شکل ۳۹ــ۷

۹ــ۷ــ مقایسه‌کننده (Comparator)

مقایسه‌کننده به مداری گفته می‌شود که ولتاژ یکی از ورودی‌های خود را با ولتاژ مبنا در ورودی دیگر مقایسه می‌کند.

ولتاژ مبنا می‌تواند مثبت، منفی یا صفر باشد. در op–Amp متناسب با مقدار ولتاژ مثبت یا منفی ورودی، خروجی شکل می‌گیرد.

درصورتی که مقدار ولتاژ ورودی مثبت بیش‌تر از ولتاژ ورودی منفی باشد خروجی به ولتاژ اشباع مثبت و اگر مقدار ولتاژ ورودی منفی بیش‌تر از ولتاژ ورودی مثبت باشد خروجی به اشباع منفی می‌رود. این نوع مدار را مدار مقایسه‌کننده می‌نامند.

مقایسه‌کننده در مدارهای زیر کاربرد دارد :

۱ــ اشمیت تریگر(Schmitt Trigger) یا مدار چهارگوش‌کننده (Squaring Circuit) :اشمیت‌تریگر مداری است که یک شکل موج نامنظم را به شکل موج مربعی یا پالس تبدیل می‌کند.

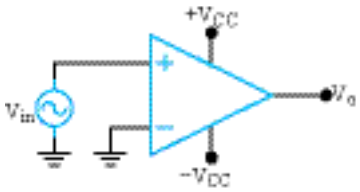
۲ــ آشکارساز عبور از صفر (مبنا) : مداری است که زمان و جهت عبور سیگنال ورودی را از ولتاژ صفر (مبنا) مشخص می‌کند.

۳ــ آشکارساز سطح ولتاژ : مداری است که شرایط مساوی‌شدن ولتاژ ورودی را با یک ولتاژ مبنا مشخص می‌کند.

۴ــ نوسان‌ساز : مداری است که شکل موج سینوسی یا مربعی یا مثلثی تولید می‌کند.

۱۰ــ۷ــ آشکارساز عبور از صفر (Zero Crossing Detector)

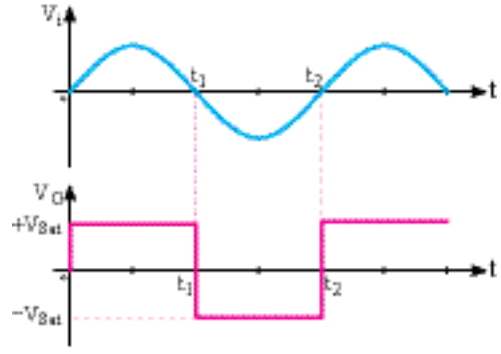
در شکل ۴۰ــ۷ مدار مقایسه‌کننده با ولتاژ مبنای صفر (زمین) رسم شده است.



شکل ۴۰ــ۷ــ مدار آشکارساز عبور از صفر

در این مدار زمین یا پتانسیل صفر به ورودی منفی (−) اعمال شده است. ولتاژی که باید با مبنا مقایسه شود (V_i) به ورودی (+) داده می‌شود. مدار، ولتاژ V_i را با ولتاژ مبنای صفر ولت مقایسه می‌کند و با توجه به پلاریتهٔ ورودی و نبودن شبکهٔ فیدبک، آی‌سی به اشباع می‌رود.

در شکل ۴۱ــ۷ شکل موج ورودی و خروجی مدار زیر هم رسم شده است.



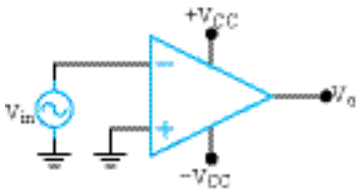
شکل ۴۱ــ۷ــ موج ورودی و خروجی مدار آشکارساز عبور از صفر

در این شکل هنگامی که V_i نیم‌سیکل مثبت را طی می‌کند خروجی به اشباع مثبت و هنگامی که نیم‌سیکل منفی را طی می‌کند خروجی به اشباع منفی می‌رود.

همانطورکه مشاهده می‌شود مبنای مقایسه ورودی منفی است که به زمین (صفر) وصل شده است.

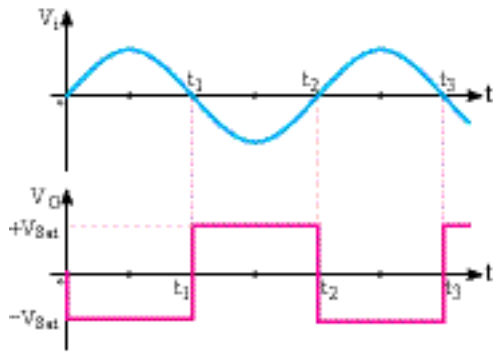
V_i در مدت ۰ تا t_1 مثبت است، بنابراین در این فاصله ورودی (+) op-Amp نسبت به ورودی منفی (−) آن، مثبت‌تر است. لذا V_O در وضعیت اشباع مثبت یعنی $+V_{sat}$ قرار می‌گیرد. هنگامی که V_i در فاصلهٔ زمانی t_1 تا t_2 منفی می‌شود اندازهٔ V_O به اشباع منفی ($-V_{sat}$) تغییر می‌یابد. زیرا ورودی (+) نسبت به ورودی (−) منفی‌تر است.

۱۰ــ۷ــ۱ــ مدار آشکارساز عبور از صفر از طریق اعمال سیگنال به ورودی منفی : در شکل ۴۲ــ۷ ولتاژ صفر ولت مبنا (زمین) به ورودی مثبت و V_i به ورودی منفی op-Amp داده شده است.



شکل ۴۲ــ۷ــ مدار آشکارساز عبور از صفر با اعمال سیگنال به ورودی منفی

در شکل ۴۳ــ۷ شکل موج‌های ورودی و خروجی مدار زیر هم رسم شده‌اند. این نوع مدارها را مدارهای مقایسه‌کننده نیز می‌نامند.



شکل ۴۳ــ۷ــ شکل موج‌های ورودی و خروجی مدار

تحقیق کنید : نحوهٔ عملکرد این مدار را تحقیق کنید و نتایج آن را به کلاس ارائه دهید.

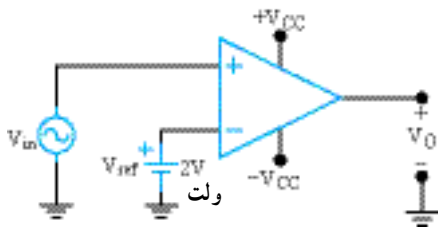
تمرین کلاسی : به ازای مقادیر V_i بزرگتر از صفر $V_O=-V_{sat}$ و به ازای مقادیر V_i کوچکتر از صفر ولت $V_O=+V_{sat}$ است. (چرا؟)

۲ــ۱۰ــ۷ــ آشکار ساز سطوح ولتاژ غیر صفر

(**Nonzero Level detector**) : مدار آشکار ساز سطوح صفر ولت را می‌توان به آشکار ساز ولتاژ غیر صفر ولت تبدیل نمود. برای این منظور به جای زمین کردن ورودی مثبت یا منفی، ولتاژی را به عنوان ولتاژ مقایسه (مبنا) انتخاب می‌کنیم. مثلاً در شکل ۴۴ــ۷ ولتاژمبنا را ۲+ ولت در نظر می‌گیریم و به ورودی منفی می‌دهیم.

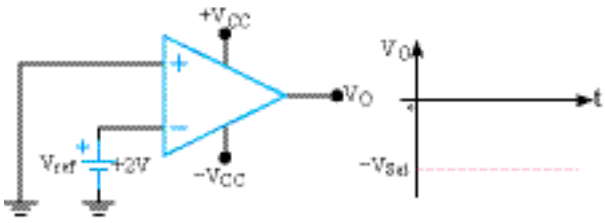
این ولتاژ را ولتاژ مقایسه (مبنا) یا (V_{ref}) می‌نامیم.

ref=refrence



شکل ۴۴ــ۷ــ مدار آشکار ساز سطح ولتاژ غیر صفر

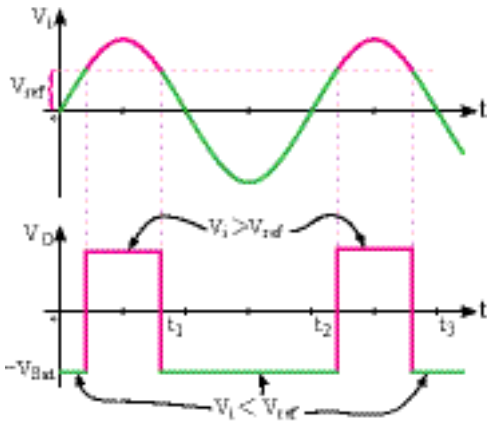
در حالتی که ولتاژ ورودی مثبت صفر است، به دلیل وجود ولتاژ ۲+ ولت در ورودی منفی، خروجی مدار به اشباع منفی می‌رود. شکل ۴۵ــ۷ این حالت را نشان می‌دهد.



شکل ۴۵ــ۷ــ ولتاژ خروجی مدار در لحظه‌ای که V_i^+ برابر ۰ است.

تا زمانی که ولتاژ ورودی مثبت از ولتاژ مبنا (V_{ref}) کم‌تر است ($V_i^+ < V_{ref}$) خروجی op–Amp در اشباع منفی قرار می‌گیرد. در حالتی که V_i از V_{ref} بیش‌تر شود ورودی مثبت op–Amp نسبت به ورودی منفی آن مثبت تر می شود و خروجی op–Amp به اشباع مثبت می‌رود.

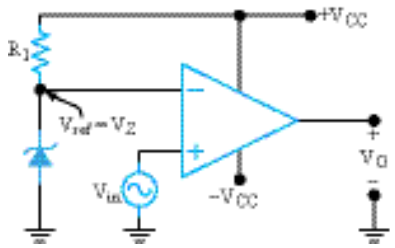
در شکل ۴۶ــ۷ شکل موج‌های ورودی و خروجی مدار رسم شده است.



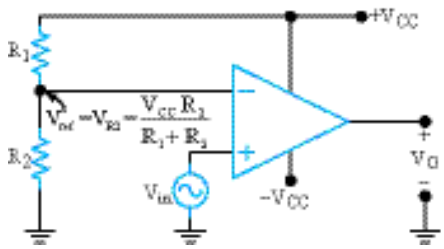
شکل ۴۶ــ۷ــ شکل موج های ورودی و خروجی

۳ــ۱۰ــ۷ــ روش عملی تأمین ولتاژ مبنا :

ولتاژ مبنای مقایسه را می‌توان از طریق دو مقاومت تقسیم کنندهٔ ولتاژ یا توسط یک دیودزنر و یک مقاومت تأمین نمود. شکل‌های ۴۷ــ۷ و ۴۸ــ۷ مدارهای تأمین ولتاژ مبنا را نشان می‌دهد.

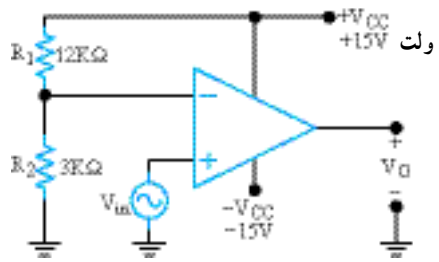


شکل ۴۷ــ۷ــ تأمین ولتاژ ثابت مبنا با استفاده از دیود زنر و مقاومت



شکل ۴۸ــ۷ــ تأمین ولتاژ مبنا توسط تقسیم کنندهٔ ولتاژ مقاومتی

مثال ۷ــ۷ : مقدار ولتاژ مبنای مقایسه را در مدار شکل ۷ــ۴۹ محاسبه کنید.



شکل ۷ــ۴۹

پاسخ : ولتاژ دو سر $R_۲$ ولتاژ مبنای مقایسه است که با استفاده از قانون تقسیم ولتاژ به دست می آید.

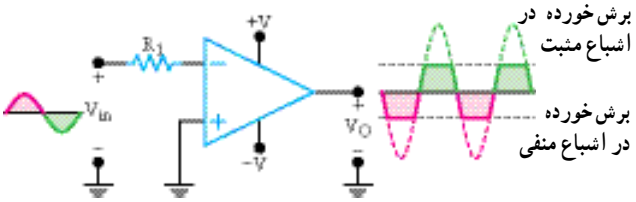
$$V_{ref} = \frac{V_{CC} \times R_۲}{R_۱ + R_۲}$$

$$V_{ref} = \frac{۱۵ \times ۳}{۳ + ۱۲} = ۳ \text{ ولت}$$

ولتاژ ورودی مثبت باید با ولتاژ ثابت ۳ ولت مقایسه شود.

۷ــ۱۱ــ تبدیل امواج سینوسی به امواج مربعی

یک مدار آشکار ساز صفر می‌تواند مبدل امواج سینوسی به مربعی باشد. به عبارت ساده‌تر اگر یک تقویت‌کننده با بهرهٔ بالا را توسط یک موج سینوسی با دامنهٔ بزرگ تحریک کنیم، خروجی در حد ولتاژ منبع تغذیه به اشباع مثبت و منفی می‌رود و موج سینوسی به موج مربعی تبدیل می‌شود. شکل ۷ــ۵۰ یک op–Amp را نشان می‌دهد که ورودی آن توسط یک موج سینوسی با دامنهٔ زیاد در حدود حداقل یک ولت تحریک می‌شود. در این مدار از مقاومت فیدبک استفاده نشده است بنابراین بهرهٔ تقویت‌کننده مساوی بهرهٔ حلقهٔ باز مدار است که خیلی بزرگ می‌باشد. بنابراین با وجود این که مدار می‌خواهد یک موج سینوسی با دامنهٔ بسیار زیاد تولید کند اما به دلیل اشباع شدن op–Amp قسمت زیادی از موج سینوسی بریده می‌شود و به یک موج مربعی تبدیل می‌شود. مقاومت $R_۱$ از بروز آسیب به ورودی مبدل جلوگیری می کند.

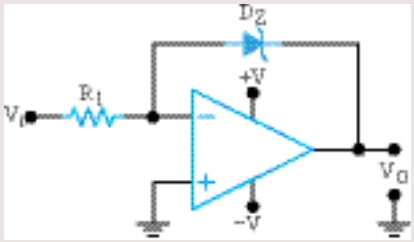


شکل ۷ــ۵۰ــ مدار مبدل امواج سینوسی به مربعی

برای هنرجویان علاقه‌مند

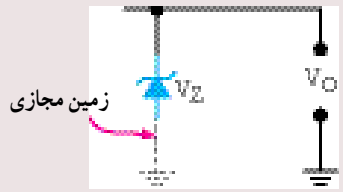
۷ــ۱۲ــ محدود کردن ولتاژ خروجی

در بعضی موارد لازم است که دامنهٔ ولتاژ خروجی در حدی کم‌تر از ولتاژ اشباع محدود شود. برای این منظور می‌توان با استفاده از دیود زنر در مدار فیدبک، دامنهٔ ولتاژ خروجی را روی یک مقدار دلخواه تنظیم کرد. شکل ۷ــ۵۱ این مدار را نشان می‌دهد.



شکل ۷ــ۵۱ــ مدار محدود کننده

در مدار شکل ۷ــ۵۱ با توجه به مطالب بیان‌شده در مباحث گذشته چون ورودی مثبت op–Amp زمین شده است، ورودی منفی op–Amp نیز زمین مجازی می‌شود و آند دیود زنر در پتانسیل صفر قرار می‌گیرد به این ترتیب حلقهٔ خروجی معادل شکل ۷ــ۵۲ در می‌آید.



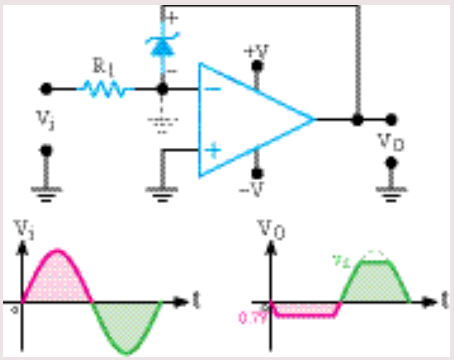
شکل ۷ــ۵۲ــ حلقهٔ خروجی

برای هنرجویان علاقه‌مند

همانطور که مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی همان ولتاژ موجود بین کاتد ــ آند دیود زنر است. در فاصلهٔ زمان نیم سیکل مثبت سیگنال ورودی، خروجی op–Amp نیم سیکل منفی را طی می‌کند و دیود زنر را در بایاس موافق قرار می‌دهد. در این شرایط ولتاژ خروجی، معادل ولتاژ دو سر دیود زنر در بایاس موافق است که در حد ۰/۷– ولت محدود می‌شود.

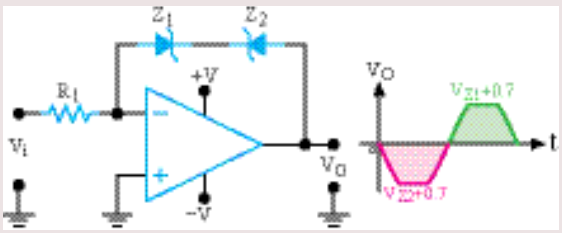
در فاصلهٔ زمانی نیم‌سیکل منفی سیگنال ورودی، ولتاژ خروجی op–Amp نیم سیکل مثبت را طی می‌کند.

هنگامی که دامنهٔ سیگنال خروجی به مقداری بیش‌تر از ولتاژ شکست دیود زنر برسد، دیود زنر هادی می‌شود و ولتاژ خروجی را در حد ولتاژ شکست خود محدود می‌کند. وضعیت مدار و شکل موج خروجی در این نیم سیکل در شکل ۷ــ۵۳ نشان داده شده است.



شکل ۷ــ۵۳ــ وضعیت مدار و شکل موج خروجی در نیم سیکل منفی

با توجه به شکل ۷ــ۵۳، این مدار یکی از نیم سیکل ها را در حد ولتاژ زنر (V_Z) و نیم سیکل دیگر را در حد دامنهٔ ۰/۷ ولت محدود نموده است. اگر بخواهیم هر دو نیم سیکل مثبت و منفی موج خروجی محدود شود از مدار شکل ۷ــ۵۴ استفاده می‌کنیم. ولتاژ خروجی این مدار نیز رسم شده است.

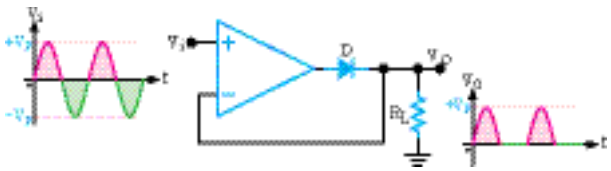


شکل ۷ــ۵۴ــ مدار محدود کننده دو طرفه و شکل موج خروجی آن

تحقیق کنید: با توجه به مطالبی که آموخته اید اصول و نحوهٔ عملکرد مدار شکل ۷ــ۵۴ را تشریح کنید و پس از هماهنگی با مربی مربوط، به صورت یک کنفرانس به کلاس ارائه نمایید.

۷ــ۱۳ــ یکسو ساز نیم موج ایده‌آل

در شکل ۷ــ۵۵ مدار یکسو ساز نیم موج با تقویت کنندهٔ عملیاتی رسم شده است.



شکل ۷ــ۵۵ــ مدار یکسو ساز نیم موج ایده‌آل

در نیم سیکل مثبت سیگنال ورودی، خروجی نیز به مثبت می‌رود؛ دیود هادی می‌شود و نیم سیکل مثبت سیگنال ورودی در دو سر بار ظاهر می‌گردد. در نیم سیکل منفی سیگنال ورودی، خروجی تقویت کنندهٔ عملیاتی منفی است و دیود قطع می‌شود و هیچ ولتاژی در دو سر مقاومت بار ظاهر نمی‌گردد. به همین دلیل، در دوسر مقاومت بار، یک سیگنال نیم موج و هم دامنه با سیگنال ورودی را خواهیم داشت. چرا؟ توضیح دهید. مزیت این مدار نسبت به یکسو ساز نیم موج معمولی این است که چون تقویت کنندهٔ عملیاتی بهرهٔ بالایی دارد، سیگنال ورودی با دامنهٔ بسیار کم می‌تواند باعث هدایت دیود شود. مثلاً اگر افت ولتاژ دیود برابر با ۰/۷ ولت و A بهرهٔ تقویت کننده مساوی 10^5 باشد، ولتاژ ورودی که می‌تواند دیود را هادی کند برابر است با :

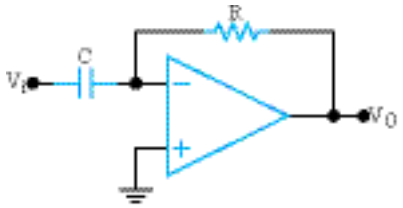
$$V_{in} = \frac{0/7}{10^5} = 7\mu V$$

یعنی، وقتی ولتاژ ورودی بیش‌تر از $7\mu V$ برسد دیود هادی می‌شود.

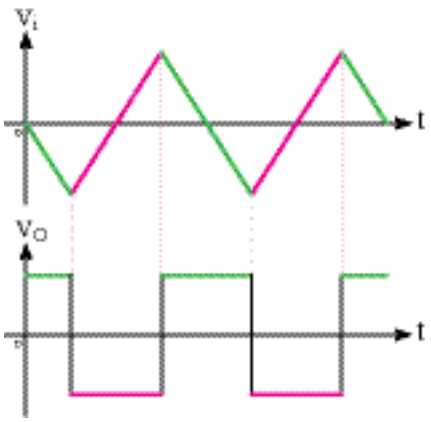
۱۴ــ۷ــ مدارهای تغییردهندهٔ شکل موج

مدارهای تغییر دهندهٔ شکل موج مدارهایی هستند که می‌توانند شکل موج ورودی را تغییر دهند. به عنوان مثال موج مثلثی را تبدیل به موج مربعی یا بالعکس نمایند. با توجه به تابع ایجاد شده در خروجی، این مدارها را مشتق‌گیر یا انتگرال‌گیر می‌نامند.

۱ــ۱۴ــ۷ــ مدارهای مشتق‌گیر : مدارهای مشتق‌گیر مدارهایی هستند که از شکل موج ورودی (تابع ورودی) مشتق می‌گیرند. به عنوان مثال اگر به ورودی شکل ۵۶ــ۷ ولتاژ مثلثی داده شود در خروجی آن ولتاژ مربعی که همان مشتق ولتاژ ورودی است ظاهر می‌شود. در شکل ۵۷ــ۷، شکل موج ورودی و خروجی مدار مشتق‌گیر رسم شده است.

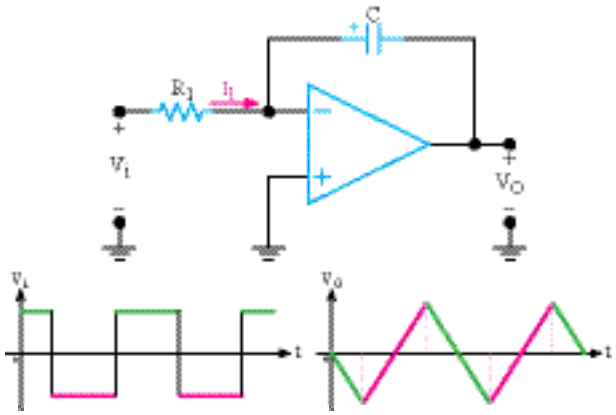


شکل ۵۶ــ۷ــ مدار مشتق گیر



شکل ۵۷ــ۷ــ شکل موج ورودی و خروجی مدار مشتق گیر

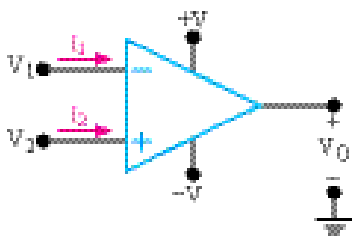
۲ــ۱۴ــ۷ــ مدار انتگرال‌گیر : عکس عمل مشتق‌گیری را انتگرال‌گیری می‌نامند. یعنی اگر مشتق یک تابع معلوم باشد، برای تعیین تابع اولیه، باید از آن انتگرال بگیریم. عمل انتگرال‌گیری را می‌توانیم توسط مدارهای الکترونیکی انجام دهیم. شکل ۵۸ــ۷ مدار انتگرال‌گیر را با شکل موج ورودی و خروجی آن نشان می‌دهد.



شکل ۵۸ــ۷ــ مدار انتگرال گیر

۱۵ــ۷ــ برخی تعاریف در تقویت کنندهٔ عملیاتی

۱ــ ۱۵ــ۷ــ جریان‌های بایاس ورودی (Input Bias Current) : ترانزیستورهای داخل op–Amp باید به‌طور صحیح بایاس شوند. یعنی باید ولتاژ مناسب به پایه‌های ترانزیستورها برسد و جریان I_B و I_C نیز در حد تعیین شده در طراحی باشند. چون در یک تقویت‌کنندهٔ op–Amp ایده‌آل امپدانس ورودی بینهایت است. جریان ورودی که از پایه‌های op–Amp عبور می کند صفر فرض می‌شود. اما در تقویت‌کننده عملیاتی واقعی، عملاً از پایه‌های ورودی op–Amp جریان DC بسیار کوچکی برای تأمین جریان بیس ترانزیستورها عبور می‌کند. این جریان‌ها در شکل ۵۹ــ۷ با نمادهای I_1 و I_2 نشان داده شده‌اند.



شکل ۵۹ــ۷ــ جریان پایه‌های ورودی

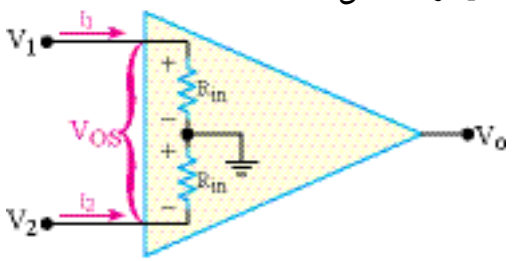
جریان‌های بایاس I_1 و I_2 معمولاً با هم برابر نیستند. کارخانه‌های سازنده op–Amp غالباً جریان میانگین بایاس ورودی (I_{Bias}) را مشخص می‌کنند. مقدار این جریان از رابطهٔ $I_{Bias} = \frac{I_1 + I_2}{2}$ قابل محاسبه است.

۲ــ ۱۵ــ ۷ ــ جریان آفست ورودی

(**Input offset Current**) : تفاضل جریان I_1 و I_2، جریان آفست ورودی (I_{OS}) نام دارد.

جریان آفست $I_{OS} = |I_1 - I_2|$

در بسیاری از موارد جریان offset ورودی کم است، لذا می‌توان از آن صرفنظر کرد. از طرفی چون امپدانس ورودی و بهرهٔ ولتاژ op–Amp بسیار زیاد است، جریان offset ناچیز می‌تواند ولتاژ قابل توجهی را در ورودی و ولتاژ خطای نسبتاً زیادی را در خروجی ایجاد کند. شکل ۶۰ــ۷ معادل ورودی op–Amp را نشان می‌دهد.



شکل ۶۰ــ۷ــ معادل ورودی op–Amp

برای هنرجویان علاقه‌مند

با توجه به مدار شکل ۶۰ــ۷ مقدار ولتاژ آفست از رابطهٔ زیر محاسبه می شود :

$$V_{OS} = R_{in}I_1 - R_{in}I_2 = R_{in}(I_1 - I_2)$$

$$V_{OS} = R_{in}I_{OS}$$

مقدار ولتاژ خطای خروجی از رابطهٔ زیر قابل محاسبه است :

$$V_{outerror} = A_V I_{OS} R_{in}$$

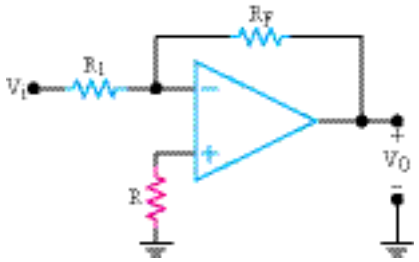
۳ــ۱۵ــ۷ــ جبران اثر جریان آفست در تقویت‌کننده‌ها :

در تقویت کننده‌های معکوس کننده و غیر معکوس کننده، برای به حداقل رساندن خطای ناشی از جریان‌های بایاس روی ولتاژ خروجی، مقاومت R را مطابق شکل ۶۱ــ۷ به مدار اضافه می‌کنند.

مقاومت R را مقاومت جبران‌کنندهٔ جریان (Current Compensating Resistor) می‌نامند. مقدار مقاومت R از رابطهٔ :

$$R = R_1 \| R_F = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F}$$

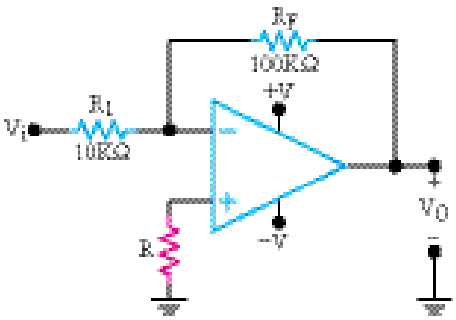
به دست می‌آید.



شکل ۶۱ــ۷ــ مدار تقویت‌کنندهٔ معکوس‌کننده با مقاومت جبران کننده

توجه : به دلیل محدودیت زمانی از بحث بیش‌تر در مورد نحوهٔ محاسبه مقاومت R در این رابطه خودداری می‌کنیم. در صورت تمایل می‌توانید به منابعی که در ارتباط با این موضوع وجود دارد مراجعه کنید. یادآور می‌شود که در مقطع بالاتر تحصیلی به طور مفصل در این زمینه بحث خواهد شد.

مثال ۸ــ۷ : مقدارR را در مدار شکل ۶۲ــ۷ محاسبه کنید.



شکل ۶۲ــ۷

پاسخ :

$$R = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F}$$

$$R = \frac{۱۰۰ \times ۱۰}{۱۰۰ + ۱۰} = ۹/۱\text{K}\Omega$$

با قرار دادن مقاومت ۹/۱ کیلواهم در مدار شکل ۶۱ــ۷ مسئله آفست به مقدار قابل توجهی جبران می‌شود.

۴ــ۱۵ــ۷ــ ولتاژ آفست ورودی

Input offset Voltage (VI_{OS}) : اگر ولتاژهای ورودی op–Amp صفر باشد، باید ولتاژ خروجی op–Amp نیز صفر شود. به علت عدم تقارن جزئی در ساختمان داخلی op–Amp که اجتناب‌ناپذیر است، ولتاژ خروجی صفر نمی‌شود.

ولتاژ آفست ورودی، ولتاژی است که باید بین ترمینال‌های ورودی اعمال شود تا خروجی op–Amp در حال تعادل باشد یعنی $V_O = 0$ شود.

۵ــ۱۵ــ۷ــ رانش ولتاژ آفست

(Input offset Voltage Drift) ولتاژ آفست ورودی تابع درجه حرارت است. نسبت تغییرات ولتاژ آفست ورودی به تغییرات درجهٔ حرارت را رانش ولتاژ آفست ورودی می‌نامند.

ΔV_{IOS} = تغییرات ولتاژ آفست ورودی

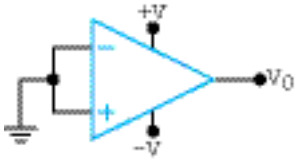
ΔT = تغییر درجه حرارت بر حسب سانتی‌گراد

$$\text{رانش ولتاژ آفست} = \frac{\Delta V_{IOS}}{\Delta T}$$

۶ــ۱۵ــ۷ــ ولتاژ آفست خروجی

(outPut offset Voltage) : اگر ورودی‌های op–Amp مطابق شکل ۶۳ــ۷ به زمین وصل شوند، ولتاژ خروجی باید صفر شود. در عمل مقداری ولتاژ خطا در خروجی وجود دارد.

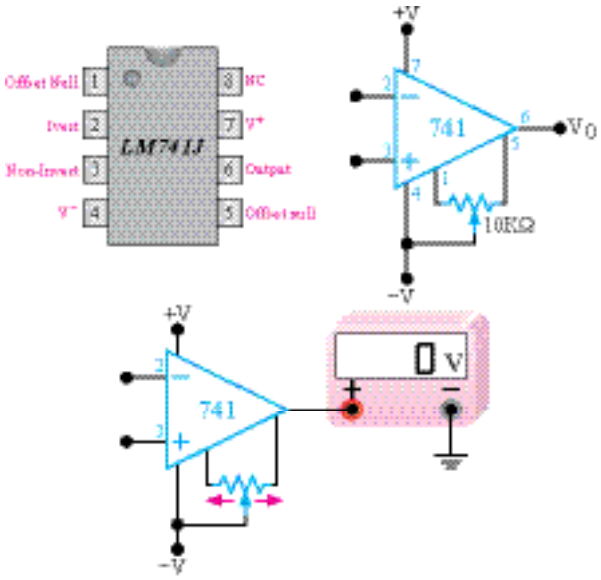
مقدار ولتاژ خروجی در حالی که ورودی‌های op–Amp زمین شده‌اند را ولتاژ افست خروجی می‌نامند.



شکل ۶۳ــ۷ــ ورودی‌ها زمین شده‌اند.

۷ــ۱۵ــ۷ــ تنظیم ولتاژ آفست

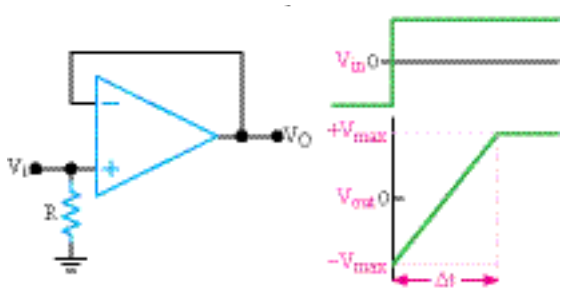
: در روی بدنهٔ اغلب تقویت کننده‌های عملیاتی جهت تنظیم ولتاژ آفست، پایه‌هایی وجود دارد. مثلاً در روی بدنهٔ آی‌سی ۷۴۱، پایه‌های ۱و۵ (offset null)جهت تنظیم ولتاژ offset در نظر گرفته شده است. مطابق شکل ۶۴ــ۷، بدون آن‌که به ورودی مدار ولتاژی وصل شود به پایهٔ ۱و ۵ پتانسیومتری را اتصال داده و با تغییر آن، ولتاژ خروجی را روی صفر ولت تنظیم می‌کنند.



شکل ۶۴ــ۷ــ شمارهٔ پایه‌های آی سی ۷۴۱ و نحوهٔ تنظیم ولتاژ آفست

۸ــ۱۵ــ۷ــ سرعت چرخش (Slew Rate)

: هرگاه به ورودی مدار شکل ۶۵ــ۷ که مدار بافر مثبت بوده و دارای بهرهٔ ولتاژ $A_V = +1$ است ولتاژی پله‌ای بدهیم، شکل موج خروجی باید شبیه موج ورودی باشد.



شکل ۶۵ــ۷ــ مدار بافر مثبت و موج پله‌ای ورودی و خروجی

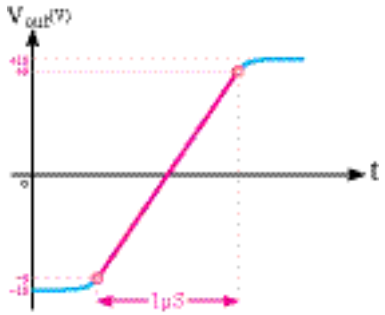
ولی در لحظهٔ تغییر دامنهٔ موج ورودی از مقدار مینیمم به مقدار ماکزیمم خود، خروجی به سرعت از آن پیروی نمی‌کند و

مدتی طول می‌کشد تا خروجی از مقدار مینیمم به مقدار ماکزیمم خود برسد. نسبت تغییرات موج خروجی (ΔV_O) به فاصلهٔ زمانی پرش موج خروجی (Δt)، سرعت چرخش (SR) نام دارد پس

$$SR = \frac{\Delta V_O}{\Delta t}$$

واحد سرعت چرخش ولت بر میکروثانیه است :

مثال ۹ــ۷ : اگر موج ورودی یک op–Amp به صورت پله‌ای (Step Wave) و شکل ولتاژ خروجی به صورت شکل ۶۶ــ۷ باشد سرعت چرخش را محاسبه کنید.



شکل ۶۶ــ۷ــ موج خروجی مدار

پاسخ : چون ولتاژ خروجی ایده‌آل نیست، حداکثر تغییرات ولتاژ خروجی را در ۹۰ درصد دامنهٔ ماکزیمم آن یعنی ۹± ولت در نظر می‌گیریم. تغییر زمان از ۹– ولت تا ۹+ ولت برابر یک میکروثانیه است لذا

تغییرات ولتاژ خروجی ولت $\Delta V_O = +۹ - (-۹) = ۱۸$

تغییر زمان $\Delta t = ۱ \mu sec$

$$SR = \frac{\Delta V_O}{\Delta t} = \frac{۱۸}{۱} = ۱۸ V/\mu sec$$

برای هنرجویان علاقمند : برگهٔ اطلاعات زیر را ترجمه کنید و مقادیر را با اطلاعات داده شده برای op–Amp مقایسه کنید.

OP-AMP	CMRR (dB) (MIN)	OPEN-LOOP GAIN (TYP)	INPUT OFFSET VOLTAGE (mV) (MAX)	INPUT BIAS CURRENT (nA) (MAX)	INPUT IMPEDANCE (MΩ) (MIN)	SLEW RATE (V/μs) (TYP)	COMMENT
LM741C	70	200,000	6	500	0.3	0.5	Industry standard
LM101A	80	160,000	7.5	250	1.5	—	General-purpose
OP113	100	2,400,000	0.075	600	—	1.2	Low noise, low drift
OP177	130	12,000,000	0.01	1.5	26	0.3	Ultra precision
OP184	60	240,000	0.065	350	—	2.4	Precision rail-to-rail*
AD8009	50	—	5	150	—	5500	*BW* = 700 MHz, ultra fast, low distortion, current feedback
AD8041	74	56,000	7	2000	16	160	*BW* = 160 MHz, rail-to-rail
AD8055	82	3500	5	1200	10	1400	Very fast voltage feedback

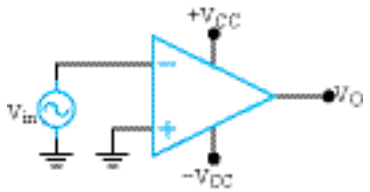
*rail-to-rail means that the output voltage can go as high as the supply voltage.

۱۶ــ۷ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۱۶ــ۷ــ در مدار شکل ۶۷ــ۷ ولتاژ ورودی با ولتاژ صفر ولت مقایسه می شود.

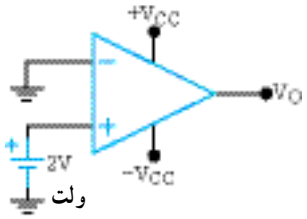
صحیح ☐ غلط ☐



شکل ۶۷ــ۷

۲ــ۱۶ــ۷ــ در مدار شکل ۶۸ــ۷ ولتاژ خروجی در اشباع منفی است.

صحیح ☐ غلط ☐



شکل ۶۸ــ۷

۳ــ۱۶ــ۷ــ سرعت چرخش تعیین می کند خروجی op–Amp در پاسخ به ورودی پله‌ای با چه سرعتی تغییر می کند.

صحیح ☐ غلط ☐

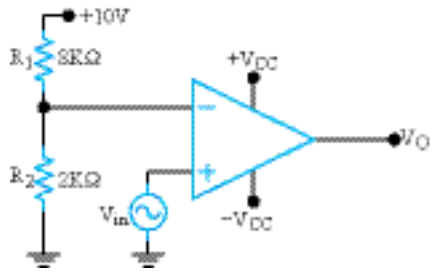
کامل کردنی

۴ــ۱۶ــ۷ــ یک مدار آشکار ساز عبور از صفر می تواند موج سنیوسی را به موج ..... تبدیل کند.

چهار گزینه‌ای

۵ــ۱۶ــ۷ــ در مدار شکل ۶۹ــ۷ کدامیک از ولتاژهای سطح مقایسه (V_{REF}) صحیح است؟

۱ــ صفر ولت ۲ــ ۲ولت ۳ــ ۸ ولت ۴ــ ۱۰ولت



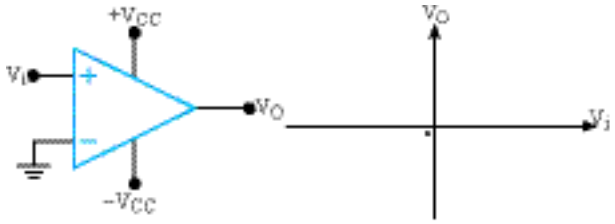
شکل ۶۹ــ۷

۶ــ۱۶ــ۷ــ اگر ولتاژ خروجی op–Amp مشخصی در مدت ۱۲ میکروثانیه ۸ ولت تغییر یابد مقدار سرعت چرخش چند ولت بر میکروثانیه است؟

۱ــ ۹۶ ۲ــ ۰/۶۷ ۳ــ ۱/۵ ۴ــ ۲۰

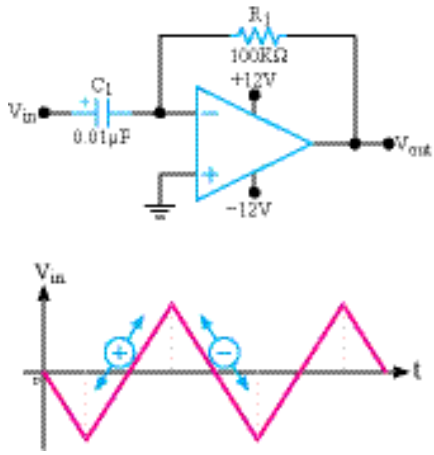
ترسیمی

۷ــ۱۶ــ۷ــ در شکل ۷۰ــ۷ مشخصهٔ V_O را برحسب V_i رسم کنید.



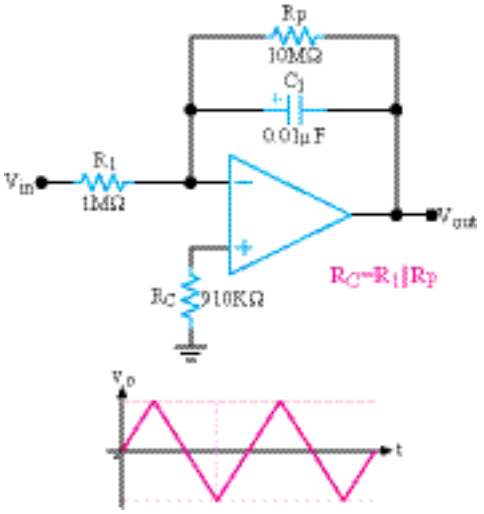
شکل ۷۰ــ۷

۸ــ۱۶ــ۷ــ در شکل ۷۱ــ۷ یک مدار مشتق‌گیر با سیگنال ورودی آن نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ خروجی مدار را رسم کنید.



شکل ۷۱ــ۷

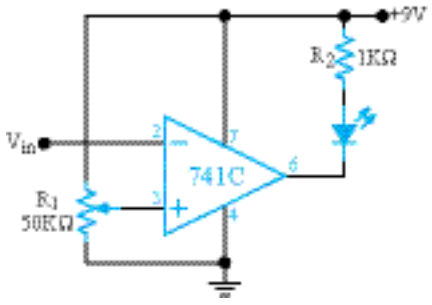
۹ـ۱۶ـ۷ـ در شکل ۷ـ۷۲ یک مدار انتگرال‌گیر عملی با سیگنال خروجی آن نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ ورودی را رسم کنید.



شکل ۷ـ۷۲

تشریحی

۱۰ـ۱۶ـ۷ـ شکل ۷ـ۷۳ مدار مقایسه‌کننده با استفاده از تقویت‌کنندهٔ عملیاتی را نشان می‌دهد. طرز کار مدار را شرح دهید.



شکل ۷ـ۷۳

۱۱ـ۱۶ـ۷ـ ولتاژ آفست ورودی و خروجی را در op–Amp شرح دهید.

فصل هشتم

تنظیم‌کننده‌های ولتاژ

Voltage Regulators

زمان اجرا : ۱۲ ساعت آموزشی

هدف کلی :تحلیل مدارهای رگولاتور ساده، با فیدبک و مجتمع

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

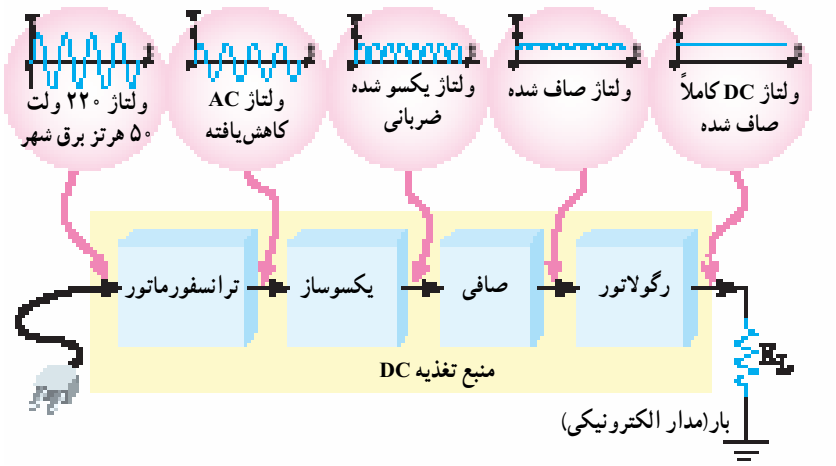
۱ــ رگولاتور ولتاژ را تعریف کند.
۲ــ مدار رگولاتور ولتاژ زنری را تحلیل کند.
۳ــ مدار رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان را تحلیل کند.
۴ــ بلوک دیاگرام و مدار رگولاتور با فیدبک را تحلیل کند.
۵ــ مدارهای محافظ رگولاتور را تحلیل کند.
۶ــ بلوک دیاگرام تثبیت‌کننده ولتاژ مجتمع سه‌سررا تحلیل کند.
۷ــ مسائل مربوط به رگولاتور سه‌سر را حل کند.
۸ــ مدار رگولاتور قابل تنظیم با مدار مجتمع را تحلیل کند.
۹ــ چگونگی افزایش جریان بار در تنظیم‌کننده‌های ثابت را تحلیل کند.
۱۰ــ مبدل dc به dc را تحلیل کند.
۱۱ــ مدار تنظیم‌کننده با استفاده از کلیدزنی (Switching) را تحلیل کند.
۱۲ــ مشخصات نمونه‌ای از آی‌سی رگولاتور کلیدزنی را با استفاده از data sheet شرح دهد.
۱۳ــ به سؤال‌های الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

دراکثر مدارها ودستگاه‌های الکترونیکی، برای تأمین انرژی و توان مصرفی سیستم، نیاز به منابع تغذیه داریم. منابع تغذیه، ولتاژ DC موردنیاز خود را از طریق برق شهر تهیه می‌کنند. حال اگر به هر دلیلی جریان بار یا ولتاژ برق شهر تغییر کند، آیا ولتاژ خروجی منبع تغذیه ثابت می‌ماند؟ جواب منفی است. این مطلب را به خاطر بسپارید که اگر جریان بار، ولتاژ ورودی منبع تغذیه یا درجه حرارت محیط تغییر کند، ولتاژ خروجی نیز تغییر خواهد کرد. این تغییر ولتاژ روی دستگاه‌های مرتبط با آن، نظیر وسایل آزمایشگاهی، مدارهای کامپیوتر و سیستم‌های صنعتی اثر می‌گذارد و سبب خطا در عملکرد آن می‌شود. برای جلوگیری از این‌گونه خطاها باید ولتاژ خروجی منابع تغذیه را ثابت نگهداریم. برای تثبیت ولتاژ خروجی منابع تغذیه از رگولاتورهای ولتاژ استفاده می‌کنیم. دراین‌فصل‌ابتدابه‌تشریح مختصر رگولاتورهای ولتاژزنری می‌پردازیم، سپس رگولاتورهای بدون فیدبک و با فیدبک را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در ادامه رگولاتورهای سه‌پایه با ولتاژ خروجی مثبت، منفی، ثابت و متغیر را تحلیل می‌کنیم. در پایان بحث کوتاهی در مورد رگولاتورهای مدرن مانند رگولاتورهای سوئیچینگ خواهیم داشت و آن‌ها را با رگولاتورهای معمولی مقایسه خواهیم کرد.

۱ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ

رگولاتور ولتاژ مداری است که می‌تواند با تغییر ولتاژ ورودی یا تغییر جریان بار، ولتاژ دوسر بار را ثابت نگه دارد. در منابع تغذیه، مدار رگولاتور بین صافی و بار قرار می‌گیرد به این ترتیب تمامی تغییرات ولتاژ منبع تغذیه که به دوسر خازن صافی می‌رسد راحذف کند و ولتاژ تثبیت‌شده‌ای به بار می‌رسد. در شکل ۱ــ۸ بلوک دیاگرام یک منبع تغذیه با رگولاتور نشان داده شده است.



شکل ۱ــ۸ــ بلوک دیاگرام منبع تغذیه با رگولاتور و بار و شکل موج قسمت‌های مختلف آن

با توجه به سیگنال‌های ورودی و خروجی نشان داده شده در شکل ۱ــ۸ کار هر بلوک به شرح زیر است :

الف) ترانسفورماتور : ترانسفورماتور در ورودی مدار قرارمی‌گیرد و برای کاهش یا افزایش ولتاژ برق شهر (۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز) به اندازهٔ مورد نیاز به کار می‌رود. معمولاً در دستگاه‌های الکترونیکی که امروزه کاربرد بسیاری دارند، از ترانسفورماتورهای کاهنده استفاده می‌شود. توجه داشته باشید که ترانسفورماتور دامنهٔ ولتاژ سیگنال را تغییر می‌دهد و روی فرکانس آن اثری ندارد. به عبارت دیگر در ترانسفورماتورها، فرکانس سیگنال‌های اولیه و ثانویه ثابت است.

ب) یکسوساز : عمل یک‌طرفه کردن جریان متناوب ثانویهٔ ترانسفورماتور را انجام می‌دهد. این عمل بر عهدهٔ دیود یا دیودهای یکسوساز است. تعداد این دیودها متناسب با نوع مدار بین یک تا چهار عدد است. معمولاً یکسوسازها به سه صورت **نیم‌موج، تمام‌موج** یا **پل** بسته می‌شوند.

پ) صافی : صافی عمل صاف کردن و یک‌نواخت کردن ولتاژ یکسو شده را به عهده دارد. ساده‌ترین صافی شامل یک خازن الکترولیت با ظرفیت نسبتاً زیاد است. استفاده از فیلترهای پایین‌گذر در صافی‌ها نیز متداول است.

ت) رگولاتور ولتاژ : رگولاتور ولتاژ از تغییرات ولتاژ دوسر بار جلوگیری می‌کند و آن را ثابت نگه می‌دارد.

ث) بار : هر نوع مصرف‌کننده‌ای که به خروجی رگولاتور متصل می‌شود بار نام دارد. بار ممکن است یک کامپیوتر، قسمتی از مدار یک تلویزیون یا یک دستگاه الکترونیکی باشد. ولتاژ صاف شده و تثبیت شده خروجی رگولاتور به بار داده می‌شود تا آن را فعال کند. در عمل، همهٔ طراحی‌های منبع تغذیه براساس مشخصات بار انجام می‌گیرد.

ترانسفورماتور، یکسوساز، صافی و رگولاتور چهار بلوک اصلی منبع تغذیهٔ DC هستند که در شکل ۱ــ۸ با ترام مشخص شده‌اند.

۲ــ۸ــ ضرایب تثبیت رگولاتور ولتاژ :

در شکل ۲ــ۸ مداربلوکی‌رگولاتور ولتاژ نشان داده شده است. در ورودی این رگولاتور، ولتاژ رگوله نشده V_i و در خروجی آن ولتاژ رگوله‌شده V_O وجود دارد.

شکل ۲ــ ۸ــ بلوک دیاگرام رگولاتور ولتاژ و شکل موج‌های ورودی و خروجی آن

درجهٔ تثبیت ولتاژ خروجی V_Oیا میزان تغییرات آن به سه عامل اساسی زیر بستگی دارد.

الف ــ میزان تغییرات مقاومت بار یا جریان بار.

ب ــ تغییرات ولتاژ V_i (به دلیل تغییرات احتمالی ولتاژ ورودی به منبع تغذیه).

پ ــ تغییرات درجه حرارت.

با توجه به سه عامل ذکر شده، در بالا، برای رگولاتورها، سه نوع ضریب تثبیت تعریف می‌شود. هنگام تحلیل هر یک از ضرایب تثبیت، دو ضریب دیگر را ثابت فرض می‌کنند.

۱ــ۲ــ۸ــضریب تثبیت خط یا ضریب تثبیت ولتاژ :

(Line Regulation factor) چنان‌چه ولتاژ ac ورودی منبع تغذیه به هر دلیلی تغییرکند، مدار الکتریکی رگولاتور باید بتواند ولتاژ خروجی نسبتاً ثابت و قابل قبولی را به بار بدهد. معمولاً در ولتاژ خروجی رگولاتور مقداری تغییر به وجود می‌آید که این تغییرات باید اندازه‌گیری و میزان آن تعیین شود. این اندازه‌گیری از طریق ضریب تثبیت انجام می‌شود. برای مثال ضریب تثبیت ولتاژ (S_V) به صورت زیر تعریف می‌شود.

نسبت تغییرات ولتاژ خروجی به تغییرات ولتاژ ورودی در صورت ثابت بودن جریان بار و دما را ضریب تثبیت ولتاژ می‌نامند و آن را با S_V نمایش می‌دهند.

ضریب تثبیت ولتاژ (S_V) معمولاً برحسب درصد بیان می‌شود و مقدار آن از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود :

$$S_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{in}} \times ۱۰۰\%$$

مثال ۱ــ۸ : در صورتی‌که ولتاژ ورودی رگولاتوری ۲ ولت تغییر کند، ولتاژ خروجی رگولاتور ۰/۴ ولت تغییر خواهد کرد. مقدار S_V را محاسبه کنید. جریان بار و دما ثابت فرض شده‌اند.

پاسخ :

$$S_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{in}} \times ۱۰۰\%$$

$$S_V = \frac{۰/۴}{۲} \times ۱۰۰\%$$

$$S_V = ۲۰\%$$

S_V به ما می‌گوید که ۲۰ درصد تغییرات ولتاژ ورودی رگولاتور به خروجی رگولاتور منتقل شده است. گاهی ضریب تثبیت ولتاژ را برای تغییرات یک ولت در ورودی منبع تغذیه نیز محاسبه می‌کنند.

مثال ۲ــ۸ : اگر ولتاژ ورودی رگولاتوری از ۱۴ ولت به ۱۵ ولت برسد ولتاژ خروجی رگولاتور از ۱۰ ولت به ۱۰/۰۰۵ ولت تغییر می‌کند. ضریب تثبیت ولتاژ را محاسبه کنید. (جریان بار و دما ثابت فرض شده‌اند).

پاسخ : ابتدا تغییرات ولتاژ خروجی رگولاتور را به دست می‌آوریم :

$$\Delta V_O = ۱۰/۰۰۵ - ۱۰ = ۰/۰۰۵V$$

تغییرات ولتاژ ورودی رگولاتور برابر است با :

$$\Delta V_{in} = ۱۵ - ۱۴ = ۱V$$

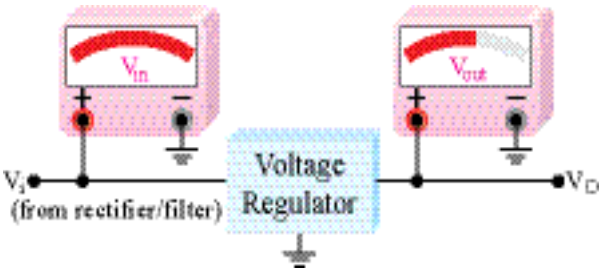
مقدار S_V را محاسبه می‌کنیم.

$$S_V = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_{in}} \times ۱۰۰\%$$

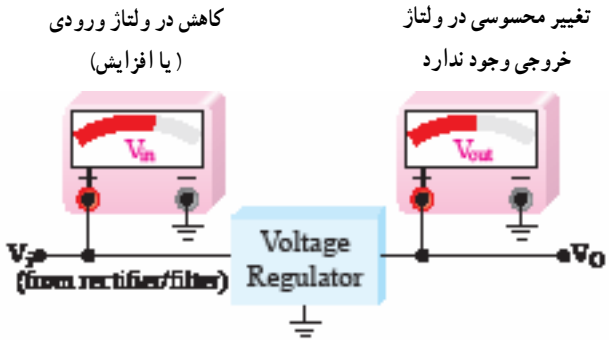
$$S_V = \frac{۰/۰۰۵}{۱} \times ۱۰۰ = ۰/۵\%$$

عدد ۰/۵ درصد به این مفهوم است که اگر ولتاژ ورودی رگولاتور۱ولت تغییرکند (کاهش یا افزایش یابد)، ۰/۵ درصد تغییرات ولتاژ ورودی (یک ولت) به خروجی منتقل می‌شود. در شکل‌های ۳ــ۸ و ۴ــ۸ بلوک دیاگرام رگولاتورهایی را مشاهده

می‌کنید. با وجود تغییرات در ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی تقریباً ثابت مانده است. این رگولاتور از ضریب تثبیت ولتاژ خوبی برخوردار است.



شکل ۳ــ ۸ ــ ولتاژ ورودی و خروجی رگولاتور

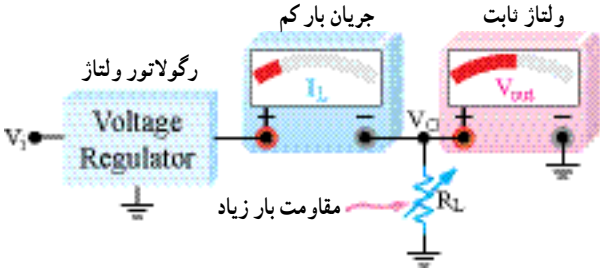


شکل ۴ــ ۸ ــ ولتاژ ورودی رگولاتور کم شده است.

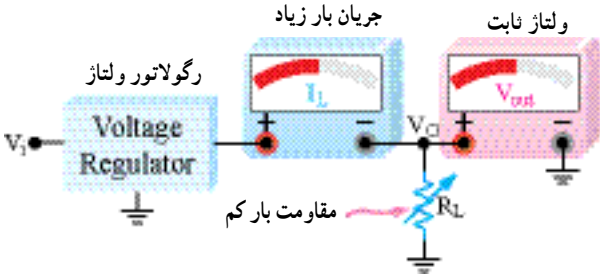
هر قدر ضریب تثبیت S_V کوچک‌تر باشد، رگولاتور از کیفیت مطلوب‌تری برخوردار است.

۲ــ ۲ــ ۸ ــ ضریب تثبیت باریاجریان (Load Regulation Factor)

: با تغییرات بار (مصرف کننده) جریان عبوری از آن تغییر می‌کند و سبب تغییر در افت ولتاژ مقاومت داخلی دستگاه می‌شود و در نهایت ولتاژ خروجی را تغییر می‌دهد. رگولاتورهای ولتاژ باید به گونه‌ای طراحی شوند که بتوانند ولتاژ خروجی را در صورت تغییر بار، ثابت نگه دارند. در شکل‌های ۵ــ۸ و ۶ــ۸ آمپرمترها نشان می‌دهند که در اثر تغییر بار مقدار جریان بار افزایش می‌یابد، ولی ولت‌متر همواره ولتاژ خروجی ثابتی را نشان می‌دهد. لذا تثبیت این رگولاتور در مقابل تغییر جریان بار مطلوب و قابل قبول است.



شکل ۵ــ ۸ ــ جریان بار و ولتاژ خروجی رگولاتور



شکل ۶ــ ۸ــ مقاومت بار کاهش‌یافته و جریان بار زیاد شده است.

ضریب تثبیت جریان عبارت است از نسبت درصد تغییرات ولتاژ خروجی رگولاتور به تغییرات جریان بار در صورتی که ولتاژ ورودی و دما ثابت نگه داشته شود.

$$S_I = \frac{\text{تغییرات ولتاژ خروجی}}{\text{تغییرات جریان بار}} \times ۱۰۰٪ = \text{——} \times ۱۰۰$$

گاهی عدد ضریب تثبیت جریان را به صورت نسبت درصد تغییرات ولتاژ خروجی به ازای تغییرات یک میلی‌آمپر جریان بار نیز بیان می‌کنند. مثلاً ضریب تثبیت ۰/۰۱ درصد بر میلی‌آمپر به مفهوم این است که اگر جریان بار ۱ mA تغییر یابد (افزایش یا کاهش یابد) ولتاژ خروجی ۰/۰۱ درصد تغییر می‌کند. هرقدر ضریب تثبیت جریان کوچک‌تر باشد، رگولاتوراز نظر تثبیت جریان، مطلوب‌تر است.

۳ــ۲ــ۸ــ ضریب تثبیت حرارت (Temperature Regulation Factor)

: حرارت‌نیز می‌تواند سبب تغییر ولتاژ خروجی رگولاتور شود. درصد نسبت تغییرات ولتاژ خروجی به تغییرات دما در شرایط ثابت بودن ولتاژ ورودی و جریان بار را ضریب تثبیت دما می‌گویند. ضریب تثبیت دمارا با S_T نشان می‌دهند و از رابطهٔ زیر تعیین می‌شود.

$$S_T = \frac{\text{تغییرات ولتاژ خروجی}}{\text{تغییرات دما}} \times ۱۰۰\,\% = \frac{\Delta V_O}{\Delta T} \times ۱۰۰\,\%$$

در طراحی رگولاتورها همیشه سعی می‌کنند S_T را به صفر نزدیک کنند. به عبارت دیگر اثر حرارت روی ولتاژ خروجی را از بین ببرند.

درصد تنظیم ولتاژ V_R :

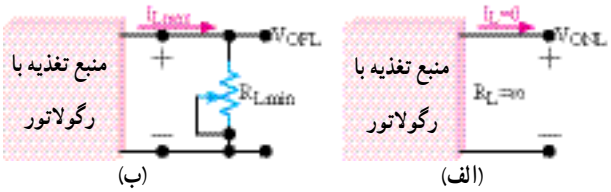
(Voltage Regulation Percent) در یک منبع تغذیه با رگولاتور، درصد تنظیم ولتاژ از رابطهٔ زیر به دست می‌آید :

$$V_R = \frac{\text{ولتاژ خروجی با بار کامل} - \text{ولتاژ خروجی بدون بار}}{\text{ولتاژ خروجی با بار کامل}} \times ۱۰۰\,\%$$

$$V_R = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times ۱۰۰\%$$

در این رابطه V_{ONL} (No load output Voltage) ولتاژ خروجی بدون بار است. یعنی در این حالت جریان بار صفر و R_L مساوی بی‌نهایت است.

V_{OFL} (Full Load Output Voltage) ولتاژ خروجی با بار کامل است. یعنی جریان بار بیش‌ترین و R_L کم‌ترین مقدار را دارد. شکل ۷ــ۸ ــ الف و ب بلوک دیاگرام منبع تغذیه را بدون بار و در بار کامل نشان می‌دهد.

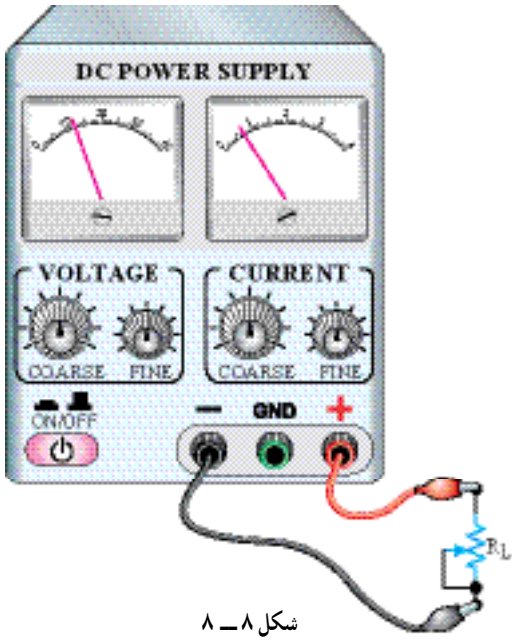


شکل ۷ــ ۸ ــ منبع تغذیه در حالت بدون بار و بار کامل

در یک رگولاتور خوب باید مقدار V_R همواره نزدیک به صفر باشد.

مثال ۳ــ۸ : درصدتنظیم ولتاژ منبع تغذیه DC شکل ۸ــ۸ را حساب کنید. این منبع تغذیه در حالت بی‌باری ۱۴ ولت و در حالت بار کامل ۱۳/۸ولت را به مدار می‌دهد.

پاسخ : ولتاژخروجی‌درحالت‌بی‌باری‌برابر‌با $V_{ONL}=۱۴V$ و در بار کامل برابر با $V_{OFL}=۱۳/۸V$ است.



شکل ۸ــ ۸

در رابطهٔ V_R عددگذاری می‌کنیم :

$$V_R = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times ۱۰۰\% = \frac{۱۴ - ۱۳/۸}{۱۳/۸} \times ۱۰۰$$

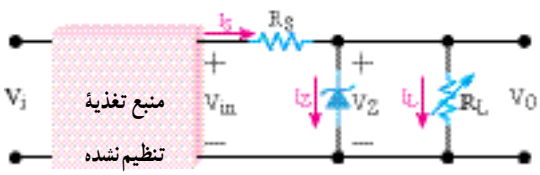
$$V_R = \frac{۰/۲ \times ۱۰۰}{۱۳/۸}\,\% = ۱/۴۴\,\%$$

درصد تنظیم ولتاژ این منبع تغذیه، ۱/۴۴ درصد است.

بررسی کنید: مقدار V_R باید چه قدر باشد تا بهترین درصد تنظیم ولتاژ را داشته باشیم. با تحلیل روی رابطهٔ V_R موضوع را تشریح کنید.

۳ــ۸ــ رگولاتور زنری

یک روش ساده برای تثبیت ولتاژ، استفاده از رگولاتور زنری است. در شکل ۹ــ۸ مدار یک رگولاتور زنری نشان داده شده است.



شکل ۹ــ ۸ ــ رگولاتور زنری

ولتاژ خروجی یک منبع تغذیهٔ تنظیم نشده به عنوان ولتاژ ورودی (V_{in}) به مدار تنظیم‌کنندهٔ زنری وارد می‌شود. تا زمانی که V_{in} از V_Z بزرگ‌تر است. جریان در مدار زنر برقرار می‌شود و دیود زنر در ناحیهٔ شکست قرار می‌گیرد.

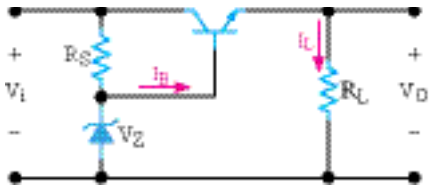
مقاومت محدودکنندهٔ R_S از افزایش جریان زنر به بیش از حداکثر مجاز (I_{Zmax}) جلوگیری می‌کند. در شرایط ایده‌آل می‌توانیم بگوییم که دیود زنر مانند یک باتری عمل می‌کند، بنابراین، ولتاژ دوسر بار ثابت می‌ماند. توجه داشته باشید که وقتی ولتاژ خروجی یک منبع تغذیهٔ تنظیم نشده تغییر کند، تا زمانی که این ولتاژ از ولتاژ شکست زنر بیش‌تر است، دیود زنر در ناحیهٔ شکست کار می‌کند و ولتاژ در دو سر مقاومت بار ثابت باقی می‌ماند. ولی اگر دامنهٔ ولتاژ خروجی منبع تغذیه از ولتاژ شکست زنر کم‌تر شود، دیود زنر از مدار خارج می‌گردد و ولتاژ تثبیت‌نشدهٔ منبع تغذیه مستقیماً به بار می‌رسد. هنگام استفاده از دیود زنر باید به مقدار توان مجاز دیود زنر و مقاومت سری با آن توجه داشت.

چون توان و جریان ماکزیمم دیود زنر در ناحیهٔ شکست محدود است، لذا برای جریان بار زیاد نمی‌توانیم از دیود زنر به عنوان رگولاتور استفاده کنیم. در این گونه موارد ولتاژ شکست دیود زنر به عنوان ولتاژ مرجع مورد استفاده قرار می‌گیرد و جریان بار توسط یک تقویت‌کنندهٔ جریان تأمین می‌شود.

۴ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان

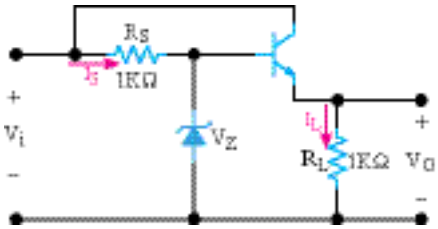
می‌دانیم ترانزیستور در حالت‌های امیتر مشترک و کلکتور مشترک می‌تواند جریان را تقویت کند. اگر به تقویت ولتاژ نیاز نداشته باشیم، مدار کلکتور مشترک مناسب‌ترین مدار برای تقویت جریان است؛ زیرا ضریب تقویت جریان آن زیاد و مقاومت ورودی آن بالاست. در شکل ۱۰ــ۸ مدار یک رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک نشان داده شده است.

دراین‌مدار، جریان عبوری از بار با جریان امیتر ترانزیستور مساوی و برابر با $(1+\beta)I_B$ است. لذا در این مدار جریان بار در مقایسه با رگولاتور سادهٔ زنری افزایش می‌یابد. هم‌چنین با توجه به قانون کیرشهف در حلقهٔ دیود زنر و مقاومت بار، ولتاژ خروجی به اندازهٔ V_{BE} از ولتاژ دوسر زنر کم‌تر می‌شود یعنی $V_O=V_Z-V_{BE}$ است.



شکل ۱۰ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک(تقویت‌کنندهٔ جریان)

مثال ۴ــ۸ : در رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان شکل ۱۱ــ۸، اگر $V_Z=12V$ و $V_{in}=30v$ و $V_{BE}=0/7V$ باشد مطلوبست محاسبهٔ ۱) V_O ۲) I_L ۳) I_S



شکل ۱۱ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ

پاسخ : چون $V_O=V_Z-V_{BE}$ است لذا :

$$V_O=12-0/7=11/3$$

ولت می‌شود.

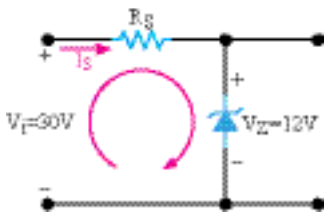
برای محاسبهٔ I_L رابطهٔ زیر را می‌نویسیم.

$$I_L=\frac{V_{RL}}{R_L}=\frac{V_O}{R_L}$$

سپس مقادیر را جایگزین می‌کنیم.

$$I_L=\frac{11/3}{1K\Omega}=11/3mA$$

برای به دست آوردن I_S معادلهٔ KVL را در حلقهٔ ورودی (مطابق شکل ۱۲ــ۸) می‌نویسیم.



شکل ۱۲ــ۸ــ حلقهٔ ورودی

$$-V_{in} + R_S I_S + V_Z = ۰$$

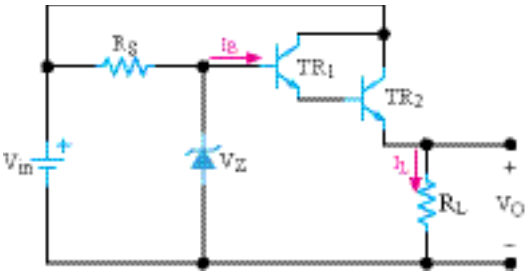
$$-۳۰ + (۱K\Omega) I_S + ۱۲ = ۰$$

$$I_S = \frac{۳۰ - ۱۲}{۱K\Omega} = ۱۸mA$$

تمرین کلاسی : در صورتی که مقاومت R_L را به ۵۰۰ اهم کاهش دهیم، مقادیر I_L و I_S را محاسبه کنید.

۵ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با تقویت‌کنندهٔ جریان به صورت زوج دارلینگتون

برای دریافت جریان بیش‌تر از رگولاتور نشان داده شده در شکل ۱۰ــ۸، می‌توانیم طبق شکل ۱۳ــ۸ از زوج دارلینگتون استفاده کنیم.



شکل ۱۳ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با زوج دارلینگتون

در این مدار اگر هر یک از ترانزیستورها به ترتیب دارای بهرهٔ جریان $\beta_۱$ و $\beta_۲$ باشند، جریان عبوری از بار از رابطهٔ تقریبی زیر به دست می‌آید :

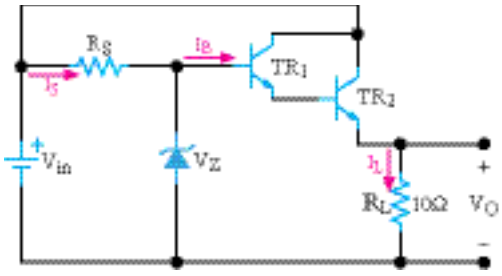
$$I_L = \beta_۱ \beta_۲ I_B$$

هم‌چنین ولتاژ خروجی رگولاتور از رابطهٔ زیر قابل محاسبه است :

$$V_O = V_Z - (V_{BE۱} + V_{BE۲})$$

مثال ۵ــ۸ : در رگولاتور ولتاژ با زوج دارلینگتون شکل ۱۴ــ۸ اگر V_{in}=۳۰V و V_Z=۱۲V و R_S =۱KΩ و $V_{BE۱}$=$V_{BE۲}$=۰/۷v و $\beta_۱$ = ۵۰ و $\beta_۲$ = ۲۰ باشد مطلوبست :

۱) V_O ۲) I_L ۳) I_B ۴) I_Z



شکل ۱۴ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ با زوج دارلینگتون

پاسخ : برای محاسبهٔ V_O از رابطهٔ

$$V_O = V_Z - (V_{BE۱} + V_{BE۲})$$

استفاده می‌کنیم.

$$V_O = ۱۲ - (۰/۷ + ۰/۷) = ۱۲ - ۱/۴$$

$$V_O = ۱۰/۶ \text{ ولت}$$

با استفاده از رابطهٔ : $I_L = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{V_O}{R_L}$ مقدار I_L را به دست می‌آوریم :

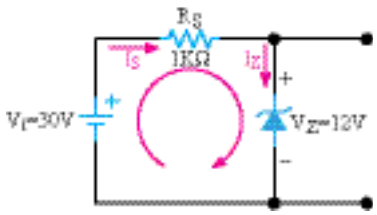
$$I_L = \frac{۱۰/۶}{۱۰\Omega} = ۱/۰۶A$$

چون در مدار زوج دارلینگتون $I_E \simeq \beta_۱\beta_۲ I_B$ است با استفاده از این رابطه می‌توانیم مقدار I_B را محاسبه کنیم :

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_۱\beta_۲} = \frac{I_L}{\beta_۱\beta_۲}$$

$$I_B = \frac{۱/۰۶}{۵۰ \times ۲۰} = \frac{۱/۰۶}{۱۰۰۰} = ۱/۰۶mA$$

در حلقهٔ شکل ۱۵ــ۸ معادلهٔ KVL را می‌نویسیم و I_S را به دست می‌آوریم.



شکل ۱۵ــ۸ــ حلقهٔ ورودی

$$-V_{in} + R_S I_S + V_z = ۰$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_Z}{R_S} = \frac{۳۰ - ۱۲}{۱K\Omega}$$

$$I_S = ۱۸mA$$

چون $I_S=I_Z+I_B$ است لذا

$I_Z=I_S-I_B$

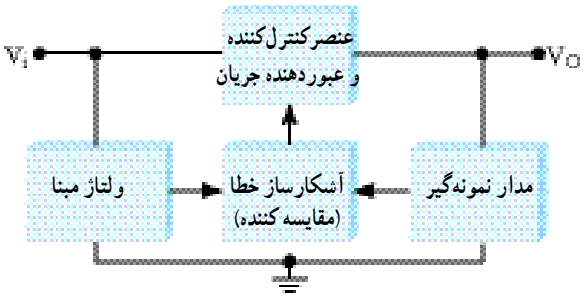
$I_Z=۱۸-۱/۰۶=۱۶/۹۴mA$

تمرین کلاسی : در صورتی که در مدار شکل ۱۴ــ ۸ مقاومت R_L را به ۲۰ اهم افزایش دهیم، مقادیر I_L، I_S و I_Z را محاسبه کنید.

۶ــ۸ــ رگولاتور سری با مدار فیدبک
(Basic Linear Series Regulator)

تاکنون رگولاتورهای بدون فیدبک را شرح دادیم. برای تثبیت بیش‌تر ولتاژ می‌توانیم از رگولاتور با فیدبک استفاده کنیم. این رگولاتورها به دو نوع سری و موازی تقسیم‌بندی می‌شوند. بلوک دیاگرام کلی رگولاتور سری و بخش‌های مختلف آن در شکل ۱۶ــ۸ و ۱۷ــ۸ رسم شده است.

شکل ۱۶ــ۸ ــ بلوک دیاگرام کلی رگولاتور سری



شکل ۱۷ــ۸ ــ بلوک دیاگرام رگولاتور با فیدبک سری

کار هر قسمت این بلوک دیاگرام به شرح زیر است :

الف) ولتاژ مبنا : ولتاژ مبنا یا مرجع یک ولتاژ ثابت است که معمولاً توسط دیود زنر تولید می‌شود.

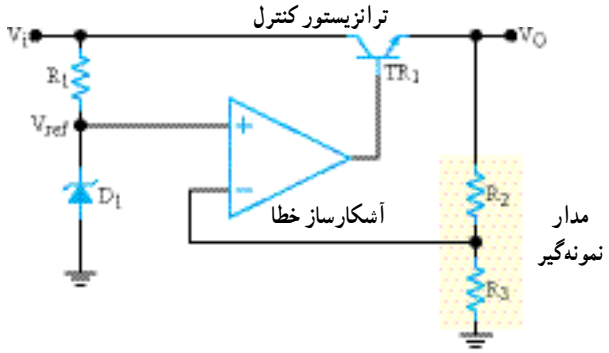
ب) نمونه‌گیر : مداری است که قسمتی از ولتاژ خروجی را به مدار مقایسه‌کننده برمی‌گرداند. مدار نمونه‌گیراغلب از چند مقاومت ثابت و متغیر تشکیل می‌شود.

پ) مقایسه‌کننده و تقویت‌کنندهٔ ولتاژ خطا :این مدار، 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 با هم برابر شوند.

ت) عنصر کنترل‌کننده و عبور دهندهٔ جریان : این مدار یک تقویت‌کنندهٔ کلکتور مشترک یا زوج دارلینگتون است و از مدار مقایسه‌کننده فرمان می‌گیرد. با تنظیم افت ولتاژ در دوسراین‌عنصر، ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند. چون جریان مصرف‌کننده از این عنصرعبور می‌کند؛ قدرت زیادی در آن تلف می‌شود. بنابراین همیشه ولتاژ خروجی با یک ولتاژ ثابت که همان ولتاژ مبنا است مقایسه می‌شود و در صورت هرگونه تغییر در ولتاژ خروجی، فرآیند زیر به صورت مداوم اتفاق می‌افتد. برای مثال اگر در اثر افزایش جریان بار، ولتاژ خروجی کاهش یابد بلافاصله این کاهش ولتاژ سبب تغییر ولتاژ خروجی مقایسه‌کننده می‌شود و فرمان لازم را به عنصر کنترل‌کننده و عبوردهندهٔ جریان می‌دهد و کاهش ولتاژ خروجی را جبران می‌کند. به این‌ترتیب همیشه ولتاژ خروجی ثابت می‌ماند.

- ولتاژ خروجی به هر دلیلی تغییر کند.
- ولتاژ خروجی با ولتاژ مرجع مقایسه می‌شود. (در مدار مقایسه‌کننده)
- ولتاژ اصلاح کننده تولید می‌شود.
- ولتاژ اصلاح‌کننده به عنصر کنترل‌کننده فرمان می‌دهد.
- ولتاژ خروجی اصلاح می‌شود.

در شکل ۱۸ــ۸ مدار یک منبع تغذیه با رگولاتور فیدبک نشان داده شده است. ورودی مدار رگولاتور، یک ولتاژ DC رگوله نشده است که توسط ترانس تغذیه، یکسوکننده و خازن صافی از برق شهر تهیه می‌شود.



شکل ۱۸ــ ۸ ــ مدار رگولاتور ولتاژ با فیدبک

در این مدار V_Z ولتاژ مبنا، op–Amp مدار مقایسه‌کننده و آشکارساز خطا است. مقاومت‌های R_2 و R_3 مدار نمونه‌گیر را تشکیل می‌دهند. ترانزیستور TR_1 کنترل جریان را برعهده دارد و از op–Amp فرمان می‌گیرد.

۱ــ ۶ــ ۸ــ مدار رگولاتور با فیدبک چگونه عمل می‌کند؟ چگونگی عملکرد رگولاتور با فیدبک را می‌توانیم در ۷ مرحله به شرح زیر خلاصه کنیم :

● چنان‌چه ولتاژ خروجی رگولاتور به هر دلیلی افزایش یا کاهش یابد، این تغییر ولتاژ توسط مدار تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ مقاومتی R_2 و R_3 احساس می‌شود، زیرا مقدار V_{R3} از رابطهٔ زیر به دست می‌آید :

$$V_{R3} = \frac{V_O R_3}{R_2 + R_3}$$

● فرض کنیم ولتاژ خروجی مدار رگولاتور در اثر عواملی مانند کاهش ولتاژ ورودی (V_{in}) و یا افزایش جریان بار (I_L) کاهش یابد، در این صورت ولتاژ دوسر مقاومت R_3 نیز کم می‌شود.

● چون ولتاژ دوسر R_3 همان ولتاژ ورودی معکوس‌کنندهٔ op–Amp است و ولتاژ مبنا (V_Z) ولتاژ ورودی غیرمعکوس‌کنندهٔ op–Amp است، این دو ولتاژ در ورودی مثبت و منفی، با هم مقایسه می‌شوند.

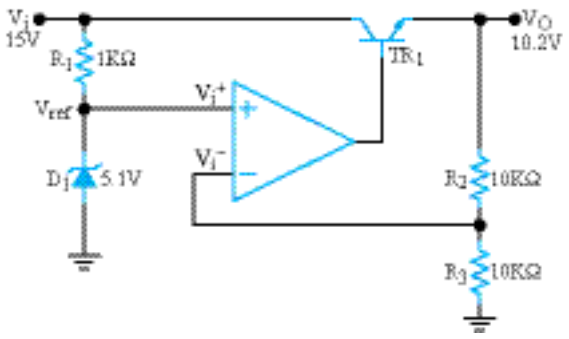
● در حالت عادی باید $V_{R3}=V_Z$ باشد، در این شرایط $V_i^+=V_i^-$ است. لذا با کاهش V_{R3}، مقدار V_i^- در op–Amp کم می‌شود و اختلاف ولتاژ بین ورودی مثبت و منفی op–Amp را زیاد می‌کند.

● این اختلاف ولتاژ توسط op–Amp تقویت می‌شود و ولتاژ مثبتی را در خروجی آن به وجود می‌آورد.

● ولتاژ خروجی op–Amp به بیس ترانزیستور، NPN (T_{R1}) داده شده و ولتاژ بیس T_{R1} را زیاد می‌کند و هدایت ترانزیستور T_{R1} را افزایش می‌دهد.

● با هادی‌تر شدن ترانزیستور T_{R1}، جریان امیتر آن افزایش یافته و V_O را زیاد می‌کند و سبب تثبیت V_O می‌شود. مراحل تغییر را می‌توان به صورت زیر نیز نشان داد.

مثال زیر نحوهٔ عمل‌کرد مدار را بهتر تشریح می‌کند. به شکل ۱۹ــ۸ توجه کنید. در این شکل که یک مدار رگولاتور با فیدبک سری است. مراحل زیر صدق می‌کند.



شکل ۱۹ــ ۸ــ رگولاتور با فیدبک سری

● ولتاژ ورودی از طریق مقاومت R_1، دیود زنر را در بایاس مخالف قرار می‌دهد و ولتاژ دوسر آن را به عنوان ولتاژ مبنا به ورودی مثبت op–Amp می‌رساند. به این ترتیب V_i^+ را در

۵/۱ ولت تثبیت می‌کند.

● در شرایط عادی ولتاژ ورودی منفی op–Amp نیز برابر با ولتاژ ورودی مثبت آن یعنی ۵/۱ ولت است. $V_i^+=V_i^-=۵/۱V$

● با استفاده از ولتاژ خروجی و تقسیم آن بین مقاومت‌های $R_۲$ و $R_۳$ ولتاژ دوسر $R_۳$، یعنی ولتاژ ورودی منفی op–Amp را نیز می‌توانیم محاسبه کنیم.

$$V_i^- = V_{R۳} = \frac{V_O R_۳}{R_۲ + R_۳} = \frac{۱۰/۲ \times ۱۰}{۱۰+۱۰} = ۵/۱ V$$

فرض کنیم مقدار V_O کم شود و به ۱۰ ولت برسد، در این صورت $V_{R۳}$ نیز کم می‌شود و به ۵ ولت می‌رسد زیرا :

$$V_{R۳} = \frac{V_O R_۳}{R_۲ + R_۳} = \frac{۱۰ \times ۱۰}{۱۰+۱۰} = ۵ V$$

● کم شدن ولتاژ دوسر $R_۳$، ولتاژ ورودی منفی op–Amp را کم می‌کند و اختلاف ولتاژ بین ورودی مثبت و منفی op–Amp را افزایش می‌دهد.

زیرا :

$$V_i^+ - V_i^- = ۵/۱ - ۵ = ۰/۱ V$$

● این اختلاف ولتاژ توسط op–Amp تقویت می‌شود و ولتاژ خروجی آن را افزایش می‌دهد.

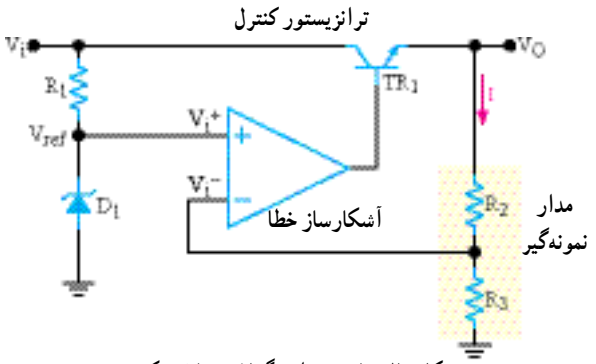
● با افزایش ولتاژ خروجی op–Amp ولتاژ بیس T_{R1} زیاد می‌شود و جریان امیتر را زیاد می‌کند.

● با زیاد شدن جریان امیتر، مقدار V_O افزایش می‌یابد. به این ترتیب کاهش V_O به صورت خودکار جبران می‌شود.

توجه کنید : عیب‌یابی در یک دستگاه همواره یک فرآیند علمی است. زمانی می‌توانید عیب‌یابی کنید که فرآیند عملکرد دستگاه را بدانید. فراگیری این فرآیند با همین آموزش‌ها شروع می‌شود.

۲ــ۶ــ۸ــ رابطهٔ ولتاژ خروجی و اجزای مدار :

با توجه به شکل ۲۰ــ۸ ولتاژ زنر که به عنوان ولتاژ مبنا به ورودی مثبت op–Amp اتصال دارد را ولتاژ مقایسه (V_{REF}) می‌نامیم.



شکل ۲۰ــ۸ ــ مدار رگولاتور با فیدبک

در op–Amp همواره $V_i^+=V_i^-$ است. لذا $V_i^-=V_Z$ است. ولتاژ ورودی منفی همان افت ولتاژ دوسر مقاومت $R_۳$ است که از تقسیم ولتاژ خروجی بین مقاومت‌های $R_۲$ و $R_۳$ به دست می‌آید یعنی :

$$V_i^- = V_{R۳} = \frac{V_O R_۳}{R_۲ + R_۳}$$

به جای V_i^- ولتاژ دوسر زنر یعنی V_Z را قرار می‌دهیم :

$$V_Z = \frac{V_O R_۳}{R_۲ + R_۳}$$

مقدار V_O را محاسبه می‌کنیم

$$V_O = \left(\frac{R_۲ + R_۳}{R_۳}\right) V_Z$$

رابطه را ساده می‌کنیم.

$$\boxed{V_O = \left(۱ + \frac{R_۲}{R_۳}\right) V_Z}$$

مثال ۶ــ۸ : در شکل ۲۰ــ۸ اگر $V_{in}=۱۵V$ و $V_Z=۵/۱ V$ و $R_۲=R_۳=۱۰K\Omega$ باشد، V_O را محاسبه کنید.

پاسخ : با استفاده از رابطهٔ V_O و اجزاء مدار، مقدار V_O را محاسبه می‌کنیم. ابتدا رابطه را می‌نویسیم.

$$V_O = \left(۱ + \frac{R_۲}{R_۳}\right) V_Z$$

مقادیر را جایگزین می‌کنیم و V_O را به دست می‌آوریم :

$$V_O = \left(۱ + \frac{۱۰}{۱۰}\right) ۵/۱ = ۲ \times ۵/۱$$

$$V_O = ۱۰/۲ \text{ ولت}$$

مثال ۷ــ۸ : در شکل ۲۰ــ۸ در صورتی که V_{in}=۱۵ ولت و V_Z=۴/۷ ولت باشد نسبت $\frac{R_۲}{R_۳}$ را طوری انتخاب کنید تا V_O=۸ V شود.

پاسخ :ابتدارابطهٔ V_Oرامی‌نویسیم : $V_O = \left(۱+\frac{R_۲}{R_۳}\right)V_Z$
مقادیر V_O و V_Z را در رابطهٔ V_O قرار می‌دهیم.

$$۸ = \left(۱+\frac{R_۲}{R_۳}\right)(۴/۷)$$

طرفین تساوی رابر ۴/۷ تقسیم می‌کنیم.

$$\frac{۸}{۴/۷} = ۱+\frac{R_۲}{R_۳}$$

$$۱/۷ = ۱+\frac{R_۲}{R_۳}$$

مقدار نسبت $\frac{R_۲}{R_۳}$ را به دست می‌آوریم.

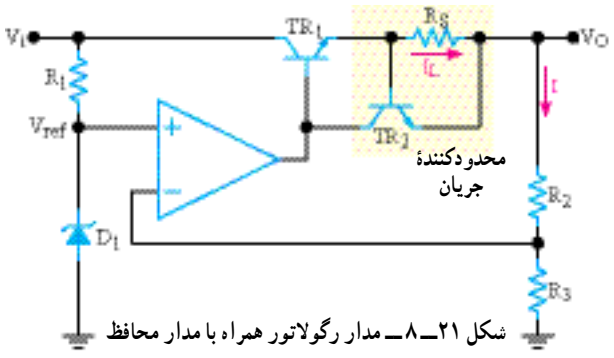
$$\frac{R_۲}{R_۳} = ۱/۷-۱$$

$$\frac{R_۲}{R_۳} = ۰/۷$$

۳ــ۶ــ۸ ــ مدار محافظ در مقابل اتصال کوتاه یا افزایش جریان بار

(Short Circuit or Over Load Protection):

اگرخروجی رگولاتور اتصال کوتاه شود جریان زیادی از ترانزیستور کنترل‌کنندهٔ جریان می‌گذرد و باعث خرابی آن می‌شود. به همین دلیل برای محافظت از ترانزیستور کنترل‌کنندهٔ جریان، معمولاً محافظ پیش‌بینی می‌کنند. ساده‌ترین نوع محافظ در شکل ۲۱ــ۸ نشان داده شده است. ترانزیستور $TR_۲$ و مقاومت R_s، مدار محافظ در مقابل اتصال کوتاه بار یا افزایش جریان بار هستند.



شکل ۲۱ــ۸ــ مدار رگولاتور همراه با مدار محافظ

تا زمانی که افت ولتاژ در دوسر مقاومت R_S به حدود ۰/۷ ولت نرسد؛ ترانزیستور $TR_۲$ هدایت نمی‌کند. پس از این‌که ولتاژ دوسر مقاومت R_S نیز از ۰/۷ ولت بیش‌تر شد، چون ولتاژ بیس امیتر ترانزیستور $TR_۲$ نیز از ۰/۷ ولت بیش‌تر می‌شود، این ترانزیستور هدایت می‌کند. در این حالت، به دلیل عبور جریان از کلکتور $TR_۲$، جریان بیس ترانزیستور $TR_۱$ نیز کم می‌شود و جریان بار، دیگر نمی‌تواند افزایش یابد. به این ترتیب، جریان بار محدود می‌گردد و ترانزیستور $TR_۱$ محافظت می‌شود. جریان بار ماکزیمم در حد $I_{L\,max} = \frac{۰/۷}{R_S}$ محدود می‌گردد.

مثال ۸ــ۸ : چنان‌چه در شکل ۲۱ــ۸ ترانزیستور $TR_۲$ با ولتاژ بیس امیتر ۰/۷ ولت هادی شود و بخواهیم جریان بار را در حد ۲۰۰ میلی‌آمپر محدود کنیم، مقدار مقاومت R_S را محاسبه کنید.

پاسخ :

$$I_{L\,max} = \frac{۰/۷}{R_S}$$

$$۲۰۰\,mA = \frac{۰/۷}{R_S}$$

$$R_S = \frac{۰/۷}{۲۰۰\,mA} = \frac{۰/۷}{۰/۲} = ۳/۵\Omega$$

مثال ۹ــ۸ : اگر R_S=۱ Ω انتخاب شود حداکثر جریان عبوری از بار چند آمپر است؟ ولتاژ بیس امیتر را برای هدایت $TR_۲$ ۰/۷ ولت در نظر بگیرید.

پاسخ :

$$R_S I_L = V_{BETR۲}$$

$$I_{L\,max} = \frac{V_{BETR۲}}{R_S}$$

$$I_{L\,max} = \frac{۰/۷}{۱\Omega} = ۰/۷A$$

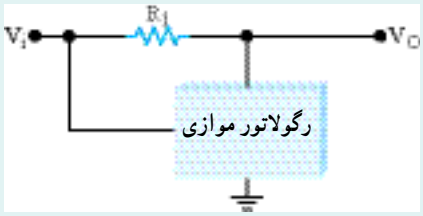
برای هنرجویان علاقه‌مند

۷ــ۸ــ رگولاتور با فیدبک موازی

(Basic Linear Shunt Regulator)

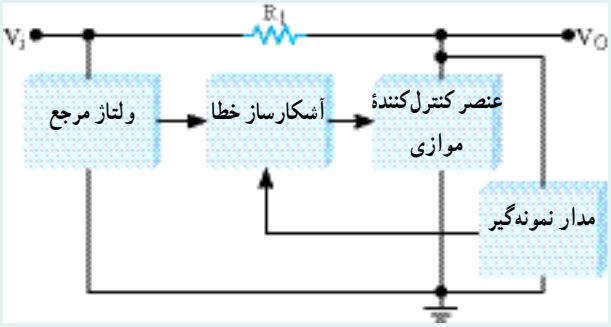
در شکل ۲۲ــ۸ بلوک دیاگرام کلی رگولاتور ولتاژ موازی

رسم شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، رگولاتور موازی هم وظیفهٔ تثبیت ولتاژ خروجی را به عهده دارد.



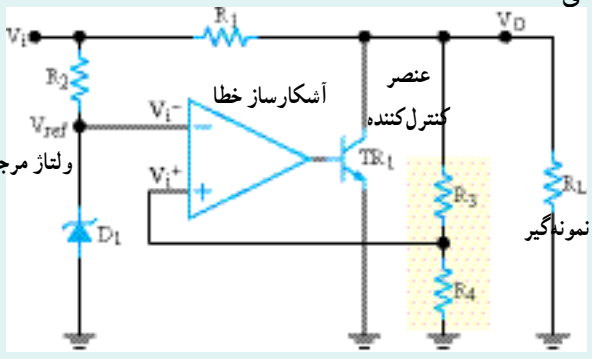
شکل ۲۲ــ۸ــ بلوک دیاگرام کلی رگولاتور موازی

در شکل ۲۳ــ۸ بخش‌های مختلف رگولاتور با فیدبک موازی را به صورت بلوکی ملاحظه می‌کنید. اجزاء بلوک دیاگرام رگولاتور با فیدبک موازی کاملاً مشابه رگولاتور با فیدبک سری است. با این تفاوت که عنصر کنترل‌کنندهٔ جریان بار به صورت موازی با بار قرار می‌گیرد.



شکل ۲۳ــ۸ــ بلوک دیاگرام رگولاتور موازی

شکل ۲۴ــ۸ مدار رگولاتور با فیدبک موازی را نشان می‌دهد.

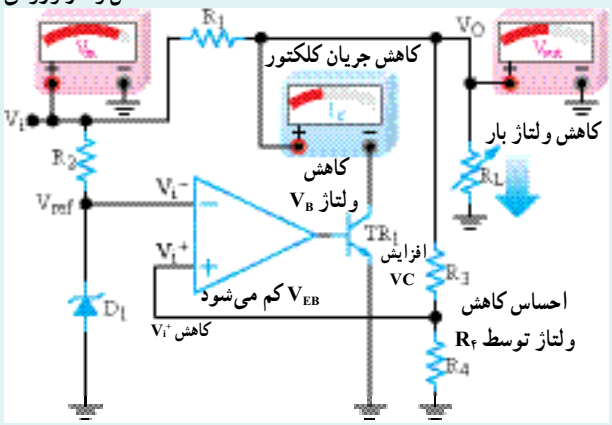


شکل ۲۴ــ۸ــ مدار رگولاتور ولتاژ موازی

در این مدار عنصر کنترل‌کننده و عبوردهندهٔ جریان، ترانزیستور TR_1 است که با بار به صورت موازی قرار گرفته است.

اگر به هر دلیلی ولتاژ ورودی کاهش یابد، ولتاژ خروجی نیز تمایل به کاهش پیدا می‌کند، این تمایل کاهش ولتاژ توسط مقاومت‌های R_3 و R_4 حس می‌شود و ولتاژ ورودی مثبت op–Amp (V_i^+) را کاهش می‌دهد. با کاهش V_i^+، ولتاژ خروجی op–Amp کم می‌شود و هدایت ترانزیستور TR_1 را کاهش می‌دهد و جریان کلکتور TR_1 را کم می‌کند. با کم شدن $I_{C(TR1)}$ ولتاژ کلکتور امیتر TR_1 افزایش می‌یابد. این ولتاژ همان ولتاژی است که به بار می‌رسد. به این ترتیب ولتاژ خروجی در حد تعیین‌شده تثبیت می‌شود. شکل ۲۵ــ۸ کاهش ولتاژ ورودی و اثر آن در تغییر ولتاژ و جریان در نقاط مختلف مدار را نشان می‌دهد.

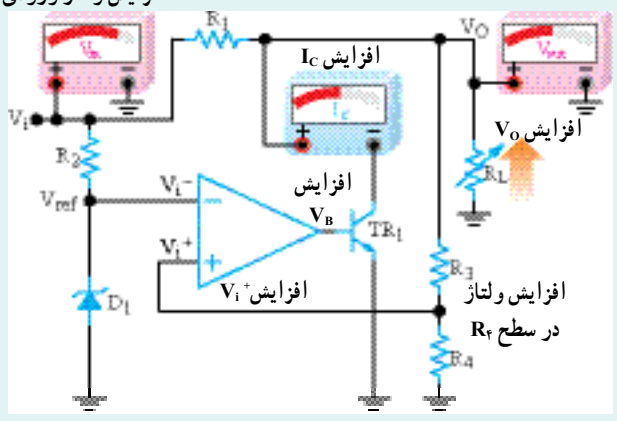
کاهش ولتاژ ورودی



شکل ۲۵ــ۸ــ تغییرات در نقاط مختلف مدار در کاهش ولتاژ ورودی

چنان‌چه ولتاژ ورودی به هر دلیلی افزایش یابد، تغییرات در نقاط مختلف مدار برعکس تغییرات مدار شکل ۲۵ــ۸ خواهد بود. در این حالت ولتاژ خروجی مطابق شکل ۲۶ــ۸ تثبیت می‌شود.

افزایش ولتاژ ورودی

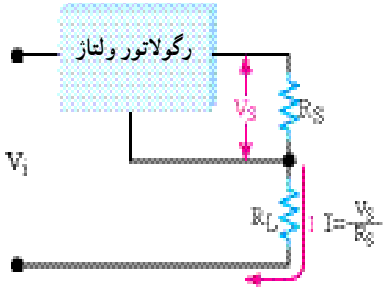


شکل ۲۶ــ۸ــ تغییرات در نقاط مختلف مدار در اثر افزایش ولتاژ ورودی

۸ــ۸ــ رگولاتور جریان

رگولاتور جریان مداری است که جهت ثابت نگهداشتن جریان مصرف‌کننده به کار می‌رود. ثابت نگهداشتن جریان بار از طریق تغییر ولتاژ دوسر مقاومت بار صورت می‌گیرد. یعنی، در صورت افزایش مقاومت بار، ولتاژ بار نیز افزایش و با کاهش مقاومت بار، ولتاژ بار نیز کاهش می‌یابد. به این ترتیب در همهٔ حالات جریان بار ثابت می‌ماند.

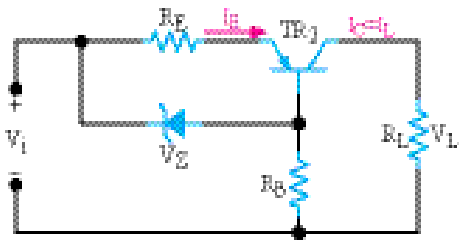
مدار رگولاتور جریان شامل یک رگولاتور ولتاژ است که ولتاژ دوسر یک مقاومت را ثابت نگه می‌دارد. در نتیجه، جریان عبوری از مقاومت ثابت است. در صورت سری کردن یک مقاومت با این مجموعه، جریان عبوری از مقاومت سری شده ثابت خواهد ماند. شکل ۸ــ۲۷ نقشهٔ کلی رگولاتور جریان را نشان می‌دهد.



شکل ۸ــ۲۷ــ شمای کلی رگولاتور جریان

دراین مدار مقاومت R_S در خروجی رگولاتور ولتاژ قراردارد و مقاومت R_L با مجموعهٔ رگولاتور ولتاژ و R_S سری شده است.

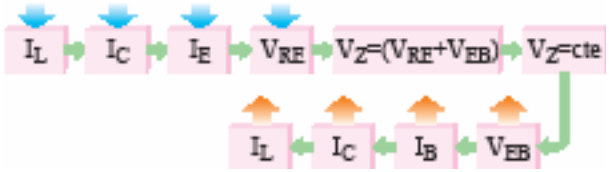
یک نمونه مدار رگولاتور جریان در شکل ۸ــ۲۸ نشان داده شده است.



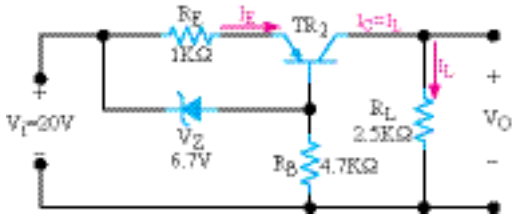
شکل ۸ــ۲۸ــ مدار رگولاتور جریان

اگر $I_L=I_C$ به هر دلیلی کاهش یابد، جریان $I_E \cong I_C$ نیز کم می‌شود. کم شدن I_E افت ولتاژ دوسر R_E را کاهش می‌دهد. از سوی دیگر $V_Z=V_{RE}+V_{EB}$ است. می‌دانیم V_Z دارای مقداری ثابت است. بنابراین با توجه به رابطهٔ $V_{EB}=V_Z-V_{RE}$ ، با کاهش V_{RE} مقدار V_{EB} زیاد می‌شود و هدایت ترانزیستور را بالا می‌برد و I_L را در سطح ثابتی قرار می‌دهد.

مراحل تثبیت جریان I_L را می‌توان به صورت زیر نیز نمایش داد :



مثال ۸ــ۱۰ : در شکل ۸ــ۲۹ چنان‌چه V_{EB} برابر ۰/۷ ولت باشد مطلوبست : الف) محاسبهٔ I_L ، ب) محاسبهٔ V_O



شکل ۸ــ۲۹ــ مدار رگولاتور جریان

پاسخ : می‌دانیم $R_E I_E + V_{EB} = V_Z$

با استفاده از رابطهٔ فوق مقدار I_E را برحسب سایر مقادیر به دست می‌آوریم :

$$I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

مقادیر را جایگزین می‌کنیم :

$$I = \frac{۶/۷ \quad ۰/۷}{} = \quad mA$$

چون $I_E \simeq I_C = I_L$ است بنابراین : I_L=۶mA می‌شود.

مقدار ولتاژ خروجی از رابطهٔ زیر به دست می‌آید :

$V_O = R_L I_L = (۲/۵)(۶)$

V_O = ۱۵ ولت

۹ــ۸ ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۹ــ۸ــ تغییرات ولتاژ خروجی رگولاتور فقط در اثر تغییر بار یا تغییر ولتاژ ورودی ایجاد می‌شود.

صحیح ☐ غلط ☐

۲ــ۹ــ۸ــ رابطهٔ درصد تنظیم ولتاژ به‌صورت

$V_R = \frac{V_{ONL} - V_{OFL}}{V_{OFL}} \times ۱۰۰\%$ است.

صحیح ☐ غلط ☐

کامل کردنی

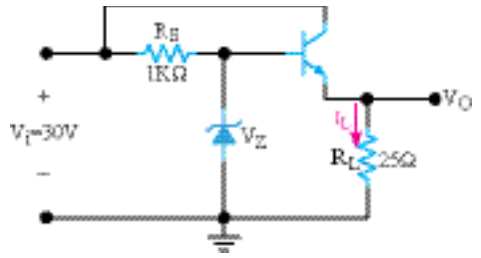
۳ــ۹ــ۸ــ در رگولاتور با فیدبک، نمونه‌گیر ..... را به مدار ..... برمی‌گرداند.

۴ــ۹ــ۸ــ مدار رگولاتور جریان شامل یک رگولاتور ..... است که جریان مصرف‌کننده را ..... .

۵ــ۹ــ۸ــ درشکل ۳۰ــ۸ اگر V_{BE}=۰/۷ ولت و I_L=۰/۲ آمپر باشد ولتاژ زنر چند ولت است؟

۱) ۴/۳ ولت ۲) ۵ ولت

۳) ۵/۷ ولت ۴) ۶/۲ ولت

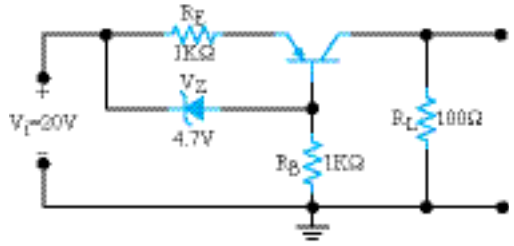


شکل ۳۰ــ۸

۶ــ۹ــ۸ــ در شکل ۳۱ــ۸ اگر R_L از ۱۰۰ Ω به ۲۰۰Ω تغییر کند. جریان بار چه تغییری می‌کند؟ V_{EB} برابر ۰/۷ ولت در نظر گرفته شود.

۱) نصف می‌شود. ۲) تغییر نمی‌کند.

۳) دو برابر می‌شود. ۴) چهار برابر می‌شود.



شکل ۳۱ــ۸

تشریحی و محاسباتی

۷ــ۹ــ۸ــ درصد تنظیم ولتاژ یک منبع dc را حساب کنید که ولتاژ ۱۰۰ ولت در حالت بی‌باری را به ۹۵ ولت در بار کامل می‌رساند.

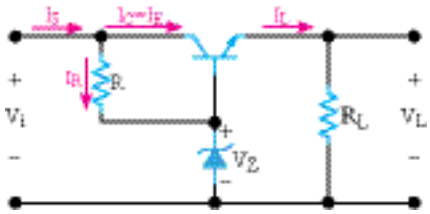
۸ــ۹ــ۸ــ درشکل ۳۲ــ۸ اگر R_L=۱KΩ ، R=۵KΩ V_Z=۱۰V ، V_{BE}=۰/۷ V و V_i=۲۰V باشد، مقادیر زیر را تعیین کنید.

الف) V_L و I_L؛

ب) جریان کلکتور ترانزیستور؛

پ) جریان عبوری از مقاومت R؛

ت) جریان منبع.



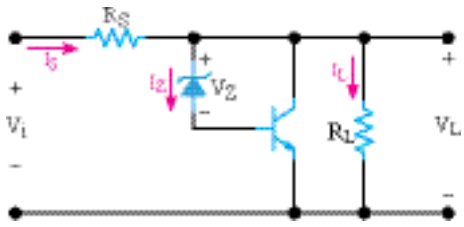
شکل ۳۲ــ۸

۹ــ۹ــ۸ــ در شکل ۳۳ــ۸ اگر R_L=۴K Ω ، R_S=۲KΩ ، V_Z=۱۰ V ، V_{BE}=۰/۷ V ، β =۵۰ و V_i=۲۰V باشد، مقادیر زیر را تعیین کنید.

الف) ولتاژ V_L؛ ب) جریان I_L ؛

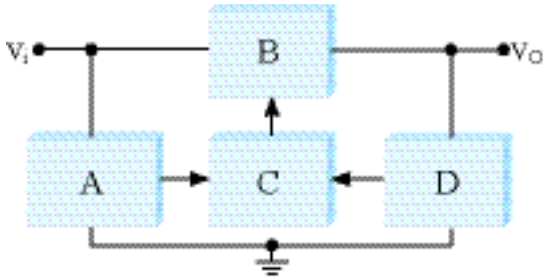
پ) جریان منبع که از R_S می‌گذرد :

ت) جریان زنر.



شکل ۳۳ــ۸ــ منبع تغذیهٔ تثبیت نشده

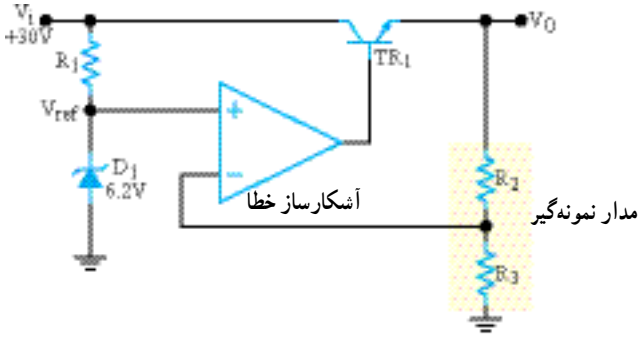
۱۰ــ۹ــ۸ــ نام بلوک‌های A، B، C و D را در رگولاتور ولتاژ سری شکل ۳۴ــ۸ بنویسید.



شکل ۳۴ــ۸

۱۱ــ۹ــ۸ــ مقدار مقاومت R_S را در رگولاتور شکل ۲۱ــ۸ طوری محاسبه کنید که جریان بار در ۲A محدود شود. ولتاژ بیس امیتر TR_2 در حال هدایت برابر با ۰/۶ ولت است.

۱۲ــ۹ــ۸ــ در شکل ۳۵ــ۸ نسبت $\frac{R_2}{R_3}$ را طوری محاسبه کنید که ولتاژ خروجی رگولاتور روی ۱۲ ولت تثبیت شود.



شکل ۳۵ــ۸ــ مدار نمونه‌گیر

۱۰ــ۸ــ تنظیم کننده‌های مجتمع سه سر

در اواخر سال‌های ۱۹۶۰ سازندگان مدارهای مجتمع (IC)، تولید تنظیم‌کنندهٔ ولتاژ را بر روی تراشه آغاز کردند. نسل اوّل این قطعات الکترونیکی آی‌سی‌هایی مانند μA۷۲۳ و LM۳۰۰ بودند که در آن‌ها یک دیود زنر، یک تقویت‌کننده با بهرهٔ بالا، یک محدودکنندهٔ جریان و چند مدار مفید دیگر تعبیه شده بود. عیب تنظیم‌کننده‌های مجتمع اوّلیه این بود که به اجزای خارجی زیادی نیاز داشتند. باید ۸ پایه یا بیش‌تر برای بسته‌بندی آن‌ها پیش‌بینی می‌شد، زیرا با اتصال پایه‌های این قطعات به اجزای مختلف خارجی می‌توانستند به مشخصاتی مطلوب برسند.

جدیدترین نسل تنظیم‌کننده‌های ولتاژ مجتمع، فقط سه‌پایه برای اتصال به مدار دارند. یکی از این پایه‌ها برای اتصال به ولتاژ تنظیم نشدهٔ ورودی، اتصال دیگری برای ولتاژ تنظیم شدهٔ خروجی و سومی هم برای اتصال به زمین است.

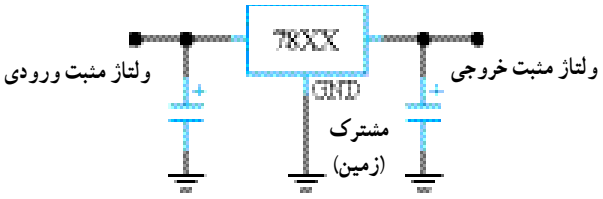
تنظیم کننده های سه سر که به صورت قطعاتی با پوشش پلاستیکی یا فلزی به بازار آمده‌اند بسیار عمومیت دارند و بسیار ارزان عرضه می‌شوند و استفاده از این آی‌سی‌ها به دلیل سه‌پایه بودن آسان است. مدار تنظیم‌کننده‌های ولتاژ سه‌سر تنها به وسیلهٔ حداکثر سه عدد خازن بای‌پاس خارجی کامل می‌شود. خازن‌ها در ورودی و خروجی رگولاتور نصب می‌شوند تا تغییرات ولتاژی را که در اثر نفوذ و دخالت فرکانس‌های ناخواسته به وجود می‌آید، از بین ببرند.

رگولاتورهای ولتاژ به صورت زیر دسته‌بندی می‌شوند :

- دسته‌ای از رگولاتورهایی که ولتاژ مثبت تهیه می‌کنند؛ رگولاتورهای سری XX ۷۸ در این بسته‌بندی قرار دارند.

نکتهٔ مهم : معمولاً در ابتدا یا بعد از شمارهٔ XX ۷۸ تعدادی حرف انگلیسی قرار می‌گیرد که این حروف مشخص‌کنندهٔ کارخانه سازنده است. مانند آی‌سی LM۷۸۰۵

در شکل ۳۶ــ۸ چگونگی قرار گرفتن رگولاتور در مدار به صورت بلوک دیاگرام نشان داده شده است.



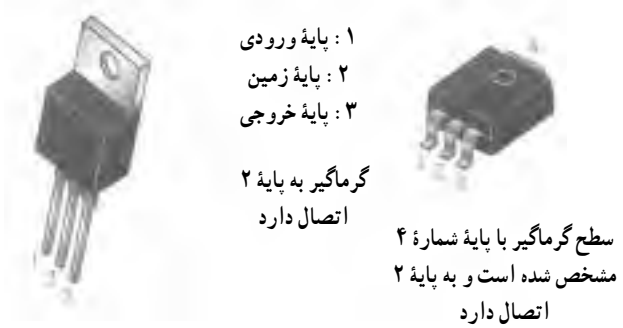
شکل ۳۶ــ۸ــ مدار استاندارد قرار گرفتن آی‌سی

دو رقم آخر در شماره آی‌سی ولتاژ خروجی آن را مشخص می‌کند. مثلاً آی‌سی رگولاتور ۷۸۰۵ ولتاژ خروجی رگوله شدهٔ ۵+ ولت را فراهم می‌کند. ولتاژ خروجی این سری آی‌سی‌ها معمولاً ۴ ± درصد خطا دارند. برای مثال ولتاژ خروجی آی‌سی ۷۸۰۵ ممکن است ۴/۸ ولت تا ۵/۲ ولت باشد. یادآور می‌شود که مقدار ولتاژ در این محدوده کاملاً ثابت و تنظیم شده است. در جدول ۱ــ۸ سایر شماره‌های این نوع آی‌سی‌های رگولاتور و ولتاژ خروجی هر یک از آن‌ها مشخص شده است.

جدول ۱ــ۸

Type number	Output voltage
7805	+5.0 V
7806	+6.0 V
7808	+8.0 V
7809	+9.0 V
7812	+12.0 V
7815	+15.0 V
7818	+18.0 V
7824	+24.0 V

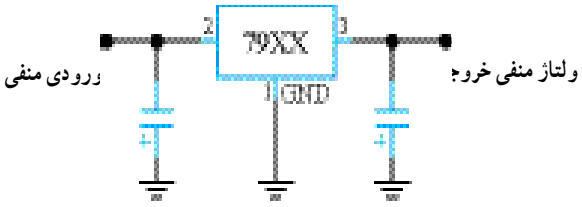
در شکل ۳۷ــ۸ دو نمونه بسته‌بندی این سری آی‌سی‌ها را مشاهده می‌کنید.



شکل ۳۷ــ۸ــ دو نمونه بسته‌بندی

● تنظیم کننده‌هایی که فقط ولتاژ منفی تهیه می‌کنند؛ رگولاتورهای سری ۷۹XX در این بسته‌بندی قرار دارند.

در شکل ۳۸ــ۸ مدار این نوع آی‌سی‌ها به صورت بلوک دیاگرام رسم شده است.



شکل ۳۸ــ۸ــ بلوک دیاگرام آی‌سی رگولاتور منفی

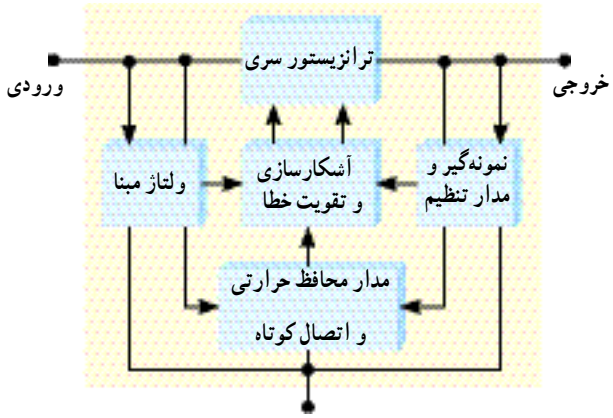
در جدول ۲ــ۸ سایر شماره‌های این نوع آی‌سی‌های رگولاتور و ولتاژ خروجی هر یک از آن‌ها مشخص شده است.

جدول ۲ــ۸

Type number	Output voltage
7905	-5.0 V
7905.2	-5.2 V
7906	-6.0 V
7908	-8.0 V
7912	-12.0 V
7915	-15.0 V
7918	-18.0 V
7924	-24.0 V

۱ــ۱۰ــ۸ــ بلوک دیاگرام مدار داخلی آی‌سی سری (78XX)

: در شکل ۳۹ــ۸ بلوک دیاگرام مدار داخلی سری ۷۸XX را مشاهده می‌کنید.



شکل ۳۹ــ۸ــ بلوک دیاگرام مدار داخلی آی‌سی

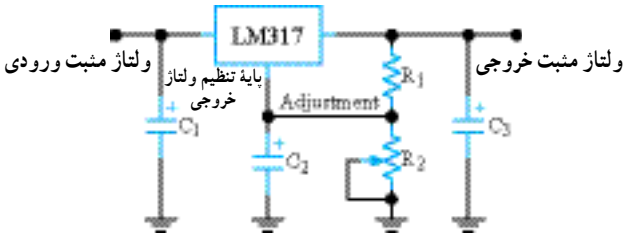
در این مدار جریان بار از ترانزیستور سری می‌گذرد. چنان‌چه دمای داخلی رگولاتور تا حد خطرناکی بالا رود، به دلیل وجود مدار محافظ حرارتی و اتصال کوتاه، مدار به طور خودکار به حالت خاموش می‌رود. این عمل یک اقدام احتیاطی برای جلوگیری از اتلاف بیش از حد توان مجاز و آسیب رسیدن به رگولاتوراست. درجه حرارتی که مدار در آن عمل می‌کند بستگی به دمای محیط، ظرفیت گرماگیر و سایر متغیرها دارد.

سایر قسمت‌ها مشابه رگولاتور سری با فیدبک است.

فعالیت خارج از کلاس : بلوک دیاگرام شکل ۸ــ۳۹ را تحلیل کنید و نتایج به دست آمده را به کلاس ارائه دهید.

۸ــ۱۱ــ رگولاتور ولتاژ خطی قابل تنظیم مثبت (Adjustable Positive Linear Voltage Regulator)

آی‌سی LM۳۱۷ یک نمونه آی‌سی رگولاتور مثبت قابل تنظیم سه پایه است که ولتاژ خروجی آن می‌تواند بین ۱/۲۵ ولت تا ۳۷+ ولت تغییر کند. نقشهٔ مدار استاندارد این آی‌سی در شکل ۸ــ۴۰ رسم شده است.

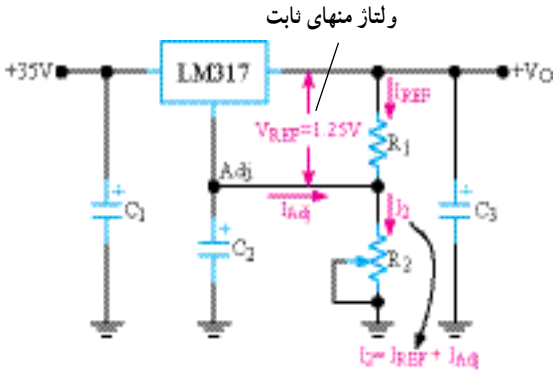


شکل ۸ــ۴۰ــ نقشهٔ مداری رگولاتور قابل تنظیم

آی‌سی دارای سه پایهٔ ورودی (Input)، خروجی (outPut) و پایه قابل تنظیم (Adjustment) است. مقاومت ثابت R_1 و مقاومت متغیر R_2 برای تنظیم سطح و تعیین مقدار بیشینهٔ ولتاژ خروجی در مدار به‌کار می‌روند.

همان‌طور که اشاره شد ولتاژ خروجی آی‌سی LM ۳۱۷ می‌تواند بین ۱/۲ ولت تا ۳۷ ولت تغییر کند. حداکثر جریانی که این آی‌سی می‌تواند به بار بدهد ۱/۵ آمپر است.

۸ــ۱۱ــ۱ــ نحوهٔ عملکرد مدار : همان‌طوری که در شکل ۸ــ۴۱ مشاهده می‌شود، به‌وسیلهٔ آی‌سی رگولاتور، ولتاژ مبنای ثابتی برابر با ۱/۲۵ ولت بین پایهٔ خروجی و پایهٔ قابل تنظیم آی‌سی ایجاد می‌شود.



شکل ۸ــ۴۱ــ مقدار ولتاژ مقایسه (مرجع) در مدار آی‌سی رگولاتور متغیر

این ولتاژ را ولتاژ مرجع (V_{REF}) می‌نامیم.

$$V_{REF} = V_{REFRENCE} = ۱/۲۵\ V$$

مقدار ولتاژ مبنای ثابت (V_{REF}) جریان ثابتی را از مقاومت R_1 که آن را I_{REF} می‌نامیم، عبور می‌دهد. مقدار این جریان از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1} = \frac{۱/۲۵}{R_1}$$

در شرایط عادی جریان بسیار ناچیزی درحدود ۵۰ تا ۱۰۰ میکروآمپر از پایهٔ قابل تنظیم آی‌سی رگولاتور و مقاومت R_2 عبور می‌کند. این جریان را I_{ADJ} می‌نامیم. با توجه به شکل مجموع جریان‌های I_{ADJ} و I_{REF} از مقاومت R_2 عبور می‌نماید.

$$I_{R2} = I_{REF} + I_{ADJ}$$

جریان I_{R2} در دو سر مقاومت R_2 افت ولتاژی را به‌وجود می‌آورد. مجموعهٔ این افت ولتاژ و V_{REF} ولتاژ خروجی را تشکیل می‌دهد.

۸ــ۱۱ــ۲ــ رابطهٔ ولتاژ خروجی و اجزای مدار :

با توجه به شکل می‌توانیم بنویسیم :

$$V_{out} = V_{REF} + V_{R2}$$

افت ولتاژ دو سر مقاومت $R_۲$ از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود.

$$V_{R۲} = (I_{REF} + I_{ADJ})_{R۲}$$

در رابطهٔ بالا به جای I_{REF} معادل آن را قرار می‌دهیم :

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_۱}$$

رابطهٔ نهایی به‌صورت زیر در می‌آید :

$$V_{R۲} = \frac{V_{REF}}{R_۱} \times R_۲ + I_{ADJ} R_۲$$

با جمع کردن مقادیر V_{REF} و $V_{R۲}$ می‌توان ولتاژ خروجی را از رابطهٔ زیر محاسبه کرد :

$$V_{out} = V_{REF} + \frac{V_{REF}}{R_۱} \times R_۲ + I_{ADJ} R_۲$$

رابطه را ساده می‌کنیم :

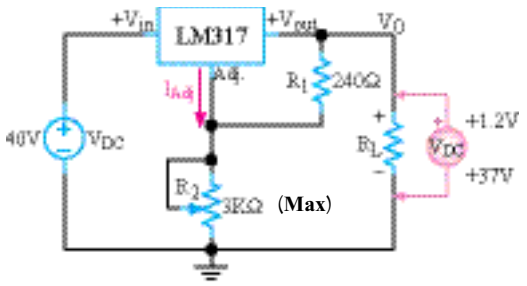
$$\boxed{V_{out} = V_{REF}(۱ + \frac{R_۲}{R_۱}) + I_{ADJ} R_۲}$$

اگر از I_{ADJ} صرفنظر کنیم رابطه به‌صورت زیر در می‌آید :

$$\boxed{V_{out} = V_{REF}(۱ + \frac{R_۲}{R_۱})}$$

چنانچه مقدار $R_۲$ را تغییر دهیم می‌توانیم ولتاژ خروجی را بین ۱/۲۵ V و مقدار حداکثر تغییر دهیم.

مثال ۱۱ــ۸ : در شکل ۴۲ــ۸ با فرض $I_{ADJ} = ۵۰\mu A$، $V_{REF}=۱/۲۵V$، $R_۱=۲۴۰\Omega$ و $R_۲=۲/۴K\Omega$ مقدار ولتاژ V_O را محاسبه کنید.



شکل ۴۲ــ۸

پاسخ :

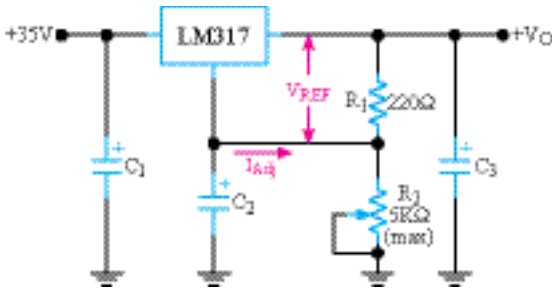
$$V_O = V_{REF}(۱ + \frac{R_۲}{R_۱}) + I_{ADJ} R_۲$$

$$V_O = ۱/۲۵(۱ + \frac{۲/۴K}{۲۴۰\Omega}) + ۵۰\mu A(۲/۴K\Omega)$$

$$V_O = ۱۳/۷۵ + ۰/۱۲ = ۱۳/۸۷ \quad \text{ولت}$$

تمرین کلاسی : در مدار شکل ۴۲ــ۸ مقدار بیش‌ترین و کم‌ترین ولتاژ خروجی چند ولت است؟

مثال ۱۲ــ۸ : ولتاژ خروجی مینیمم و ماکزیمم رگولاتور ولتاژ شکل۴۳ــ۸ را محاسبه کنید. مقدار $I_{ADJ}=۵۰\mu A$ و $V_{REF}=۱/۲۵V$ در نظر گرفته می‌شود.



شکل ۴۳ــ۸ــ مدار با آی‌سی رگولاتور LM۳۱۷

پاسخ : ولتاژ دو سر مقاومت $R_۱$ برابر است با :

$$V_{R۱} = V_{REF} = ۱/۲۵$$

وقتی $R_۲$ در مقدار مینیمم خود یعنی ۰Ω تنظیم است ولتاژ خروجی مینیمم مقدار خود را دارد، زیرا :

$$V_{out} = V_{REF}(۱ + \frac{R_۲}{R_۱}) + I_{ADJ} \times R_۲$$

$$V_{out} = V_{REF}(۱ + \frac{۰}{R_۱}) + I_{ADJ} \times ۰$$

$$V_{out} = V_{REF} = ۱/۲۵ \quad \text{ولت}$$

چنانچه مقدار $R_۲$ در ماکزیمم مقدار خود یعنی $۵K\Omega$ قرار گیرد، ولتاژ خروجی ماکزیمم می‌شود.

$$V_{out(max)} = V_{REF}(1+\frac{R_2}{R_1}) + I_{ADJ} \times R_2$$

$$V_{out(max)} = 1/25(1+\frac{5K\Omega}{220\Omega}) + (50\mu A)\times 5K\Omega$$

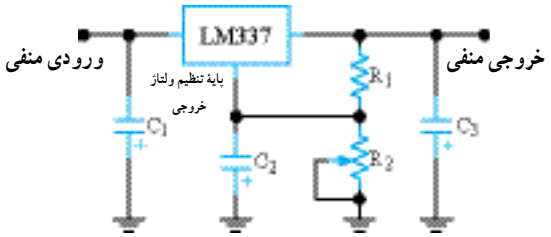
$$V_{out(max)} = 29/66V + 0/25V = 29/9V$$

بنابراین ولتاژ خروجی بین ۱/۲۵ ولت تا ۲۹/۹ ولت تغییر می‌کند.

۳ــ۱۱ــ۸ــ رگولاتور ولتاژ خطی قابل تنظیم منفی (AdJustable Negative Linear Voltage Regulator) :

آی‌سی LM۳۳۷، یک آی‌سی رگولاتور ولتاژ منفی است که ولتاژ خروجی آن می‌تواند بین ۱/۲ ــ ولت تا ۳۷ ــ ولت تغییر کند.

پایه‌های این آی‌سی و یک نمونه نقشهٔ مدار استاندارد آن در شکل ۴۴ــ۸ رسم شده است :



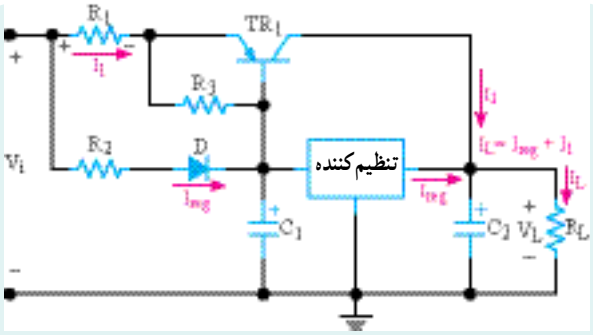
شکل ۴۴ــ۸ــ آی‌سی رگولاتور با ولتاژ خروجی منفی

این آی‌سی نیز مانند آی‌سی LM۳۱۷ برای تنظیم ولتاژ خروجی به دو مقاومت R_1 و R_2 نیاز دارد. محاسبات ولتاژ خروجی این مدار مشابه محاسبات آی سی رگولاتور LM۳۱۷ است.

برای هنرجویان علاقه‌مند

۱۲ــ۸ــ افزایش جریان بار به بیش از جریان حد آی سی رگولاتور

ماکزیمم جریان خروجی آی‌سی‌های رگولاتور ولتاژ محدود است و چنانچه بار به جریان بیش‌تری نیاز داشته باشد می‌توانیم از مدار شکل ۴۵ــ۸ استفاده کنیم. در این مدار ترانزیستور TR_1 جریان بیش‌تری را برای بار تأمین می‌کند.



شکل ۴۵ــ۸ــ مدار تأمین جریان اضافی بار

اگر جریان حد تأمین شده توسط آی سی را I_{REG} بنامیم جریان بار (I_L) از دو جریان I_{REG} و I_1 به‌دست می‌آید. با اتصال ولتاژ V_{in} به ورودی مدار و برقراری جریان I_{REG}، افت ولتاژی در دو سر مقاومت R_2 پدید می‌آید که این ولتاژ با ولتاژ دو سر دیود D، ولتاژ هدایت ترانزیستور TR_1 را فراهم می‌کند. مقدار جریانی که از امیتر TR_1 عبور می‌کند توسط مقاومت R_1 و افت ولتاژ دو سر آن تعیین می‌شود. افت ولتاژ دو سر مقاومت R_1 توسط ولتاژ دو سر R_2 کنترل می‌گردد زیرا مجموعهٔ مقاومت R_1 و امیتر بیس TR_1 با مجموعهٔ مقاومت R_2 و دیود D موازی است. بنابراین می‌توانیم بنویسیم :

$$R_1 I_1 + V_{EB(TR1)} = R_2 I_{REG} + V_D$$

چون جنس دیود بیس امیتر با جنس دیود D مشابه است لذا ولتاژ موافق دیود (V_D) با ولتاژ موافق (V_{EB}) برابر می‌شود :

$$V_{EB(TR1)} = V_D$$

از طرفین معادلهٔ فوق اگر $V_{EB(TR1)}$ و V_D را حذف کنیم رابطه به‌صورت زیر در می‌آید :

$$R_1 I_1 = R_2 I_{REG}$$

با انتخاب مقادیر R_1 و R_2 می‌توانیم I_1 و جریان مورد نیاز بار را تنظیم کنیم زیرا :

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1} \times I_{REG}$$

چون توان مجاز مقاومت R_1 بسیار زیاد می شود لذا این مدار کاربرد عملی ندارد.

مثال ۱۳ــ۸ : در مدار شکل ۴۵ــ۸ R_1 را طوری انتخاب کنید که جریان بار مساوی ۲ آمپر باشد. $I_{REG} = 0/5$ A و $R_2 = 10\Omega$ در نظر بگیرید.

پاسخ : جریان عبوری از امیتر TR_1 که همان جریان عبوری از مقاومت R_1 است. باید برابر $1/5A = 0/5 - 2$ باشد.

با داشتن I_{REG} و I_1 و R_2، می‌توانیم مقدار R_1 را محاسبه کنیم :

$$R_1 = R_2 \times \frac{I_{REG}}{I_1} = 10 \times \frac{0/5}{1/5}$$

$$R_1 = 3/3\ \Omega$$

۱۳ــ۸ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۱۳ــ۸ــ آی‌سی‌های سری ۷۸XX رگولاتورهای ولتاژ ثابت مثبت هستند.

☐ صحیح ☐ غلط

۲ــ۱۳ــ۸ــ ولتاژ خروجی آی‌سی رگولاتور ۷۹۱۵ برابر ۱۵+ ولت است.

☐ صحیح ☐ غلط

چهار گزینه‌ای

۳ــ۱۳ــ۸ــ ولتاژ خروجی کدام آی‌سی رگولاتور بین ۱/۲- ولت تا ۳۷- ولت قابل تنظیم است؟

۱ــ LM۳۳۷ ۲ــ LM۳۱۷

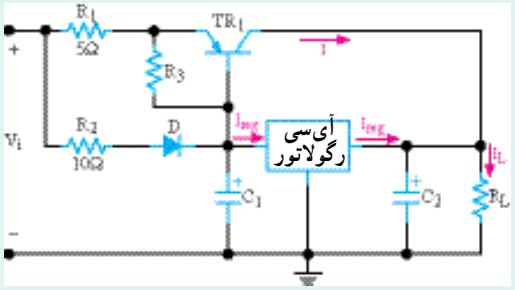
۳ــ AN۷۸۰۵ ۴ــ AN۷۹۱۵

برای هنرجویان علاقه‌مند

۴ــ۱۳ــ۸ــ اگر در شکل ۸ــ۴۶ $I_{reg} = 0/5A$ باشد I_L چند آمپر است؟

۱ــ ۰/۵A ۲ــ ۱A

۳ــ ۱/۵A ۴ــ ۲A

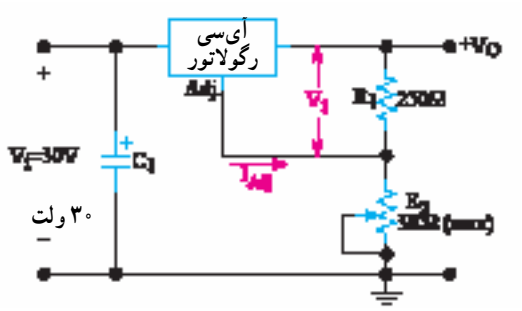


شکل ۸ــ۴۶

۵ــ۱۳ــ۸ــ در شکل ۸ــ۴۷ اگر $V_1 = 1/25$ ولت و $I_{ADJ}=100$ میکروآمپر باشد حداکثر V_O چند ولت است؟

۱ــ ۱۵V ۲ــ ۱۶/۲۵V

۳ــ ۱۶/۵۵V ۴ــ ۳۰V



شکل ۸ــ۴۷

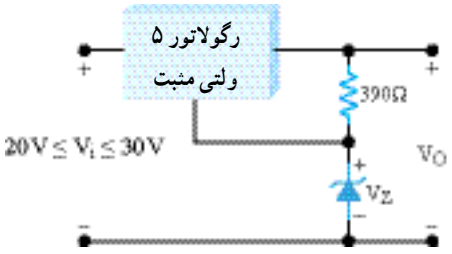
محاسباتی

۶ــ۱۳ــ۸ــ در شکل ۸ــ۴۸ ولتاژ خروجی چند ولت است؟ آی سی از نوع رگولاتور ۵ ولتی مثبت است.

شکل ۸ــ۴۸

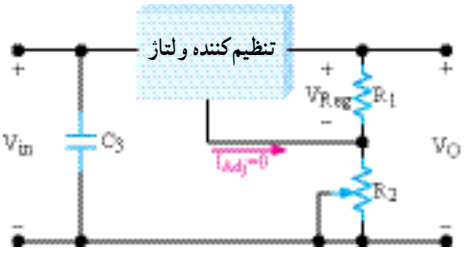
۷ــ۱۳ــ۸ــ در شکل ۸ــ۴۹ ولتاژ خروجی چند ولت است؟

$V_Z=12V$



شکل ۸ــ۴۹

۸ــ۱۳ــ۸ــ اگر در شکل ۸ــ۵۰، $R_1 = 240\Omega$ و $R_2 = 30\Omega$ و $V_{Reg}=12V$ باشد، با تغییر R_2 مقادیر حداقل و حداکثر V_O چند ولت است؟

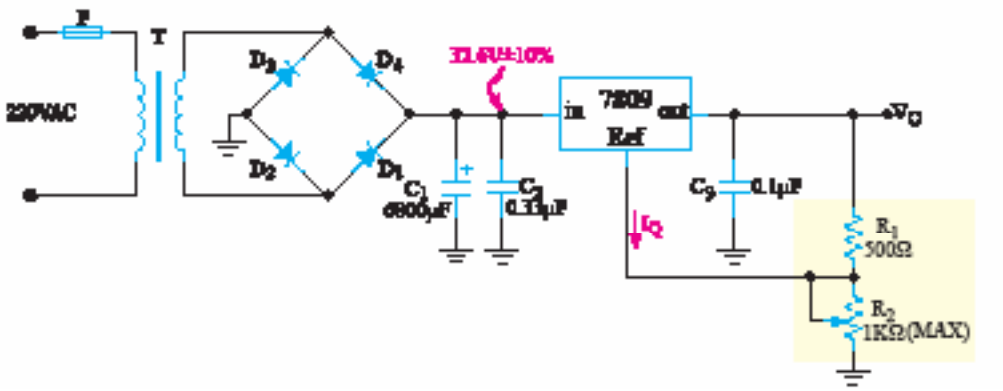


شکل ۸ــ۵۰

۹ــ۱۳ــ۸ــ مدار شکل ۸ــ۵۱ مربوط به منبع تغذیه متغیر عملی با آی سی ۷۸۰۹ است :

الف) ولتاژ تثبیت شدهٔ خروجی آی‌سی رگولاتور چند ولت است؟

ب) حداقل و حداکثر ولتاژ خروجی مدار را محاسبه کنید. $I_Q = 0$ درنظر گرفته شود.



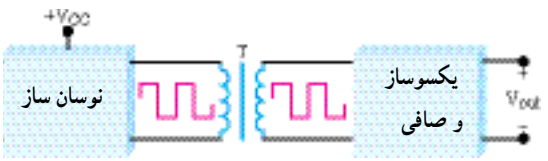
شکل ۸ــ۵۱

۸ــ۱۴ــ مبدل dc به dc

گاهی نیاز داریم که یک ولتاژ dc را به ولتاژ dc دیگری تبدیل کنیم. برای مثال اگر سیستمی با یک منبع تغذیهٔ مثبت ۵V+ داشته باشیم، به کمک یک مبدل dc به dc می‌توانیم ولتاژ خروجی ۱۵VDC+ را تولید کنیم در این صورت می‌توانیم دو منبع تغذیه با ولتاژهای ۵V+ و ۱۵V+ را داشته باشیم. طرح‌های گوناگونی برای مبدل‌های dc به dc وجود دارد. این بخش، دربارهٔ یک طرح ویژه به‌طور اجمالی بحث می‌کنیم تا بتوانیم ایده‌ای از چگونگی کار مبدل‌های dc به dc کسب کنیم.

۱ــ۱۴ــ۸ــ ایدهٔ اولیه : در اکثر مبدل‌های dc به dc، ولتاژ dc ورودی به یک نوسان‌ساز موج مربعی داده می‌شود که خروجی آن سیم پیچ اوّلیه یک ترانسفورماتور را تحریک می‌کند.

شکل ۸ــ۵۲ بلوک دیاگرام مبدل DC به DC را نشان می‌دهد.



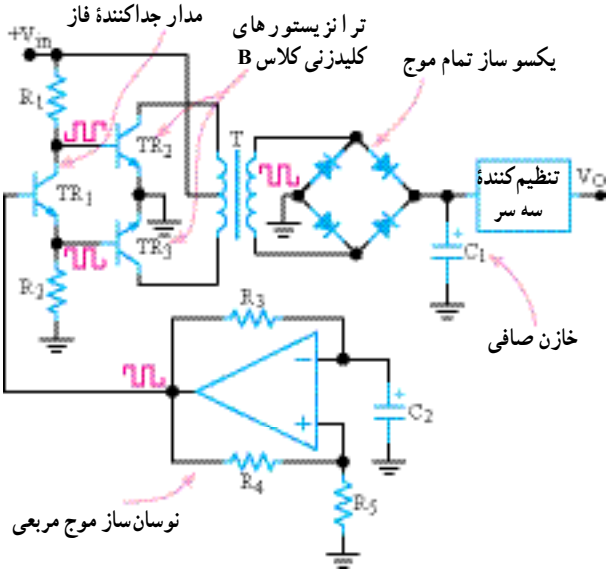
شکل ۸ــ۵۲ــ بلوک دیاگرام مبدل DC به DC

معمولاً مقدار فرکانس نوسان‌ساز بین ۱KHz تا ۱۰۰KHz است. هرچه فرکانس بیش‌تر باشد، ترانسفورماتور و اجزای صافی آن کوچک می‌شوند. از سوی دیگر، اگر فرکانس خیلی بالا باشد، تولید موجی مربعی کامل (لبه‌های بالارونده یا پایین رونده با زاویهٔ ۹۰ درجه) دشوار می‌شود. تجربه نشان داده است که فرکانس ۲۰KHz بهترین حالت برای تولید موج مربعی است. با انتخاب نسبت مناسب برای ترانسفورماتور، ولتاژ ثانویهٔ ترانسفورماتور می‌تواند کوچک‌تر یا بزرگ‌تر شود. برای بالا بردن کارآیی ترانسفورماتور، معمولاً از

ترانسفورماتوری استفاده می‌شود که هستهٔ چنبره‌ای دارد. با این روش ولتاژ ثانویه به شکل موجی مربعی کامل در می‌آید. در این حالت ولتاژ مربعی ثانویه را یکسو و صاف می‌کنند و آن را به ولتاژ dc تبدیل می‌نمایند. صاف کردن این سیگنال‌ها نسبتاً آسان است.

یکی از متداول‌ترین انواع مبدل‌های DC به DC، مبدل ۵V+ به ۱۵V+ است. ولتاژ ۵+ ولت، ولتاژ منبع تغذیهٔ استاندارد برای اکثر مدارهای مجتمع و سامانه‌های دیجیتالی است. تعدادی از مدارهای مجتمع، مانند تقویت‌کننده‌های عملیاتی نیز وجود دارند که ولتاژ تغذیهٔ آن‌ها ۱۵V+ است. برای این نوع مدارها، معمولاً از یک مبدل DC به DC توان کم و ولتاژهای خروجی ۱۵V+ و ۱۵V− استفاده می‌کنیم.

برای این‌که از چگونگی کارکرد این نوع مبدل ایده‌ای به‌دست آورید به مدار شکل ۵۳ــ۸ که طرح کلی مبدل DC به DC را نشان می‌دهد، توجه کنید.



شکل ۵۳ــ۸ــ طرح کلی مبدل DC به DC

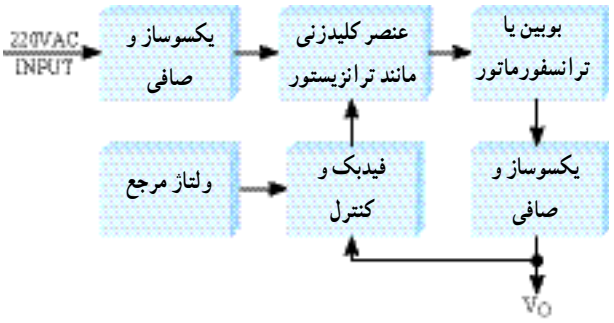
حال ببینیم این مدار چگونه کار می‌کند؟ موج مربعی توسط یک نوسان‌ساز مربعی تولید می‌شود که فرکانس آن را مقادیر R_3 و C_2 تعیین می‌کنند. معمولاً این فرکانس برحسب کیلوهرتز است. این موج مربعی به مدار جداکنندهٔ فاز TR_1 می‌رسد. خروجی‌های ترانزیستور TR_1 دو موج مربعی با دامنهٔ مساوی و فاز مخالف هم است. این موج‌های مربعی به ترانزیستورهای کلیدزنی کلاس B (TR_2 و TR_3) داده می‌شود. ترانزیستور TR_2یک نیم پریود و TR_3 در نیم پریود دیگر هدایت می‌کنند. موجی که از سیم‌پیچ ثانویهٔ ترانسفورماتور T خارج می‌شود، ابتدا به یکسو ساز پل و سپس به صافی خازنی می‌رسد. چون سیگنال خروجی ترانسفورماتور به شکل مربعی و فرکانس آن برحسب کیلوهرتز است یکسو سازی و صاف کردن آن آسان صورت می‌گیرد.

به این ترتیب ولتاژ DC تنظیم نشده، برای ورود به یک تنظیم‌کنندهٔ سه سر آماده می‌شود. در این حالت ولتاژ خروجی نهایی ولتاژی DC است که مقدار آن با مقدار ورودی تفاوت دارد.

آیا می‌دانید: امروزه اکثر منابع تغذیه از نوع کلیدزنی (سوئیچینگ) است زیرا استفاده از این نوع منابع علاوه بر کم حجم شدن دستگاه، از میزان تلفات آن می‌کاهد و کارآیی آن را بالا می‌برد.

۱۵ــ۸ــ اساس کار رگولاتورهای کلیدزنی (سوئیچینگ) (Basic Switching Regulators)

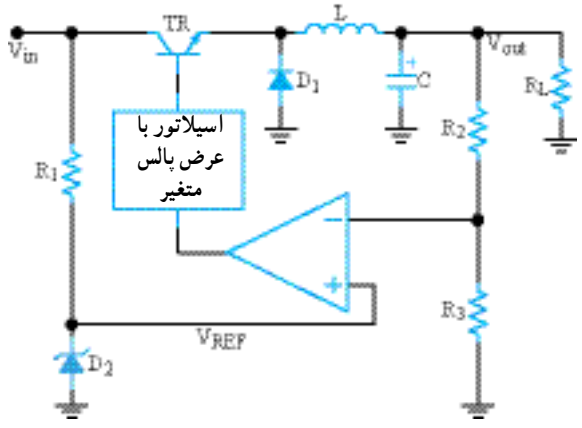
در منابع تغذیهٔ خطی، توان زیادی تلف می‌شود که درصد بالایی از این تلفات به‌صورت حرارت است. تلفات زیاد توان سبب کاهش راندمان درحدی کم‌تر از ۴۰ درصد می‌شود. در حالت کلی این منابع تثبیت خوبی دارند، میزان نویز و ضربان ولتاژ خروجی آن‌ها کم است و اکثراً نیازهای ما را برآورده می‌کنند. راندمان پایین منابع تغذیهٔ خطی موجب شده است که علاوه بر مصرف انرژی الکتریکی زیاد، در توان‌های نسبتاً بالا نیاز به وسایل خنک‌کننده مانند رادیاتور و پروانه (فن) داشته باشند. هم‌چنین ابعاد و حجم ترانسفورماتور به‌کار رفته در این منابع تغذیه بزرگ است. بنابراین با توجه به کوچک و فشرده شدن دستگاه‌های مدرن الکتریکی در عصر حاضر، منابع تغذیهٔ خطی نمی‌توانند مناسب باشند. جایگزین منابع تغذیهٔ خطی، منابع تغذیهٔ سوئیچینگ هستند که تا حدودی معایب منابع تغذیهٔ خطی را برطرف می‌نمایند. در شکل ۵۴ــ۸ بلوک دیاگرام سادهٔ یک نوع منبع تغذیهٔ سوئیچینگ را ملاحظه می‌کنید.



شکل ۵۴ــ۸ــ بلوک دیاگرام سادهٔ یک نوع منبع تغذیه سوئیچینگ

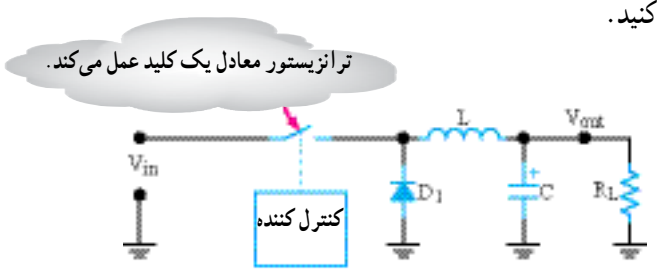
در این بلوک دیاگرام، ابتدا ولتاژ متناوب ورودی یکسو و صاف می‌شود تا ولتاژ DC مورد نیاز را تولید کند. این ولتاژ به عنصر کلیدزنی (سوئیچینگ) داده می‌شود تا موج مربعی با فرکانس زیاد را به‌وجود آورد. موج مربعی از یک بوبین یا ترانسفورماتور کاهنده عبور می‌کند و پس از یکسوسازی و عبور از صافی ولتاژ DC مورد نیاز را تهیه می‌نماید. برای کنترل و تثبیت ولتاژ خروجی، بخشی از این ولتاژ نمونه‌برداری و با ولتاژ مرجع مقایسه می‌شود. پس از مقایسه، سیگنال خطای ایجاد شده، زمان قطع و وصل سوئیچ را کنترل می‌کند. با توجه به اینکه سوئیچ به‌طور دائم در حال قطع و وصل است تلفات مدار بسیار کم می‌شود و راندمان منبع تغذیه را افزایش می‌دهد و به حدود ۷۰ تا ۸۰ درصد می‌رساند. همچنین به سبب کار در فرکانس بالا (حدوداً ۲۰KHz) حجم بوبین یا ترانسفورماتور بسیار کوچک می‌شود.

۱ــ۱۵ــ۸ــ ایده اصلی دربارهٔ چگونگی کار مدار منبع تغذیهٔ سوئیچینگ : در شکل ۵۵ــ۸ بخش‌های اساسی یک منبع تغذیهٔ سوئیچینگ رسم شده است.



شکل ۵۵ــ۸ــ یک نمونه مدار منبع تغذیهٔ سوئیچینگ

در شکل ۵۶ــ۸ مدار معادل ساده شدهٔ آن را مشاهده می‌کنید.



شکل ۵۶ــ۸ــ مدار ساده شدهٔ منبع تغذیهٔ سوئیچینگ

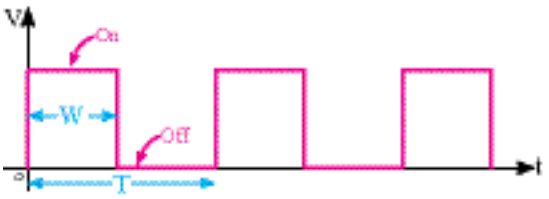
در این شکل یک نوسان‌ساز با عرض پالس متغیر، قطع و وصل ترانزیستور کلیدی را کنترل می‌کند. به این ترتیب رشته‌ای از پالس متغیر به بیس ترانزیستور وارد می‌شود. هرگاه دامنهٔ پالس‌های ورودی، در تراز بالا باشد، ترانزیستور به اشباع می‌رود. هم‌چنین هنگامی که ولتاژ پالس‌های ورودی به بیس، در تراز پایین قرار گیرد، ترانزیستور به حالت قطع می‌رود.

ایدهٔ اصلی این است که ترانزیستور مانند کلید عمل می‌کند. در شرایط ایده‌آل، هنگامی که کلیدی بسته یا باز (وصل یا قطع) باشد، هیچ‌گونه توانی تلف نمی‌شود. یادآور می‌شود که در عمل کلید ترانزیستوری نمی‌تواند به‌طور کامل عمل کند. بنابراین همیشه مقداری توان تلف می‌شود. اما توان تلف شده خیلی کم‌تر از توانی است که یک منبع تغذیهٔ خطی تلف می‌کند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود دیود D_1 بین امیتر و زمین قرار دارد. به علت ایجاد ولتاژ القایی معکوس توسط سیم‌پیچ L، اتصال این دیود ضروری است.

بوبین L جریان مدار را ثابت نگه می‌دارد. هنگامی که ترانزیستور قطع می‌شود، دیود D_1 مسیری را برای عبور جریان القایی مخالف در بوبین، آماده می‌سازد. بدون دیود ولتاژ معکوس آن قدر بالا می‌رود که ترانزیستور را تخریب می‌کند.

۲ــ۱۵ــ ۸ــ چرخهٔ کار (Duty Cycle) : در یک پالس مطابق شکل ۵۷ــ۸ نسبت زمان وصل پالس (یا پهنای پالس) (W) به زمان تناوب (T) را چرخهٔ کار یا Duty Cycle (دیوتی سایکل) می‌گویند و آن را با D نشان می‌دهند.

$$D = \frac{W}{T} = \frac{\text{پهنای پالس}}{\text{زمان متناوب}}$$



شکل ۵۷ــ۸ــ پالس و زمان قطع و وصل آن

با تغییر چرخهٔ کار پالس، می‌توان ولتاژی را که به صافی LC وارد می‌شود و در نهایت ولتاژ DC خروجی را کنترل نمود. ولتاژ خروجی صافی LC که یک ولتاژ DC با ضربان بسیار کم است، از رابطهٔ زیر به دست می‌آید.

$$V_{out} = DV_{in}$$

بنابراین با توجه به رابطهٔ فوق، هر تغییری که در V_{in} به‌وجود می‌آید می‌خواهد سبب تغییر در V_{out} شود. به دلیل تغییر چرخهٔ کار (D)، این تغییر به خروجی منتقل نمی‌شود و در نهایت V_{out} را تثبیت می‌کند.

مثال ۱۴ــ۸ : اگر ولتاژ ورودی DC برابر ۲۰ ولت و چرخهٔ کار برابر ۰/۲۵ باشد ولتاژ DC خروجی چند ولت است؟

پاسخ :

$$V_{out} = DV_{in}$$

$$V_{out} = ۰/۲۵ \times ۲۰ = ۵\ V$$

مثال ۱۵ــ۸ : اگر ولتاژ ورودی به ۲۵ ولت تغییر یابد و ولتاژ خروجی بخواهد روی ۵ ولت ثابت بماند، چرخه کار باید چه‌قدر انتخاب شود؟

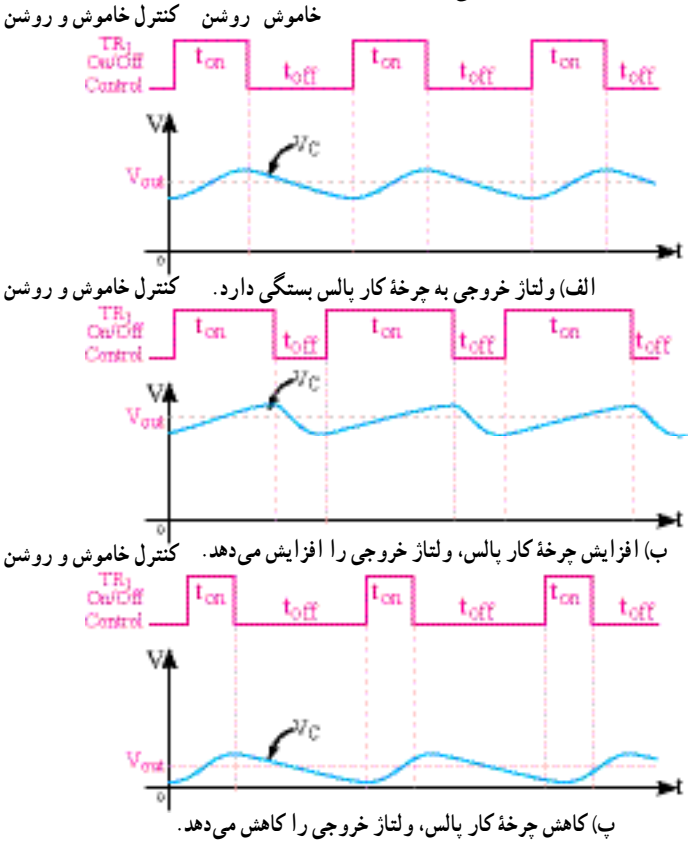
پاسخ :

$$V_{out} = DV_{in}$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$D = \frac{۵}{۲۵} = ۰/۲$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، اگر ولتاژ ورودی زیاد شود مقدار چرخهٔ کار به ۰/۲ کاهش می‌یابد تا ولتاژ خروجی روی ۵ ولت ثابت بماند. طبیعی است با کاهش ولتاژ ورودی، چرخهٔ کار زیاد شده و V_{out} را ثابت نگه می‌دارد. در شکل ۵۸ــ۸ ــ الف، ب و پ چند حالت پالس را با چرخهٔ کار متفاوت و زمان شارژ و دشارژ خازن مشاهده می‌کنید.

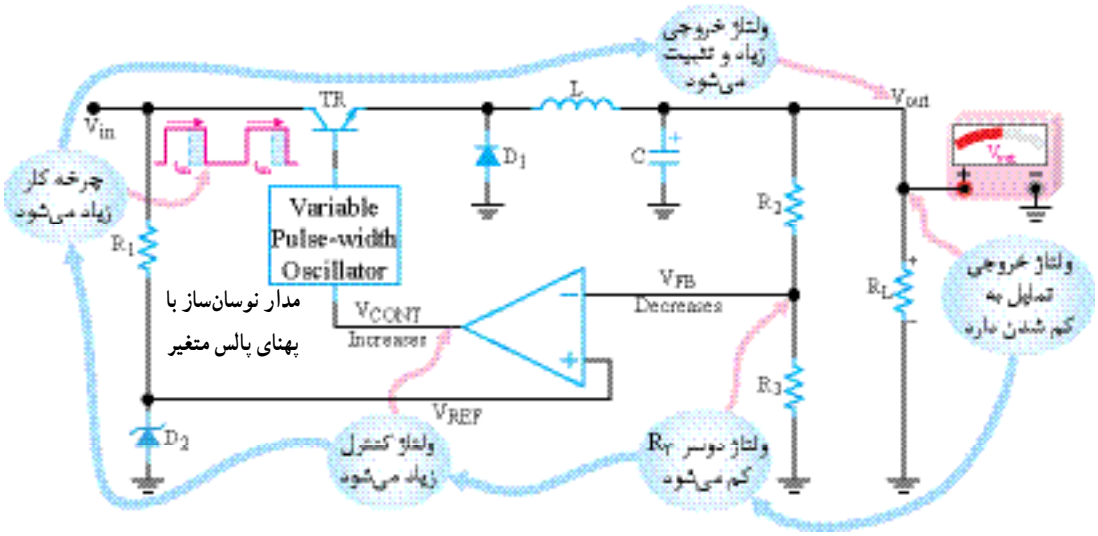


شکل ۵۸ــ۸ــ پالس‌های با چرخهٔ کار متفاوت و میزان ولتاژ خروجی

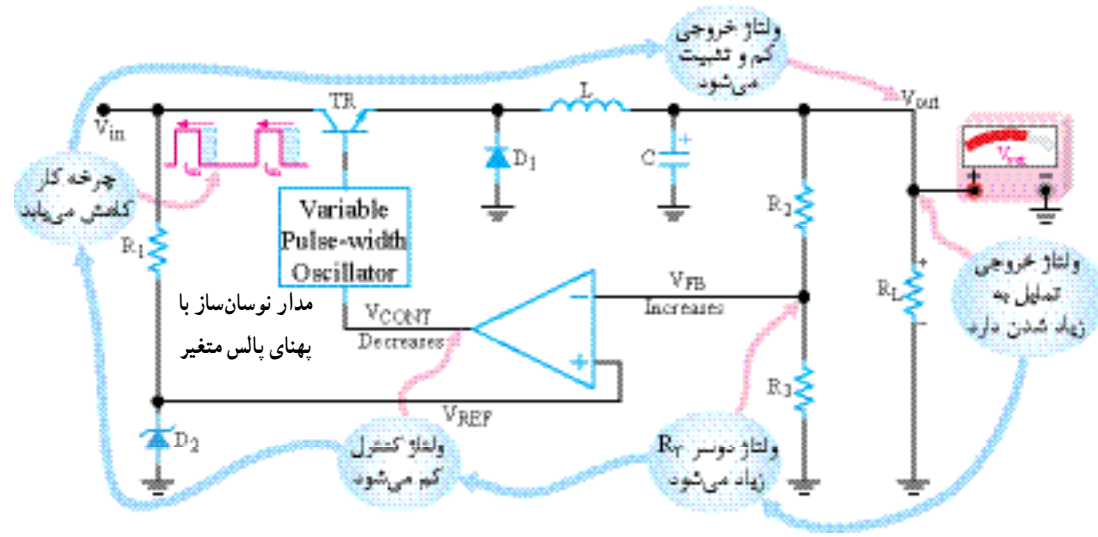
در پالس‌های نشان داده شده در شکل ۵۸ــ۸ــ ب، در زمان ($T_{ON} = T_۱$) ترانزیستور $TR_۱$ وصل و خازن C شارژ می‌شود. در زمان ($T_{off} = T_۲$) ترانزیستور $TR_۱$ قطع و خازن C تخلیه می‌گردد. مشاهده می‌شود زمان روشن بودن ترانزیستور (ON Time = $T_۱$) بیش‌تر از زمان خاموش بودن ترانزیستور (Off Time = $T_۲$) است. یعنی در این حالت چرخهٔ کار بیش‌تر است و خازن بیش‌تر شارژ می‌شود و ولتاژ خروجی را افزایش می‌دهد.

درشکل ۵۸ــ۸ــ پ، زمان روشن بودن ترانزیستور (T_{ON}) نسبت به زمان خاموش بودن (T_{off}) آن کم‌تر است (یعنی چرخهٔ کار کم‌تر). در این حالت خازن بیش‌تر تخلیه می‌شود و ولتاژ خروجی را کاهش می‌دهد. با توجه به توضیحات بالا تغییر چرخهٔ کار، ولتاژ خروجی را کم و زیاد می‌کند و در نهایت ولتاژ خروجی را تثبیت می‌نماید.

۳ــ۱۵ــ۸ــ نحوهٔ فرمان دادن به نوسان‌ساز برای تنظیم چرخهٔ کار : در شکل ۵۵ــ۸ ولتاژ خروجی، توسط مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_2 و R_3 تقسیم می‌شود. مقایسه‌کننده، ولتاژ دو سر R_3 را با ولتاژ مبنا ($V_Z = V_{REF}$) مقایسه می‌کند. حاصل مقایسهٔ این دو ولتاژ به صورت ولتاژ کنترل در خروجی مقایسه‌کننده ظاهر می‌شود. ولتاژ کنترل به ورودی مدار موج مربعی که عرض پالس آن قابل تغییر است داده می‌شود. به این ترتیب چرخهٔ کار پالس خروجی نوسان‌ساز تغییر می‌کند، مثلاً اگر ولتاژ خروجی به هر دلیلی تمایل به کم شدن پیدا کند، مقدار ولتاژ کنترل افزایش می‌یابد و چرخهٔ کار پالس را زیاد می‌کند. با زیاد شدن چرخهٔ کار پالس، ولتاژ خروجی زیاد می‌شود. چنان‌چه ولتاژ خروجی تمایل به زیاد شدن داشته باشد، ولتاژ کنترل کم می‌شود و چرخهٔ کار پالس را کاهش می‌دهد و در نهایت ولتاژ خروجی را کم می‌کند. در شکل ۵۹ــ۸ و ۶۰ــ۸ نحوهٔ تثبیت ولتاژ خروجی در اثر تغییر چرخهٔ کار نشان داده شده است.



شکل ۵۹ــ۸ــ نحوهٔ تثبیت ولتاژ خروجی در اثر تغییر چرخهٔ کار

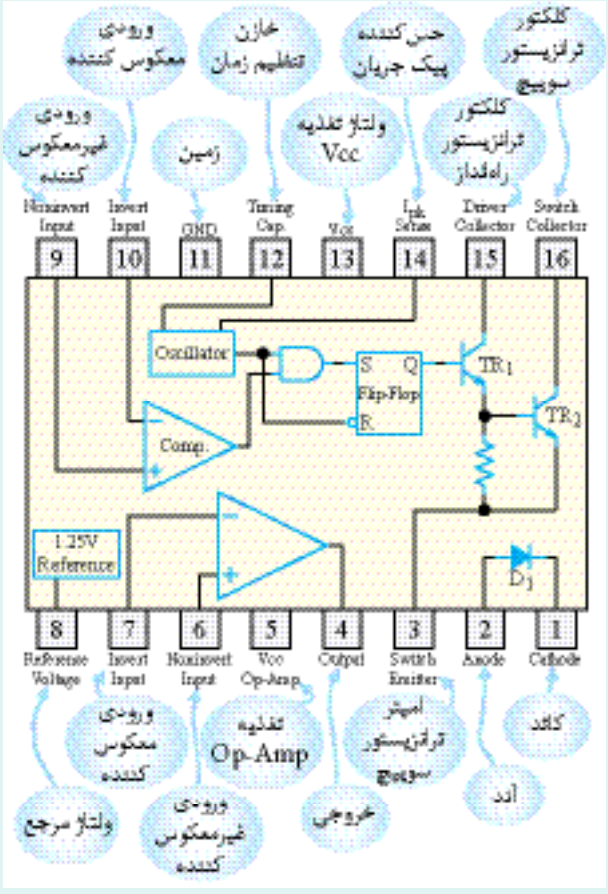


شکل ۶۰ــ۸ــ نحوهٔ تثبیت ولتاژ خروجی در اثر تغییر چرخهٔ کار

۴ــ۱۵ــ۸ــ تنظیم‌کننده‌های کلیدزنی مجتمع :

تنظیم‌کننده‌های سوئیچینگ کم توان را بر روی تراشه می‌سازند. نمونه خوبی از این تنظیم‌کننده، آی سی μA۷۸S۴۰ است. این مدار مجتمع یک تنظیم‌کنندهٔ سوئیچینگ است که با کاربری عام شناخته می‌شود. در این آی سی مدار نوسان‌ساز، مدار مقایسه‌گر، یک ترانزیستور راه‌انداز، یک ترانزیستور سوئیچ یک ولتاژ مرجع، دو تقویت‌کنندهٔ عملیاتی و تعدادی مدار دیگر وجود دارد. برای آن که به طرز کار این تنظیم‌کننده پی ببرید باید تا اندازه‌ای با اصول کار مدارهای دیجیتال آشنا باشید، زیرا این تراشه شامل مدارهای منطقی از نوع دریچهٔ AND و فلیپ فلاپ RS است. در شکل ۶۱ــ۸ ساختمان داخلی این تنظیم‌کننده کلیدزنی و شماره پایه‌ها و کار هریک از پایه‌های آن نشان داده شده است. توجه داشته باشید که به تحلیل این مدار نپرداخته‌ایم و فقط آی سی را معرفی کرده‌ایم.

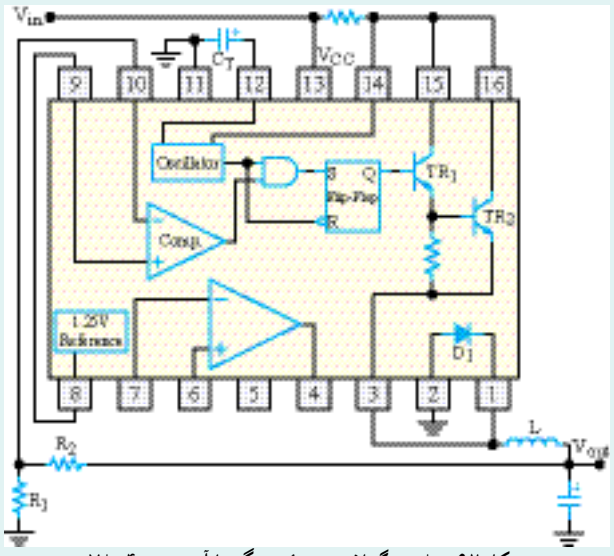
برای هنرجویان علاقه‌مند:



شکل ۶۱ــ۸ــ ساختمان داخلی تنظیم‌کننده کلید زنی ۷۸S۴۰

این تنظیم کننده می‌تواند ولتاژی کم‌تر و یا بیش‌تر از ولتاژ ورودی و یا ولتاژی با پلاریتهٔ مخالف با ولتاژ ورودی ایجاد نماید.

در شکل ۶۲ــ۸ مدار این رگولاتور سوئیچینگ با اجزای خارجی متصل شده به پایه‌های آن برای ایجاد ولتاژی کم‌تر از ولتاژ ورودی، رسم شده است.



شکل ۶۲ــ۸ــ رگولاتور سوئیچینگ با آی سی ۷۸S۴۰

فعالیت فوق برنامه‌ریزی هنرجویان علاقه‌مند:

نحوهٔ عملکرد آی سی فوق را جست‌وجو و تحقیق کنید و نتایج را به کلاس ارائه دهید.

۱۶ــ۸ــ الگوی پرسش

کامل‌کردنی

۱ــ۱۶ــ۸ــ بهترین فرکانس کار نوسان‌ساز در مدار مبدل DC به DC برابر ..... است.

صحیح یا غلط

۲ــ۱۶ــ۸ــ اگر ولتاژ خروجی منبع تغذیهٔ کلیدزنی تمایل به کم شدن داشته باشد چرخهٔ کار پالس، کم می‌شود و ولتاژ خروجی را زیاد می‌کند.

☐ صحیح ☐ غلط

چهارگزینه‌ای

۳ـ۱۶ـ۸ـ در مبدل DC به DC اغلب می‌خواهیم ولتاژ ..... را به ولتاژ ..... تبدیل کنیم.

۱ـ بیش‌تر ـ کم‌تر ۲ـ کم‌تر ـ بیش‌تر

۳ـ کم‌تر ـ دو برابر ۴ـ بیش‌تر ـ نصف

۴ـ۱۶ـ۸ـ اگر چرخهٔ کار در یک منبع تغذیهٔ سوئیچینگ برابر ۰/۷۵ و ولتاژ ورودی برابر ۲۰ ولت باشد ولتاژ خروجی چند ولت است

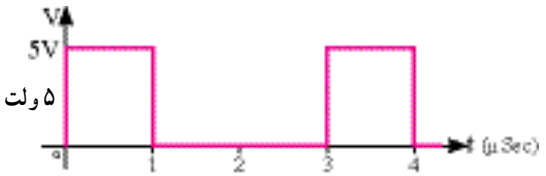
۱ـ ۱۵ ۲ـ ۲۰

۳ـ ۱۰ ۴ـ ۵

۵ـ۱۶ـ۸ـ چرخهٔ کار در پالس شکل ۶۳ـ۸ کدام است؟

۱ـ $\frac{۱}{۴}$ ۲ـ $\frac{۱}{۲}$

۳ـ $\frac{۱}{۳}$ ۴ـ $\frac{۲}{۳}$



شکل ۶۳ـ۸

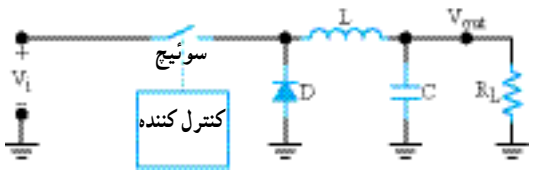
تشریحی

۶ـ۱۶ـ۸ـ اِشکال اساسی رگولاتورهای خطی را نام ببرید.

۷ـ۱۶ـ۸ـ محدودهٔ فرکانس نوسان‌سازهای رگولاتورهای سوئیچینگ چند کیلوهرتز است؟

۷ـ۱۶ـ۸ـ شکل ۶۴ـ۸ اساس کار یک رگولاتور سوئیچینگ را نشان می‌دهد، طرز کار مدار را شرح دهید.

۸ـ۱۶ـ۸ـ در شکل ۶۴ـ۸ کار دیود D را شرح دهید.



شکل ۶۴ـ۸

فصل نهم

الکترونیک صنعتی

زمان اجرا : ۲۰ ساعت آموزشی

هدف کلی : آموزش کاربردی قطعات الکترونیک صنعتی

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ ساختمان دیود چهار لایه را شرح دهد.
۲ــ مشخصهٔ ولت آمپر دیود شاکلی را تحلیل کند.
۳ــ یک نمونه کاربرد دیود شاکلی را شرح دهد.
۴ــ ساختمان SCR را شرح دهد.
۵ــ مدار معادل ترانزیستوری SCR را تحلیل کند.
۶ــ نحوهٔ تریگرکردن SCR را تحلیل کند.
۷ــ روش‌های مختلف خاموش کردن SCR را تحلیل کند.
۸ــ مشخصهٔ ولت آمپر SCR را تحلیل کند
۹ــ مدار محافظ بار SCR را تحلیل کند.
۱۰ــ طرز کار مدار دیمر با SCR را تحلیل کند.
۱۱ــ کلید استاتیکی نیم موج با SCR را تحلیل کند.
۱۲ــ ساختمان LASCR را شرح دهد.
۱۳ــ یک نمونه مدار کاربردی LASCR را تحلیل کند.
۱۴ــ به سؤالات مربوط به دیود چهار لایه و SCR پاسخ دهد.
۱۵ــ ساختمان دایاک را شرح دهد.
۱۶ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دایاک را تحلیل کند.
۱۷ــ ساختمان ترایاک را توضیح دهد.
۱۸ــ مشخصهٔ ولت آمپر ترایاک را تحلیل کند.
۱۹ــ کاربرد دایاک و ترایاک را در مدار کنترل فاز تحلیل کند.
۲۰ــ ساختمان SCS را توضیح دهد.
۲۱ــ کاربردهای SCS را نام ببرد.
۲۲ــ به سؤالات الگوی پرسش پاسخ دهد.
۲۳ــساختمان ترانزیستور UJT را تحلیل کند.
۲۴ــ منحنی ولت آمپر UJT را تحلیل کند.
۲۵ــ مدار معادل UJT را تحلیل کند.
۲۶ــ مدار نوسان‌ساز UJT را تحلیل کند.
۲۷ــ نحوهٔ راه‌اندازی SCR با استفاده از UJT را تحلیل کند.
۲۸ــ ساختمان ترانزیستور PUT را شرح دهد.
۲۹ــ منحنی مشخصهٔ PUT را تحلیل کند.
۳۰ــ مدار نوسان‌ساز PUT را تحلیل کند.
۳۱ــ به سؤالات مربوط به UJT و PUT پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

تریستور (thyristor) یک کلمهٔ یونانی به مفهوم (در) است. تریستورها به مجموعه‌ای از عناصر الکترونیکی نیمه‌هادی گفته می‌شود که در مدارهای کنترل قدرت به کار می‌روند و مانند یک کلید الکترونیکی عمل می‌کنند. برخی از این عناصر قادر هستند ولتاژهای زیاد تا حدود هزار ولت و جریان‌های زیاد تا

حدود چند صد آمپر را با سرعت زیاد قطع و وصل کنند. این موضوع سبب شده است که تریستورها به جای کنتاکتورها و رله‌های الکترومکانیکی در صنعت به‌کار گرفته شوند. این عناصر برای کنترل دور موتورهای الکتریکی، کنترل دمای المان‌های حرارتی، سیستم‌های روشنایی و وسایلی از این نوع در حد گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند.

در این فصل موارد زیر را بررسی خواهیم کرد :

ـ دیود چهار لایه FLD
(Four Layer Diode)

ـ یکسوساز کنترل شدهٔ سیلیکونی SCR
(Silicon Controlled Rectifier)

ـ SCR قابل کنترل با نور LASCR
(Light Activated SCR)

ـ ترایاک یا عنصر سه قطبی قابل کنترل با جریان متناوب
(Triac–Triode Alternating Current)

ـ دیاک یا دیود جریان متناوب
(Diac –Diod Alternating Current)

ـ ترانزیستور تک اتصالی UJT
(Uni junction Transistor)

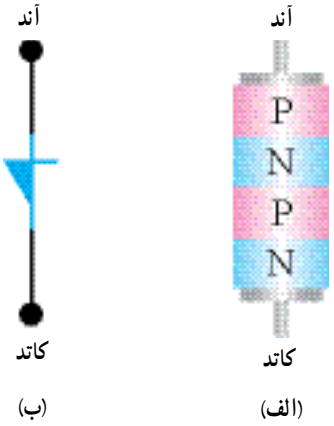
ـ ترانزیستور تک اتصالی قابل برنامه‌ریزی
(Put– Programable uni junction transistor)

یادآوری می‌شود که FLD، SCR، SCS، LASCR و ترایاک به‌عنوان عناصر قدرت و دایاک، UJT و PUT به‌عنوان عناصر فرمان به‌کار می‌روند.

۱ــ۹ــ دیود چهار لایه FLD (Four Layer Diode)

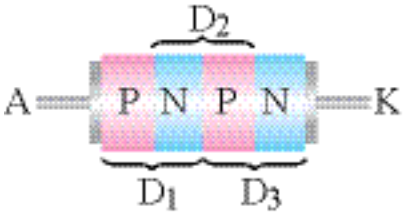
دیود چهار لایه را اغلب به نام دیود شاکلی (Shockley Diode) یا SuS (Silicon universal Switch) می‌شناسند. این قطعه نوعی تریستور است که با استفاده از چهار لایهٔ نیمه‌هادی PNPN ساخته می‌شود. دیودهای چهار لایه مانند دیودهای معمولی دارای یک آند و یک کاتد هستند.

در شکل ۱ــ۹ــ الف ساختمان کریستالی و در شکل ۱ــ۹ــ ب نماد دیود شاکلی نشان داده شده است.



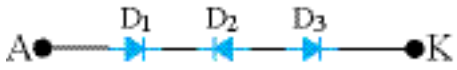
شکل ۱ــ۹ــ ساختمان کریستالی و نماد FLD

۱ــ۱ــ۹ــ مدار معادل دیودی FLD : در دیود چهار لایهٔ FLD می‌توان هر اتصال PN را معادل یک دیود در نظر گرفت، لذا دیود چهار لایه مطابق شکل ۲ــ۹ به سه اتصال PN تقسیم می‌شود.



شکل ۲ــ۹ــ هر اتصال PN معادل یک دیود است.

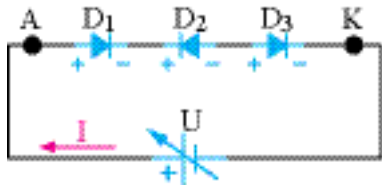
به این ترتیب مدار معادل دیودی FLD با استفاده از سه دیود به صورت شکل ۳ــ۹ در می‌آید.



شکل ۳ــ۹ــ مدار معادل دیودی FLD

۲ــ۱ــ۹ــ نحوهٔ بایاس کردن دیود چهار لایه : اتصال ولتاژ به دو سر دیود چهار لایه به دو صورت امکان‌پذیر است.

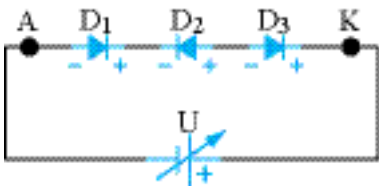
الف) آند به قطب مثبت و کاتد آن به قطب منفی باتری وصل شود، در این شرایط اصطلاحاً می‌گویند دیود چهار لایه در بایاس موافق قرار دارد، زیرا با توجه به شکل ۴ــ۹ دو دیود (D_1 و D_3) در بایاس موافق و تنها یک دیود (D_2) در بایاس مخالف قرار می‌گیرد. در این حالت فقط جریان نشتی از دیود عبور می‌کند.



شکل ۴ــ۹ــ دیود چهار لایه در بایاس موافق

ب) اگر آند به قطب منفی و کاتد به قطب مثبت باتری وصل شود، در این حالت اصطلاحاً می‌گویند دیود چهار لایه در بایاس مخالف قرار دارد، زیرا با توجه به شکل ۵ــ۹ در این شرایط، دو دیود (D_1 و D_3) در بایاس مخالف و تنها یک دیود (D_2) در بایاس موافق قرار می‌گیرد.

در این حالت نیز تنها جریان نشتی از دیود عبور می‌کند.



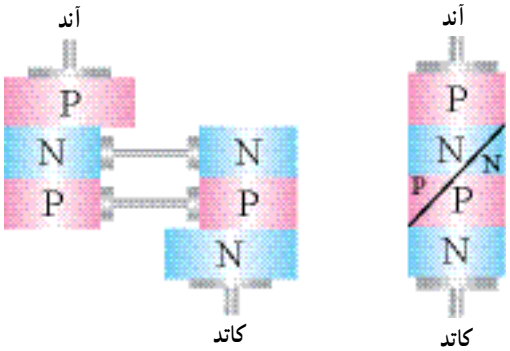
شکل ۵ــ۹ــ دیود چهار لایه در بایاس مخالف

توجه داشته باشید که اصطلاح بایاس موافق و بایاس مخالف برای دیود ۴ لایه مشابه دیود معمولی نیست و تنها تعداد دیودهایی که در بایاس موافق یا مخالف قرار دارند شرایط مدار را تعیین می‌کند.

در زمانی که دیود چهار لایه در بایاس موافق قرار دارد، زمانی جریان در دیود برقرار می‌شود که ولتاژ دو سر دیود چهار لایه بیش‌تر از ولتاژ شکست D_2 در شکل ۴ــ۹ باشد. تشریح دقیق‌تر عملکرد مدار، در مدار معادل ترانزیستوری دیود چهار لایه بیان خواهد شد.

۳ــ۱ــ۹ــ مدار معادل ترانزیستوری دیود چهار لایه

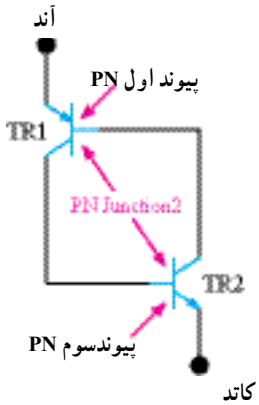
: می‌توان دیود چهار لایه را به‌صورت شکل ۶ــ۹ــ الف برش داد و آن را به دو بخش مطابق شکل ۶ــ۹ــ ب تقسیم نمود.



الف ــ محل برش ب ــ برش معادل از هم جدا شدهٔ کریستال‌ها

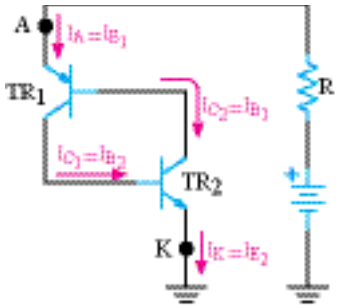
شکل ۶ــ۹ــ نحوهٔ برش دیود چهار لایه

همان‌طور که در شکل ۶ــ۹ مشاهده می‌شود نیمهٔ سمت چپ معادل یک ترانزیستور PNP و نیمهٔ سمت راست یک ترانزیستور NPN است. لذا طبق شکل ۷ــ۹ دیود شاکلی از دو ترانزیستور PNP و NPN تشکیل می‌شود. این دو ترانزیستور به یکدیگر کوپلاژ مستقیم شده‌اند. این مجموعه به قفل ترانزیستوری (Latch) معروف است.



شکل ۷ــ۹ــ معادل FLD به‌صورت قفل ترانزیستوری

همان‌طور که در شکل ۷ــ۹ مشاهده می‌کنید، کلکتور TR_1 به بیس TR_2 و کلکتور TR_2 به بیس TR_1 اتصال دارد. این نوع اتصال باعث فیدبک مثبت می‌شود و می‌تواند شرایطی را به‌وجود آورد تا عمل قفل شدن ترانزیستوری انجام پذیرد. در این حالت هر تغییری در جریان در هر نقطه‌ای از حلقهٔ فیدبک، تقویت می‌شود و پس از تقویت با همان فاز به نقطهٔ شروع برمی‌گردد. به شکل ۸ــ۹ توجه کنید.



شکل ۸ــ۹ــ عمل قفل ترانزیستوری

مثلاً اگر جریان بیس TR_2 افزایش یابد، جریان کلکتور TR_2 افزایش می‌یابد و منجر به جاری شدن جریان بیش‌تری در بیس TR_1 می‌شود و در ادامه جریان کلکتور TR_1 بیش‌تری را ایجاد می‌کند. در نتیجه، بیس TR_2 با شدت بیش‌تری راه‌اندازی می‌شود. این روند یعنی بالا رفتن جریان‌ها ادامه می‌یابد تا این که هر دو ترانزیستور به اشباع می‌رسند. در این حالت دیود چهار لایه قفل می‌شود و طبق شکل ۹ــ۹ــ الف مانند یک کلید بسته یا وصل عمل می‌کند.

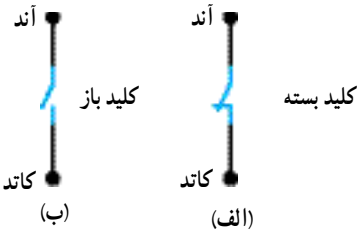
$I_{B_2}\uparrow \Rightarrow I_{C_2}\uparrow \Rightarrow I_{B_1}\uparrow \Rightarrow I_{C_1}\uparrow$

تداوم عملیات در حلقهٔ فیدبک و قفل شدن ترانزیستور

حال اگر عاملی باعث کاهش جریان بیس TR_2 شود، جریان کلکتور TR_2 کاهش می‌یابد و جریان بیس TR_1 را نیز کم می‌کند. کاهش جریان بیس TR_1 جریان کلکتور کم‌تری را به‌وجود می‌آورد و در ادامه،جریان بیس TR_2 را به مقدار بیش‌تری کاهش می‌دهد. این عمل ادامه می‌یابد تا این‌که هر دو ترانزیستور به حالت قطع می‌روند. در این شرایط دیود شاکلی مجدداً قفل شده و طبق شکل ۹ــ۹ــ ب شبیه به یک کلید باز (قطع) عمل می‌کند.

$I_{B_1}\downarrow \rightarrow I_{C_1}\downarrow \rightarrow I_{B_2}\downarrow \rightarrow I_{C_2}\downarrow$

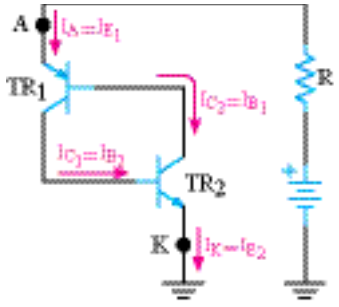
روند کاهش تداوم می‌یابد تا دیود قفل می‌شود و به‌صورت یک کلید قطع عمل می‌کند.



شکل ۹ــ۹ــ قفل ترانزیستوری معادل کلید بسته و کلید باز

۴ــ۱ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود چهارلایه

: هرگاه مطابق شکل ۱۰ــ۹ ولتاژ مثبتی را به آند (نسبت به کاتد) بدهیم، پیوند «بیس امیتر» TR_1 و TR_2 در بایاس موافق و پیوند «بیس کلکتور» آن‌ها در بایاس مخالف



شکل ۱۰ــ۹ــ دیود چهار لایه در بایاس موافق

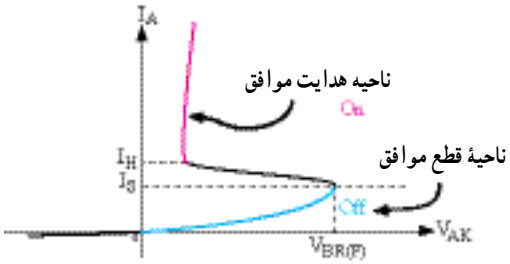
قرار می‌گیرند، چنانچه ولتاژ بایاس (V_{AK}) کم باشد، جریان بسیار کمی در دیود چهار لایه برقرار می‌شود و دیود در حالت قطع (off State) قرار می‌گیرد. این ناحیه را ناحیه قطع موافق (Forward Blocking Region) می‌نامند.در این حالت مقاومت دیود چهار لایه زیاد است و تقریباً مانند یک کلید باز عمل می‌کند. اگر ولتاژ آند، کاتد (V_{AK}) به تدریج افزایش یابد، جریان آند (I_A) نیز افزایش می‌یابد. در صورتی‌که V_{AK} را باز هم افزایش دهیم، به نقطه‌ای می‌رسیم که دیود مانند کلید بسته عمل می‌کند این ولتاژ را ولتاژ شکست موافق دیود چهار لایه

می‌نامند و با V_{BRF} نشان می‌دهند.

(V_{BRF}=Forward Breakover Voltage)

در این ولتاژ، مقدار جریان آند برابر با جریان سوئیچ دیود (I_S = Switching Current) می‌شود. با توجه به مدار معادل ترانزیستوری دیود چهار لایه، در ولتاژ V_{BRF} هر دو ترانزیستور به اشباع می‌روند و در دیود چهار لایه، پدیدهٔ شکست رخ می‌دهد.

هنگامی که دیود چهار لایه وصل می‌شود، مانند یک کلید بسته عمل می‌کند و به‌طور طبیعی جریان زیاد I_S از آن عبور می‌نماید. با توجه به اشباع شدن ترانزیستورها، در این حالت ولتاژ بایاس موافق دو سر دیود چهار لایه (V_{AK}) به شدت افت می‌کند و به مقدار بسیار کمی کاهش می‌یابد. این ناحیهٔ کار دیود چهار لایه را ناحیهٔ هدایت موافق (Forward Conduction Region) می‌نامند. نواحی کار دیود چهار لایه در منحنی مشخصهٔ شکل ۹ــ۱۱ نشان داده شده است.



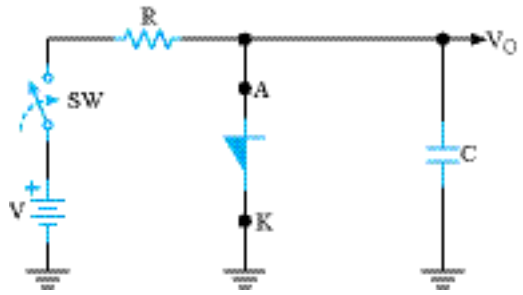
شکل ۹ــ۱۱ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود چهار لایه

هرگاه جریان عبوری از دیود به کم‌تر از مقدار معینی که به نام جریان نگهدارنده (I_H) (Holding Current) مشهور است، برسد. قطعه به سرعت به حالت کلید باز (off switch) یعنی به ناحیهٔ قطع موافق برمی‌گردد.

همان‌طوری که از منحنی مشخصه مشاهده می‌کنید مقدار I_S معمولاً کم‌تر از I_H است. منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دیود چهار لایه در بایاس مخالف، مانند مشخصهٔ ولت آمپر یک دیود معمولی در بایاس مخالف است.

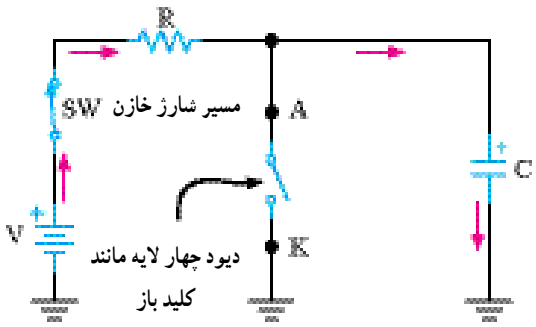
۹ــ۲ــ کاربرد دیود چهارلایه به‌عنوان نوسان‌ساز لَخت (Relaxation oscillator)

طبق شکل ۹ــ۱۲ با استفاده از دیود چهارلایه مدار نوسان‌ساز لخت تشکیل می‌شود.



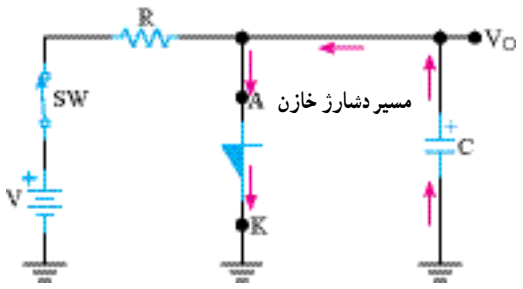
شکل ۹ــ۱۲ــ مدار نوسان‌ساز لخت

در لحظهٔ بستن کلید (SW) چون خازن در حالت تخلیه قرار دارد، به‌صورت اتصال کوتاه عمل می‌کند. در این حالت ولتاژ دو سر خازن با ولتاژ V_{AK} دیود چهارلایه برابر است و دیود مانند کلید باز عمل می‌کند. با گذر زمان خازن از طریق مقاومت R در مسیر نشان داده شده در شکل ۹ــ۱۳ شروع به شارژ می‌کند.



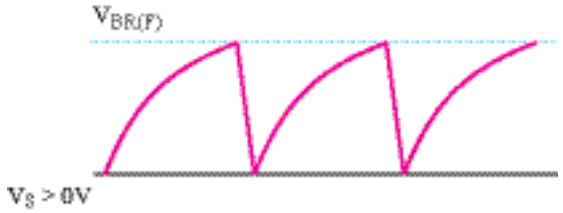
شکل ۹ــ۱۳ــ مسیر شارژ خازن در لحظهٔ بستن کلید

شارژ خازن ادامه می‌یابد تا مقدار آن به اندازهٔ ولتاژ شکست موافق (V_{BRF}) دیود چهارلایه برسد، در این حالت دیود هدایت می‌کند و باعث دشارژ سریع خازن مطابق شکل ۹ــ۱۴ از طریق دیود می‌شود.



شکل ۱۴ــ۹ــ مسیر دشارژ خازن

دشارژ خازن آن‌قدر ادامه می‌یابد تا جریان عبوری از دیود به مقداری کم‌تر از جریان نگهدارنده (I_H) برسد، در این لحظه دیود به‌حالت قطع برمی‌گردد و خازن دوباره شروع به شارژ می‌کند و این دوره (سیکل) تکرار می‌شود. به این ترتیب می‌توانیم موجی مشابه شکل ۱۵ــ۹را از دو سر خازن دریافت کنیم. فرکانس موج ایجاد شده به مقادیر R و C بستگی دارد.



شکل ۱۵ــ۹ــ شکل موج دو سر خازن

کار با نرم‌افزار : عملکرد مدار نوسان‌ساز لخت را با یکی از نرم‌افزارها اجرا کنید، سپس آن را برای دانش‌آموزان به نمایش درآورید و از آنان بخواهید در خارج از برنامهٔ کلاسی روی آن تمرین کنند.

برای هنرجویان علاقه‌مند :

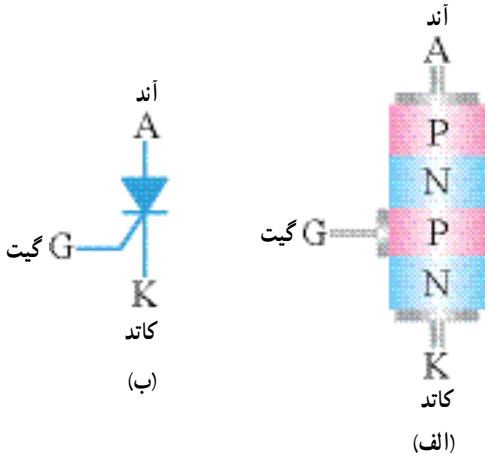
کمی فکر کنید : شکل موج ولتاژ دو سر مقاومت R چگونه است؟ در مورد آن با دوستان خود بحث کنید و به نتیجه برسید.

۳ــ۹ــ یکسوساز کنترل شدهٔ سیلیکونی SCR (Silicon Controlled Rectifier)

در بین قطعات چهارلایه، یکسوساز کنترل شدهٔ سیلیکونی یکی از پرمصرف‌ترین قطعات است. این قطعه اولین بار در سال ۱۹۵۶ در آزمایشگاه تلفن بل ساخته شد. از موارد کاربردهای SCR می‌توان مدارهای کنترل رله، تأخیر زمان، منبع تغذیهٔ تثبیت شده، کلید استاتیک و کنترل کنندهٔ فاز را نام برد.

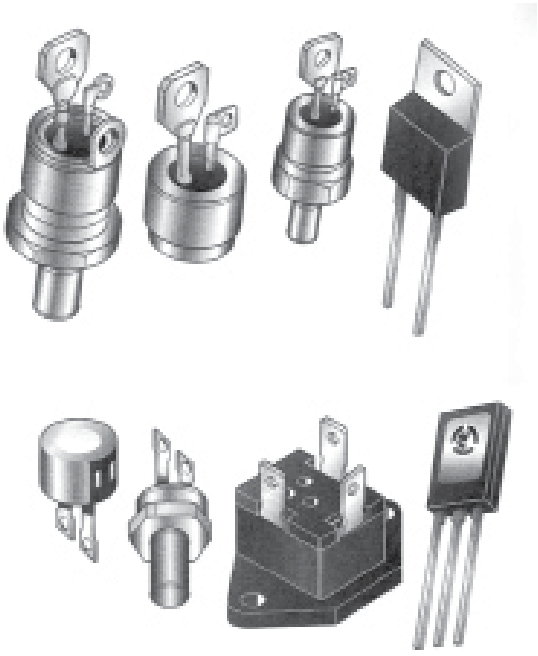
در سال‌های اخیر، SCRهایی طراحی و ساخته شده‌اند که قادرند توان‌های بسیار بالایی را کنترل کنند.

۱ــ۳ــ۹ــ ساختمان SCR : SCR یک قطعهٔ چهارلایه PNPN شبیه دیود چهارلایه است که علاوه بر دو پایانهٔ آند و کاتد یک پایانهٔ گیت را نیز در اختیار دارد. در شکل ۱۶ــ۹ــ الف و ب ساختمان کریستالی و نماد SCR نشان داده شده است.



شکل ۱۶ــ۹ــ ساختمان کریستالی و نماد SCR

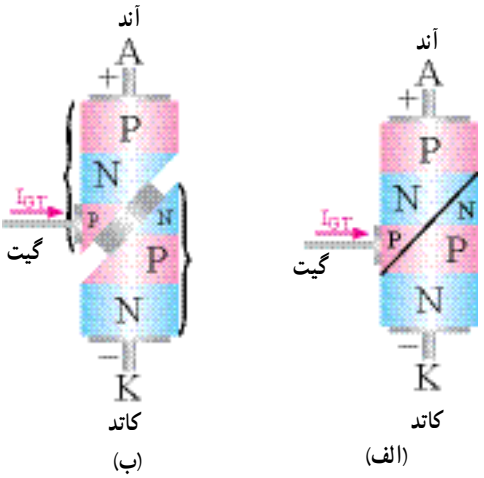
نحوهٔ بسته‌بندی متعارف(Typical package) و شکل ظاهری چند نمونه SCR را در شکل ۱۷ــ۹ مشاهده می‌کنید.



شکل ۱۷ــ۹ــ بسته‌بندی انواع SCR

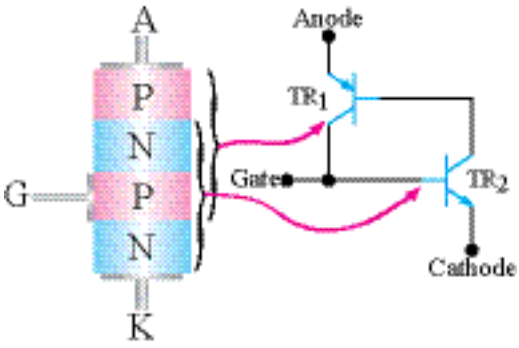
۲ــ۳ــ۹ــ مدار معادل SCR و عملکرد آن

(SCR Equivalent Circuit): برای درک بهتر عملکرد SCR می‌توان ساختمان کریستالی آن را مطابق شکل ۱۸ــ۹ــ الف، برش داد و آن را به دو نیمهٔ جداگانه مانند شکل ۱۸ــ۹ــ ب تقسیم نمود.



شکل ۱۸ــ۹ــ ساختمان کریستالی برش خوردهٔ SCR

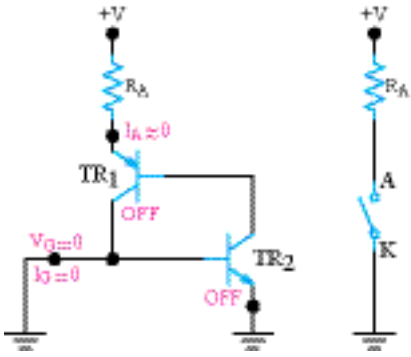
مانند شکل ۱۹ــ۹ یک نیمه از SCR معادل یک ترانزیستور PNP و نیمهٔ دیگر آن معادل یک ترانزیستور NPN است که کلکتور و بیس آن‌ها به‌هم کوپلاژ مستقیم شده‌اند.



شکل ۱۹ــ۹ــ مدار معادل ترانزیستوری SCR

۳ــ۳ــ۹ــ روشن کردن SCR: برای روشن کردن ترانزیستور باید آند آن را نسبت به کاتد در بایاس موافق قرار دهیم و به‌طور هم‌زمان یک سیگنال راه انداز به پایهٔ گیت آن اعمال کنیم. به‌منظور تشریح کار SCR چند حالت را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

حالت اول ــ جریان و ولتاژ گیت صفر است: در این حالت جریان بیس TR_2 مساوی صفر و جریان I_{C2} تقریباً معادل I_{CO} می‌شود. از طرفی چون جریان I_{CO} بسیار ناچیز است، نمی‌تواند ترانزیستور TR_1 را روشن کند. در این شرایط هر دو ترانزیستور در حالت خاموش باقی می‌مانند و طبق شکل ۲۰ــ۹ بین آند و کاتد امپدانس بالایی قرار می‌گیرد. که به معنای باز بودن مدار است.



شکل ۲۰ــ۹ــ گیت SCR تحریک نشده است

حالت دوم ــ اعمال پالس مثبت به گیت : هرگاه یک پالس مثبت V_G را به گیت اعمال کنیم و دامنهٔ V_G را به‌اندازهٔ کافی بزرگ انتخاب نماییم. به‌طوری‌که بتواند TR_2 را روشن کند، شرایط زیر رخ می‌دهد.

الف) با اعمال V_G مقدار جریان بیس ترانزیستور TR_2 یعنی I_{B2} افزایش می‌یابد.

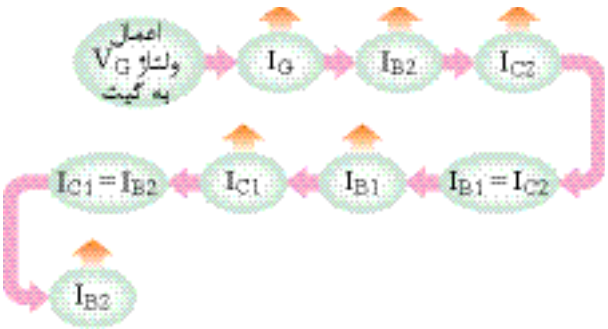
ب) با زیاد شدن I_{B2} مقدار I_{C2} زیاد می‌شود.

پ) چون $I_{C2}=I_{B1}$ است، با افزایش I_{C2} مقدار I_{B1} زیاد می‌شود.

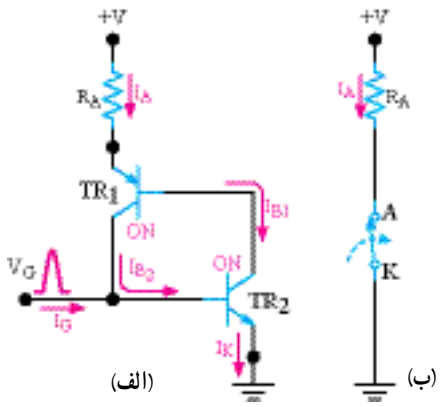
ت) با زیاد شدن I_{B1} مقدار جریان I_{C1} افزایش می‌یابد.

ث) چون $I_{C1}=I_{B2}$ است با زیاد شدن I_{C1} مقدار I_{B2} مجدداً زیاد می‌شود و دورهٔ عملیات تکرار می‌گردد.

فرآیند عملیات را می‌توان به شرح زیر خلاصه کرد :

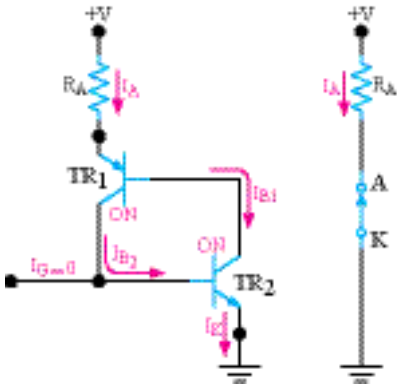


در شکل ۲۱ــ۹ــ الف هدایت ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 در شکل ۲۱ــ۹ــ ب مدار معادل آن به‌صورت یک کلید بسته، نشان داده شده است.



شکل ۲۱ــ۹ــ نحوهٔ وصل نمودن SCR و معادل آن به‌صورت یک کلید وصل

حالت سوم ــ قطع پالس تحریک (تریگر) V_G :
با قطع پالس تحریک (تریگر) V_G مطابق شکل ۲۲ــ۹، SCR هم‌چنان در ناحیهٔ فعال باقی می‌ماند و آند و کاتد آن مانند یک کلید بسته عمل می‌کند.



شکل ۲۲ــ۹ــ با قطع پالس تریگر SCR وصل باقی می‌ماند

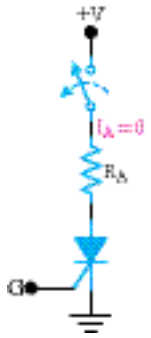
بحث کنید : دلیل روشن ماندن SCR را با دوستان خود به بحث بگذارید و نتایج آن را به کلاس ارائه دهید.

۴ــ۳ــ۹ــ روش‌های خاموش کردن SCR : در یک SCR روشن، اگر ولتاژ و جریان تحریک گیت SCR را قطع کنیم، SCR خاموش نمی‌شود و هم‌چنان در ناحیهٔ هدایت موافق، باقی می‌ماند. زیرا هر دو ترانزیستور TR_1 و TR_2 در حالت اشباع قرار دارند و برای خاموش کردن هر یک از آن‌ها باید جریان بیس را قطع کنیم. چون به بیس ترانزیستورها دسترسی نداریم، تغییر جریان بیس امکان‌پذیر نیست، بنابراین زمانی می‌توانیم SCR را خاموش کنیم که جریان آند را به مقداری کم‌تر از جریان نگه‌دارنده (I_H) برسانیم. لذا برای خاموش کردن SCR، ابتدا ولتاژ و جریان تحریک گیت را قطع می‌کنیم، سپس با استفاده از یکی از روش‌های زیر SCR را خاموش می‌کنیم.

الف) در زمانی که V_G قطع است ولتاژ آند را برای لحظه‌ای به صفر می‌رسانیم.

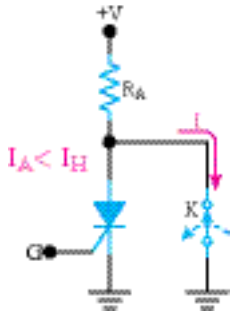
ب) مطابق شکل ۲۳ــ۹ کلیدی را با آند SCR به‌صورت

سری می‌بندیم و با باز نمودن کلید، جریان آند را برای لحظه‌ای به صفر می‌رسانیم. (در این حالت باید V_G قطع باشد)



شکل ۲۳ــ۹ــ با باز کردن کلید جریان آند صفر می‌شود.

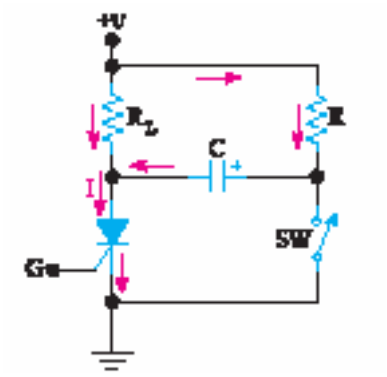
پ) مطابق شکل ۲۴ــ۹ پس از قطع ولتاژ V_G، کلید K را بین آند و کاتد SCR به‌صورت موازی قرار می‌دهیم. با وصل کردن کلید، آند SCR به کاتد آن اتصال کوتاه می‌شود و I_A را به صفر می‌رساند. با صفر شدن I_A، SCR خاموش می‌شود.



شکل ۲۴ــ۹ــ با بستن کلید K مقدار V_A و I_A صفر می‌شود.

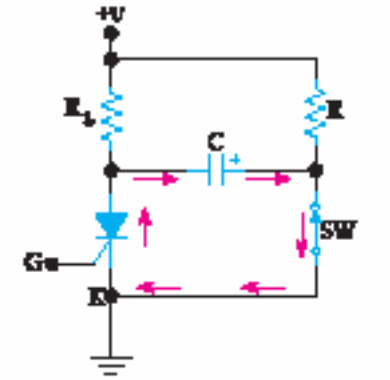
فکر کنید: در این حالت اگر کلید K را دوباره باز کنیم، چه اتفاقی می‌افتد؟

ت) راه دیگر برای خاموش کردن SCR، ایجاد جریانی بر خلاف جریان اصلی عبوری از SCR است. این جریان سبب می‌شود، جریان آند (I_A) به مقداری کم‌تر از جریان نگه‌دارنده (I_H) برسد. در شکل ۲۵ــ۹ مدار مربوط به این روش رسم شده است.



شکل ۲۵ــ۹ــ ایجاد جریانی بر خلاف جریان اصلی در SCR روشن

با توجه به شکل ۲۵ــ۹ هنگامی که SCR روشن است کلید SW (که معمولاً یک کلید ترانزیستوری است) قطع و خازن C از طریق R تا ولتاژ منبع (+V) شارژ می‌شود. با بسته شدن کلید SW خازن C مطابق شکل ۲۶ــ۹ از طریق SCR تخلیه می‌شود و جریانی بر خلاف جریان اصلی در SCR ایجاد می‌کند.



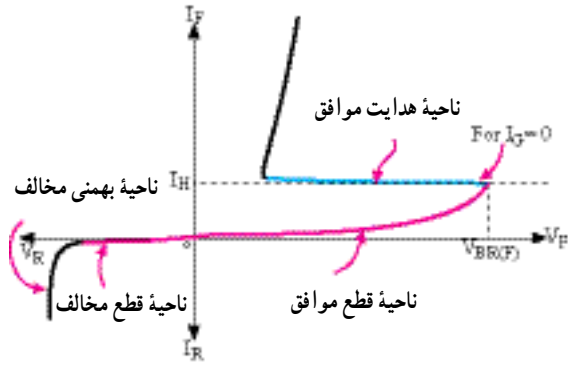
شکل ۲۶ــ۹ــ مسیر تخلیهٔ خازن پس از بستن کلید SW

جریان دشارژ خازن، جریان آند (I_A) را به کم‌تر از جریان نگه‌دارنده SCR (I_H) می‌کشاند و SCR را خاموش می‌کند.

نکته: روشن شدن SCR را اصطلاحاً آتش کردن SCR می‌نامند.

۵ــ۳ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر SCR : SCR

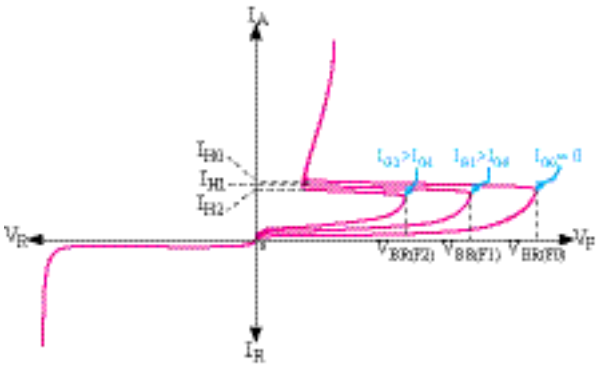
می‌تواند مانند یک دیود چهارلایه (FLD) عمل کند و بدون تحریک گیت و از طریق افزایش ولتاژ آند ــ کاتد روشن شود. توجه داشته باشید زمانی SCR روشن می‌شود که ولتاژ بین آند و کاتد آن به حد ولتاژ شکست موافق (V_{BRF}) برسد در این حالت منحنی مشخصهٔ SCR مطابق شکل ۲۷ــ۹ شبیه منحنی مشخصهٔ یک دیود چهارلایه است. نواحی مختلف روی این منحنی نام‌گذاری شده است.



شکل ۲۷ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر SCR

مقدار ولتاژ شکست موافق SCR را می‌توان با افزایش مقدار I_G، کاهش داد. با اعمال یک ولتاژ معین به پایهٔ گیت و افزایش جریان گیت به مقدار I_G، مقدار V_{BRF} مورد نیاز برای هدایت SCR، به‌طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد. هم‌چنین با افزایش I_G، مقدار جریان نگه‌دارندهٔ I_H نیز کم می‌شود. اگر جریان گیت را تا $I_{G۲}$ افزایش دهیم، SCR با مقادیر ولتاژ خیلی کم‌تری آتش خواهد شد و مشخصهٔ آن به مشخصهٔ دیود معمولی نزدیک‌تر می‌شود.

در شکل ۲۸ــ۹ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر SCR را به ازای مقادیر مختلف I_G ملاحظه می‌کنید. منحنی مشخصهٔ معکوس SCR شبیه به منحنی مشخصهٔ معکوس یک دیود معمولی است با این تفاوت که ولتاژ شکست معکوس آن (V_{BRR}) به مراتب بیش‌تر از ولتاژ شکست معکوس دیود معمولی است.



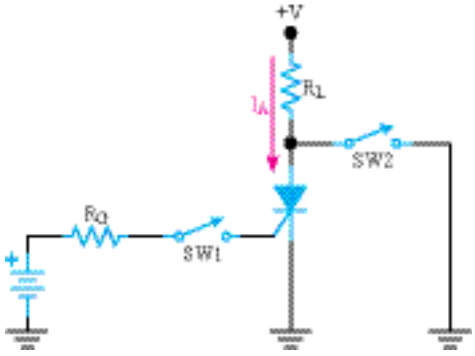
شکل ۲۸ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر SCR به ازای I_Gهای متفاوت

۴ــ۹ــ کاربردهای SCR

SCR در مدارهای DC وAC کاربردهای زیادی دارد. در این بخش چند کاربرد آن را معرفی خواهیم کرد.

۱ــ۴ــ۹ــ مدار کنترل قطع و وصل جریان توسط SCR (ON–Off Control of current)

: شکل ۲۹ــ۹ مداری از SCR را نشان می‌دهد که با وصل لحظه‌ای کلید فشاری $SW_۱$، جریان در بار برقرار می‌شود و برای قطع جریان بار، کافی است کلید فشاری $SW_۲$ را به صورت لحظه‌ای وصل کنیم.

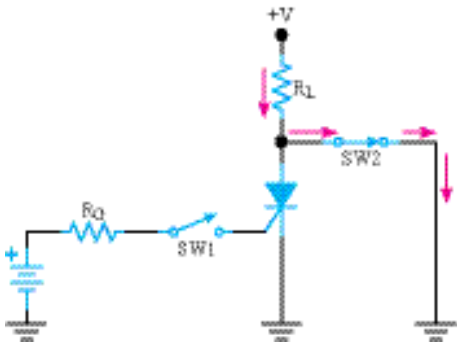


شکل ۲۹ــ۹ــ مدار کنترل قطع و وصل جریان

فرض می‌کنیم SCR در ابتدای کار قطع باشد. کلید فشاری $SW_۱$ را برای لحظه‌ای وصل می‌کنیم، پالس تحریک به گیت SCR اعمال می‌شود و SCR را روشن می‌کند. با روشن شدن SCR جریان از بار R_L عبور می‌نماید. با قطع کلید فشاری $SW_۱$، SCR هم‌چنان در ناحیهٔ هدایت باقی می‌ماند.

فعالیت کلاسی : به چه دلیل با قطع شدن کلید SW_1، SCR هم‌چنان روشن باقی می‌ماند، بحث کنید و در مورد آن توضیح دهید.

هرگاه برای لحظه‌ای کوتاه کلید SW_2 وصل شود، جریان از بار و سوئیچ مطابق شکل ۹ــ۳۰ عبور می‌کند و ولتاژ آند SCR را به شدت کاهش می‌دهد.

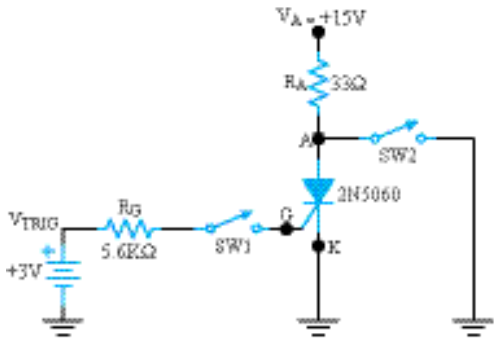


شکل ۹ــ۳۰ــ مسیر عبور جریان از بار و سوئیچ SW_2

به این ترتیب جریان SCR کاهش می‌یابد و از جریان نگه‌دارنده (I_H) کم‌تر می‌شود و SCR به حالت قطع می‌رود. در حالتی که کلید SW_2 در حالت قطع قرار داشته باشد جریان بار نیز صفر می‌شود.

مثال ۱ــ۹ــ در شکل ۹ــ۳۱ در صورتی که V_{AK}=۰/۲ ولت و V_{GK}=۰/۷ ولت و I_H برابر ۵mA باشد.

اگر برای لحظه‌ای شستی فشاری SW_1 را وصل کنیم، جریان تحریک گیت SCR و جریان عبوری از بار را محاسبه کنید.



شکل ۹ــ۳۱

پاسخ : در هنگام وصل سوئیچ SW_1 جریان تحریک گیت از رابطهٔ $I_G = \frac{V_{TRIG} - V_{GK}}{R_G}$ به دست می‌آید.

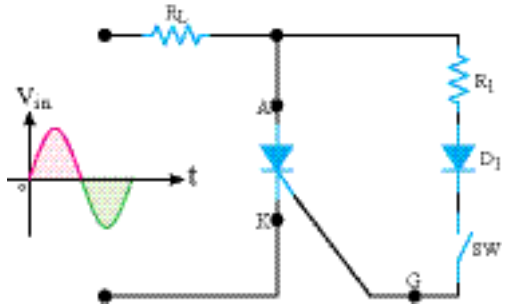
$$I_G = \frac{۳ - ۰/۷}{۵/۶K\Omega} = \frac{۲/۳}{۵/۶} = ۴۱۰\mu A$$

با وصل SCR جریان آند برابر است با

$$I_A = \frac{V_A - V_{AK}}{R_A} = \frac{۱۵ - ۰/۲}{۳۳\Omega} = ۴۴۸mA$$

بحث کنید : در صورتی‌که SCR را با پالس منفی تحریک کنیم چه اتفاقی در مدار شکل ۹ــ۳۱ رخ می‌دهد؟ نتایج را به کلاس ارائه دهید.

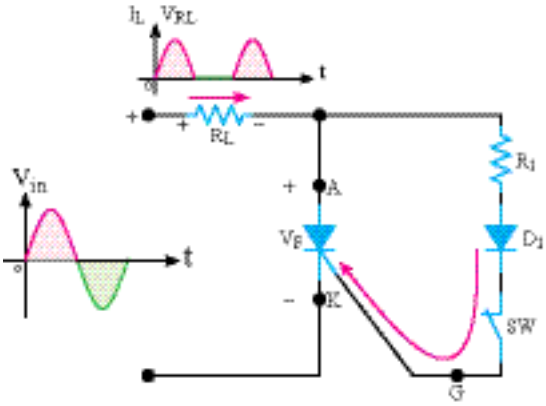
۹ــ۴ــ۲ــ کلید استاتیکی : در شکل ۹ــ۳۲ یک کلید استاتیک سری نیم‌موج نشان داده شده است.



شکل ۹ــ۳۲ــ مدار کلید استاتیکی سری نیم‌موج

اگر طبق شکل ۹ــ۳۳ کلید SW را ببندیم 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، وجریان بار که همان جریان عبوری از SCR است افزایش می‌یابد. برای قسمت منفی سیگنال ورودی، SCR خاموش خواهد شد؛ زیرا آند نسبت به کاتد منفی است. دیود D_1 برای ممانعت از عبور جریان گیت معکوس به‌کار رفته است. در شکل ۹ــ۳۳ شکل

موج‌های ولتاژ و جریان به‌دست آمده در عنصر مصرف کننده (بار) نشان داده شده است. نتیجهٔ کار این مدار سیگنال یکسو شدهٔ نیم‌موجی است که از بار می‌گذرد. اگر هدایتی کم‌تر از ۱۸۰ درجه مورد نظر باشد، در هنگام عبور نیم‌سیکل مثبت سیگنال ورودی، کلید در هر نقطه‌ای از فاز سیگنال می‌تواند بسته شود. نوع کلید استفاده شده در مدار می‌تواند الکترونیکی، مکانیکی یا الکترومغناطیسی باشد.

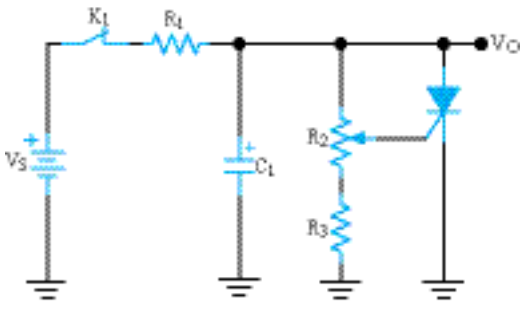


شکل ۳۳ــ۹ــ شکل موج ولتاژ و جریان دو سر بار

فکر کنید: آیا می‌توانیم زاویه‌ی کم‌تر از ۱۸۰ درجه از نیم سیکل مثبت را از بار عبور دهیم؟

۳ــ۴ــ۹ــ مولد موج دندانه اره‌ای توسط SCR

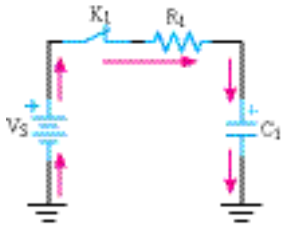
(SawtoothGenerator) : SCR مانند دیود چهارلایه می‌تواند با اتصال به یک مدار RC، موج دندانه اره‌ای تولید نماید. مدار این مولد در شکل ۳۴ــ۹ رسم شده است.



شکل ۳۴ــ۹ــ مدار مولد موج دندانه اره‌ای توسط SCR

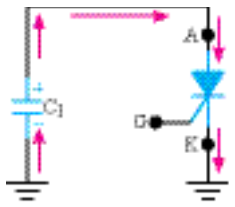
ثابت زمانی شارژ خازن توسط R_1 و C_1 تعیین می‌شود. ولتاژ به‌وجود آمده در دو سر خازن C_1، توسط پتانسیومتر R_2 و مقاومت R_3 تقسیم ولتاژ می‌شود و ولتاژ تحریک گیت SCR را تعیین می‌کند.

وقتی کلید K_1 را می‌بندیم خازن C_1 در مسیر نشان داده شده در شکل ۳۵ــ۹ شروع به شارژ می‌کند.



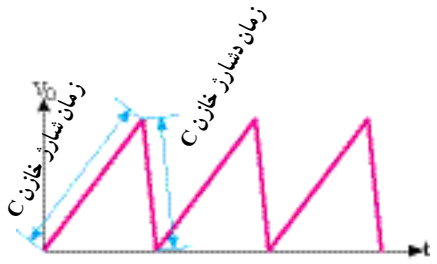
شکل ۳۵ــ۹ــ مسیر شارژ خازن C_1

افزایش ولتاژ دو سر خازن، موجب افزایش ولتاژ تحریک گیت SCR می‌شود و به حدی می‌رسد که SCR را روشن می‌کند. با روشن شدن SCR، خازن با سرعت از طریق آند ــ کاتد SCR در مسیر نشان داده شده در شکل ۳۶ــ۹ شروع به تخلیه می‌کند.



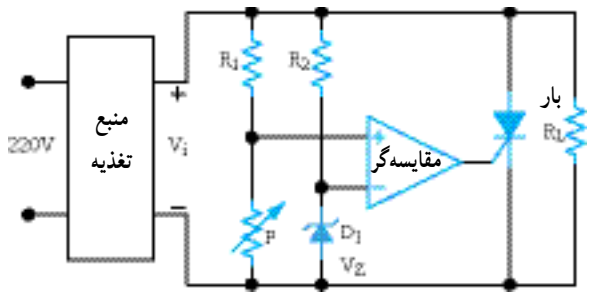
شکل ۳۶ــ۹ــ مسیر تخلیهٔ خازن

با تخلیه شدن خازن، جریان عبوری از SCR (I_A) کاهش می‌یابد. وقتی جریان I_A به مقداری کم‌تر از جریان نگه‌دارنده (I_H) برسد، SCR خاموش می‌شود. از این لحظه خازن دوباره شروع به شارژ می‌کند و دورهٔ ذکر شده تکرار می‌گردد. در شکل ۳۷ــ۹ شکل موج خروجی که از دو سر SCR دریافت شده است را مشاهده می‌کنید. با تغییر پتانسیومتر می‌توان فرکانس موج دندانه اره‌ای را تغییر داد.



شکل ۳۷ــ۹ــ موج خروجی مدار

۴ــ۴ــ۹ــ محافظ بار (Load protector) :اکثر مدارهای مجتمع دیجیتالی قادر به تحمل افزایش ولتاژ تغذیه نیستند. برای جلوگیری از خراب شدن این نوع مدارهای مجتمع، که اغلب گران‌قیمت نیز هستند، می‌توانیم از محافظ SCR استفاده کنیم. در شکل ۳۸ــ۹ یک نمونه مدار محافظ‌بار SCR با استفاده از مدار مقایسه‌گر نشان داده شده است. این مدار دارای سرعت عمل نسبتاً بالایی است.



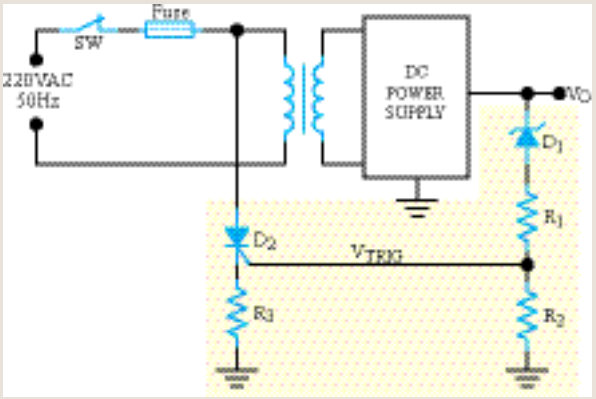
شکل ۳۸ــ۹ــ مدار محافظ بار

در این مدار با استفاده از دیود زنر D_1 و مقاومت R_2، ولتاژ مرجع V_Z برای ورودی منفی مقایسه‌کننده تأمین می‌شود. 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 مقایسه‌کننده از V_Z بیش‌تر باشد؛ خروجی آن مثبت می‌شود و گیت SCR را تحریک می‌کند. در حالت عادی SCR قطع است؛ زیرا به‌وسیلهٔ پتانسیومتر ولتاژ ورودی مثبت مقایسه کننده روی مقداری کم‌تر از ولتاژ V_Z تنظیم شده است. در نتیجه، ولتاژ خطای ظاهر شده در ورودی مقایسه‌کننده یعنی $(V_i^+ - V_Z)$ منفی می‌شود و ولتاژ خروجی مدار مقایسه‌کننده را نیز منفی می‌کند. این خروجی نمی‌تواند SCR را به‌کار اندازد.

اگر به هر دلیلی ولتاژ خروجی منبع تغذیه (V_i) افزایش یابد، ولتاژ ورودی مثبت مقایسه کننده از V_Z بیش‌تر می‌شود. از آن‌جا که در این حالت ولتاژ خطا مثبت است، خروجی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی (مقایسه‌گر) می‌تواند SCR را هادی کند. با هادی شدن SCR، دو سر بار اتصال کوتاه می‌شود و منبع تغذیه را خاموش می‌کند. منابع تغذیهٔ مجهز به محافظ SCR به نوعی محدودکنندهٔ جریان نیاز دارند تا در هنگام هدایت SCR ، جریان به مقدار بیش از حد افزایش نیابد.

برای هنرجویان علاقه‌مند

۵ــ۴ــ۹ــ مدار محافظ ولتاژ اضافی بار: (Over Voltage protection Circuit) شکل ۳۹ــ۹ مدار ساده‌ای از یک منبع تغذیه و مدار محافظ اضافه ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد.



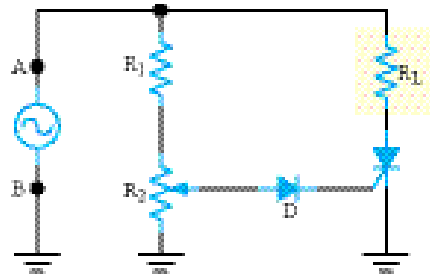
شکل ۳۹ــ۹ــ مدار محافظ اضافه ولتاژ بار

توسط دیود زنر D_1 و مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ R_1 و R_2، یک شاخهٔ موازی را با ولتاژ خروجی منبع تغذیه ایجاد کرده‌ایم. در حالت کار عادی منبع تغذیه،هنگامی که ولتاژ خروجی در حد طبیعی است دیود زنر در حالت قطع قرار دارد. در این شرایط ولتاژ خروجی منبع تغذیه از ولتاژ شکست دیود زنر کم‌تر است. چنان‌چه به هر دلیلی ولتاژ خروجی افزایش یابد و از ولتاژ شکست زنر بیش‌تر شود، دیود زنر هدایت می‌کند و جریان عبوری از شاخهٔ R_2، R_1 و D_1 را افزایش می‌دهد. این افزایش جریان، افت ولتاژ دو سر R_2 یعنی ولتاژ گیت SCR را افزایش

می‌دهد و آن را به حالت روشن می‌برد. با وصل شدن SCR، جریان عبوری از آن زیاد می‌شود و فیوز مدار را می‌سوزاند. به‌این ترتیب ولتاژ ورودی منبع تغذیه قطع می‌شود و بار را در مقابل اضافه ولتاژ محافظت می‌کند.

۶ــ۴ــ۹ــ کنترل قدرت نیم‌موج توسط SCR

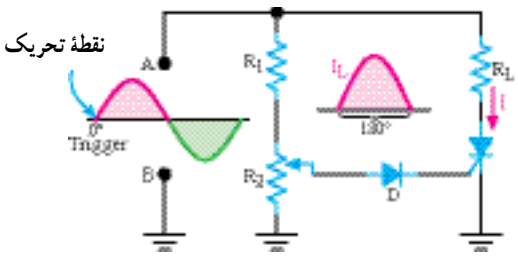
(**Half Wave power Control**) : یکی از کاربردهای عمومی SCR، کنترل قدرت درلامپ‌ها (مدار تاریک‌کننده یا دیمر)، در هیترهای برقی و موتورهای الکتریکی است. یک نمونه مدار کنترل فاز با مقاومت متغیر در شکل ۴۰ــ۹ نشان داده شده است.



شکل ۴۰ــ۹ــ مدار کنترل فاز توسط SCR

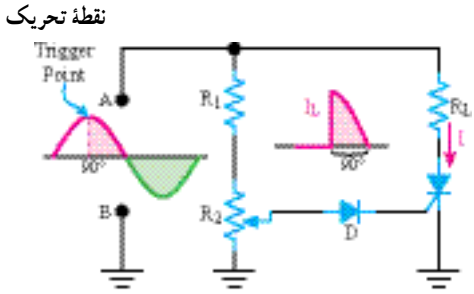
همان‌طوری‌که در شکل مشاهده می‌شود ولتاژ ۲۲۰ ولت به دو پایانهٔ A و B اتصال دارد. مقاومت بار می‌تواند مقاومت المنت حرارتی یک هیتر برقی یا مقاومت فیلامان یک لامپ باشد. مقاومت R_1 برای محدود کردن جریان گیت در مدار قرار دارد. برای تنظیم سطح تحریک گیت SCR، از پتانسیومتر R_2 استفاده شده است.

با تنظیم R_2 ، SCR می‌تواند در هر نقطه از نیم‌سیکل مثبت موج ورودی، بین زاویهٔ ۰ تا ۹۰ درجه، تحریک شود. همان‌طوری‌که در شکل ۴۱ــ۹ نشان داده شده است وقتی SCR در نزدیکی شروع سیکل یعنی حدود زاویهٔ صفر درجه تحریک شود، تقریباً تمام نیم‌سیکل ورودی (حدود ۱۸۰°) در دو سربار افت می‌کند و ماکزیمم قدرت به بار می‌رسد.



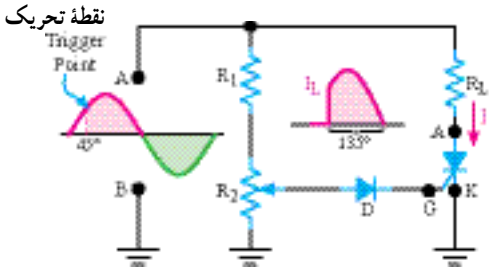
شکل ۴۱ــ۹ــ زاویه تحریک SCR در حدود صفر درجه

وقتی مطابق شکل ۴۲ــ۹، SCR در نزدیک قله نیم‌سیکل مثبت (حدود ۹۰درجه) تحریک شود، قدرت کم‌تری به بار می‌رسد. در این حالت SCR در زاویهٔ حدود ۹۰درجه تحریک شده است.



شکل ۴۲ــ۹ــ لحظهٔ تحریک SCR حدود ۹۰°

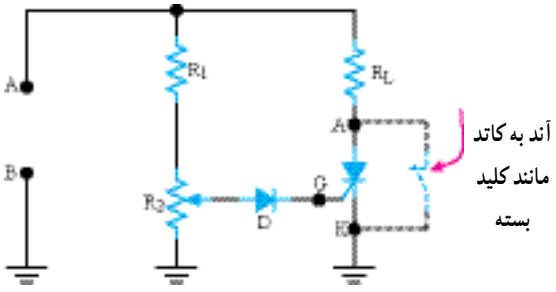
به این ترتیب به‌وسیلهٔ تنظیم R_2، می‌توان در هر نقطه از سیگنال وروی، بین صفر تا ۹۰ درجه، گیت SCR را تحریک نمود و قدرت مورد نیاز را به بار انتقال داد. برای درک بهتر عمل‌کرد مدار در زاویهٔ آتش ۴۵° یا زاویهٔ فاز ۴۵°(یعنی لحظه‌ای از سیگنال متناوب ورودی که SCR وصل می‌شود) به تشریح عملکرد مدار می‌پردازیم. به شکل ۴۳ــ۹ توجه کنید.



شکل ۴۳ــ۹ــ لحظهٔ تحریک در زاویه فاز ۴۵°

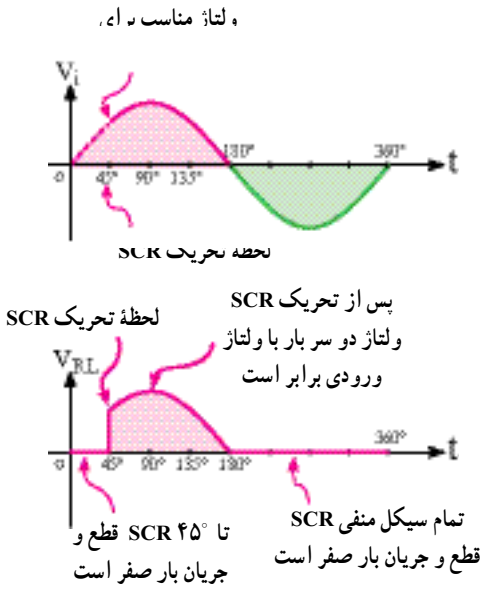
چون ولتاژ ورودی، توسط R_1 و پتانسیومتر R_2 تقسیم ولتاژ می‌شود و بخشی از افت ولتاژ دو سر پتانسیومتر، گیت SCR را تحریک می‌کند، پتانسیومتر R_2 را طوری تنظیم می‌کنیم که در زاویهٔ ۴۵° از سیگنال متناوب ورودی، ولتاژ لازم را جهت تحریک گیت SCR فراهم کند. بنابراین تا زمانی که دامنهٔ سیگنال ورودی به اندازهٔ ولتاژ در زاویهٔ ۴۵° افزایش نیابد، گیت SCR تحریک نمی‌شود و SCR در حالت خاموش باقی می‌ماند. در این فاصله جریان عبوری از بار و ولتاژ دو سر آن صفر است.

در زاویهٔ ۴۵°، دامنهٔ سیگنال ورودی به حدی می‌رسد که ولتاژ تحریک، قادر به هدایت دیود D و تحریک گیت SCR می‌شود و در این لحظه SCR روشن می‌شود و جریان از بار R_L عبور می‌کند. در این حالت مطابق شکل ۴۴ــ۹ SCR مانند یک کلید بسته است.



شکل ۴۴ــ۹ــ SCR پس از تحریک مانند یک کلید بسته است.

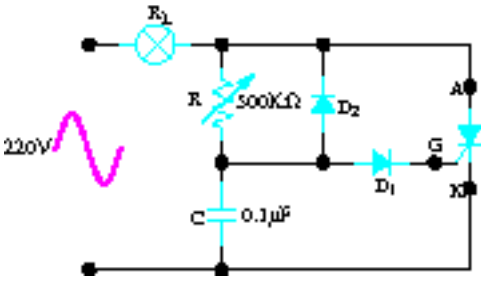
با پایان نیم‌سیکل مثبت و صفر شدن سیگنال متناوب ورودی (در لحظهٔ ۱۸۰°)، ولتاژ آند به کاتد SCR صفر شده و SCR به حالت خاموش می‌رود. در تمام نیم‌سیکل منفی چون ولتاژ آند به کاتد SCR منفی است، SCR در حالت خاموش نگه داشته می‌شود. روشن شدن دوبارهٔ SCR، در لحظهٔ ۴۵° از نیم‌سیکل مثبت بعدی اتفاق می‌افتد. در شکل ۴۵ــ۹ شکل موج ولتاژ دو سر بار و شکل موج ولتاژ ورودی که با هم مقایسه شده‌اند را ملاحظه می‌کنید.



شکل ۴۵ــ۹ــ شکل موج ورودی و دو سر بار لحظهٔ تحریک در زاویه فاز ۴۵°

۷ــ۴ــ۹ــ مدار دیمر یا تاریک‌کننده (Dimmer) :

به مدارهایی که می‌توانند نور لامپ را کنترل کنند، **تاریک‌کننده** یا **دیمر** می‌گویند. در شکل ۴۶ــ۹ مدار یک دیمر نشان داده شده است. در این مدار با تغییر پتانسیومتر R می‌توان زاویهٔ برش ولتاژ را کنترل کرد. درنتیجه، قدرت داده شده به لامپ کنترل می‌شود. ولتاژ ورودی مدار، ولتاژ ۲۲۰ ولت برق شهر است. لامپ نیز ۶۰ وات ۲۲۰ ولت درنظر گرفته شده است.



شکل ۴۶ــ۹ــ مدار دیمر

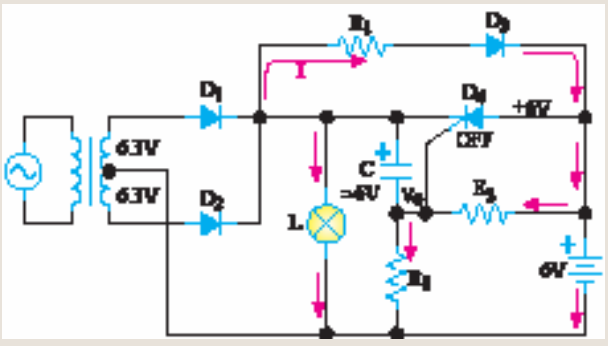
در نیم‌پریود مثبت برق ورودی، خازن C از طریق پتانسیومتر R و لامپ R_L شارژ می‌شود. وقتی ولتاژ دوسر خازن به ۱/۴ ولت می‌رسد، دیود D_1 هادی می‌شود و جریان را هدایت می‌کند تا از گیت SCR بگذرد. از این لحظه به بعد SCR به‌صورت کلید بسته عمل می‌کند.

زمان رسیدن ولتاژ خازن به ۱/۴ ولت به مقدار مقاومت پتانسیومتر (R) و ظرفیت خازن (C) بستگی دارد. پس از گذشت ۱۸۰ درجه از نیم‌پریود مثبت، ولتاژ دوسر SCR ابتدا صفر می‌شود، سپس در جهت عکس افزایش می‌یابد. درست در لحظهٔ صفر شدن ولتاژ نیم‌پریود مثبت، SCR قطع می‌گردد. لذا در نیم‌پریود منفی SCR خاموش است. در این نیم‌سیکل از طریق دیود $D_۲$، خازن C در جهت عکس شارژ می‌شود تا در نیم پریود مثبت بتوانیم با استفاده از مقاومت R، شارژ خازن را در محدودهٔ وسیعی کنترل کنیم و زاویهٔ برش‌های بزرگ‌تری داشته باشیم. دیود $D_۱$ مانع اتصال ولتاژ منفی به گیت SCR می‌شود. این مدار می‌تواند جریان عبوری از بار را تقریباً بین صفر تا ۱۸۰ درجه کنترل کند.

نکته : منظور از زاویهٔ برش زاویه‌ای است که در آن زاویه، قسمت‌هایی از نیم‌سیکل مثبت از SCR عبور نمی‌کند و عملاً حذف می‌شود.

برای هنرجویان علاقه‌مند

۸ ــ۴ــ۹ــ برق اضطراری : در شکل ۴۷ــ۹ یک مدار برق اضطراری تک منبعی نشان داده شده است. در این مدار، SCR شارژ یک باتری ۶ ولتی را برعهده دارد. هم‌چنین انرژی DC لامپ L را در زمان قطع برق شهر تأمین می‌کند.



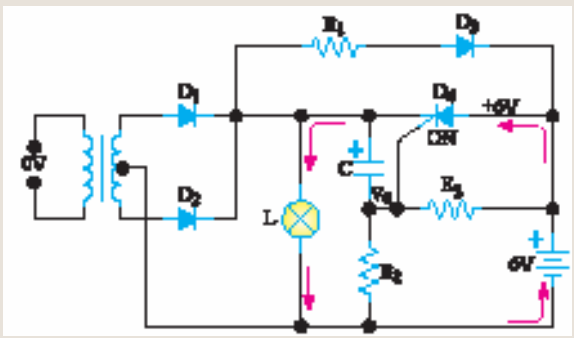
شکل ۴۷ــ۹ــ مدار برق اضطراری

با توجه به مدار تشکیل‌شده توسط دیودهای $D_۱$ و $D_۲$، ولتاژ یک‌سو شدهٔ تمام موج دردو سر لامپ ۶ولتی به‌وجود می‌آید و آن را روشن می‌کند. به پایهٔ منفی خازن C، ولتاژ دوسر $R_۲$ وصل است. به پایهٔ مثبت خازن C ولتاژ خروجی یکسوساز تمام موج وصل شده است. بنابراین خازن C به اندازهٔ تفاضل ولتاژ پیک خروجی یکسوساز و ولتاژ دوسر $R_۲$، شارژ می‌شود. بنابراین در این شرایط ولتاژ کاتد SCR نسبت به آند آن مثبت است، SCR هدایت نمی‌کند و در حالت قطع قرار دارد.

باتری ۶ ولتی از طریق $R_۱$ و $D_۳$ شارژ می‌شود. مقدار $R_۱$ با توجه به جریان شارژ برای باتری انتخاب می‌شود. بدیهی است وقتی آند $D_۳$ از کاتد آن مثبت‌تر باشد شارژ باتری انجام می‌گیرد.

زمانی که برق شهر وصل است، سطح dc ولتاژ یکسو شده در خروجی یکسوساز لامپ را روشن نگه می‌دارد. چنان چه برق شهر قطع شود، خازن C از طریق $D_۳$، $R_۱$ و $R_۳$ تخلیه می‌شود تا ولتاژ مثبت کاتد SCR از آند آن کم‌تر شود. به عبارت دیگر ولتاژ آند را نسبت به کاتد مثبت می کند. در همین لحظه ولتاژ محل اتصال $R_۲$ و $R_۳$ نیز مثبت می‌شود. و ولتاژ کافی را برای تحریک گیت SCR تأمین می‌نماید و SCR را روشن می‌کند.

با روشن شدن SCR، ولتاژ باتری از طریق SCR، به لامپ می‌رسد و انرژی مورد نیاز را برای روشن کردن آن تأمین می‌کند. شکل ۴۸ــ۹ مسیر برقراری جریان در لامپ را توسط باتری ۶ ولتی در هنگام قطع برق شهر، نشان می‌دهد.



شکل ۴۸ــ۹ــ مسیر برقراری جریان در لامپ هنگام قطع برق شهر

زمانی که برق شهر وصل می‌شود، خازن C دوباره شارژ می‌شود و با توجه به فرآیند ذکر شده در مرحلهٔ قبل، SCR دوباره به حالت خاموشی می‌رود.

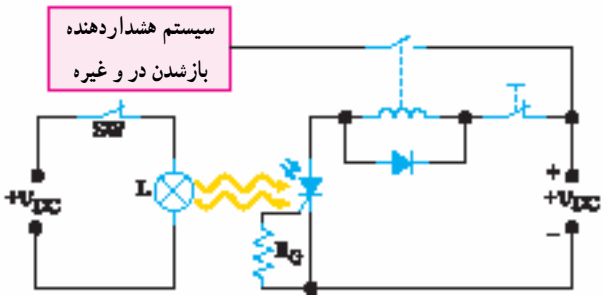
۵ــ۹ــ SCR نوری LASCR
(Light Activated SCR)

SCR نوری(LASCR) یک نیمه‌هادی چهارلایه (تریستور) است که مانند یک SCR معمولی عمل می‌کند، با این تفاوت که توسط نور تحریک می‌شود. LASCR در صورتی که به‌طور صحیح بایاس شده باشد، چنانچه توسط نور کافی تحریک شود، به حالت روشن می‌رود و در یک جهت جریان را از خود عبور می‌دهد. هدایت LASCR تا زمانی که جریان آن به حدی کم‌تر از مقدار تعریف شده برسد، ادامه می‌یابد. نماد LASCR در شکل ۴۹ــ۹ نشان داده شده است.

شکل ۴۹ــ۹ــ نماد LASCR

چنان چه گیت LASCR باز باشد (آزاد باشد) نسبت به شدت نور حساسیت بیش‌تری دارد. اگر گیت LASCR را به کاتد اتصال دهیم، میزان حساسیت آن در مقابل نور کاهش می‌یابد.

۱ــ۵ــ۹ــ یک نمونه کاربرد LASCR : شکل ۵۰ــ۹ مدار LASCR را برای راه‌اندازی یک رله نشان می‌دهد.



شکل ۵۰ــ۹ــ مدار کاربردی LASCR

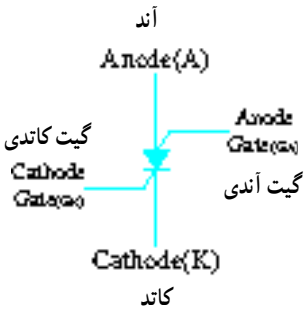
با وصل کلید SW، لامپ L روشن می‌شود. نور لامپ سبب تحریک LASCR می‌شود و آن را روشن می‌کند با روشن شدن LASCR، I_A برقرار می‌شود. جریان عبوری سبب تحریک رله و بستن کنتاکت های آن می‌شود که مدار دیگری را به‌کار می‌اندازد. همان‌طور که مشاهده می‌شود منبع ورودی با سایر قسمت‌های مدار ارتباط الکتریکی ندارد.

فکرکنید: در مدار شکل ۵۰ــ۹ به چه دلیل از رله استفاده کرده‌ایم؟ چرا تغذیهٔ مدار هشداردهندهٔ باز شدن در را مستقیماً از آند SCR دریافت نکرده‌ایم؟ با دوستان خود بحث کنید و نتیجه را به کلاس ارائه دهید.

کار با نرم‌افزار: در صورت امکان، مدارهای محافظ بار، کلید استاتیکی، مدار نشان‌دهندهٔ منحنی مشخصهٔ SCR، دیود چهارلایه، مدار دیمر و برق اضطراری را شبیه‌سازی کنید و برای هنرجویان به اجرا درآورید و از آنان بخواهید، خارج از ساعات کلاس درس نیز به‌طور مستقل مدارهای نرم‌افزاری را اجرا کنند.

۶ــ۹ــ کلید قابل کنترل سیلیکونی (SCS)
Silicon controlled Switch

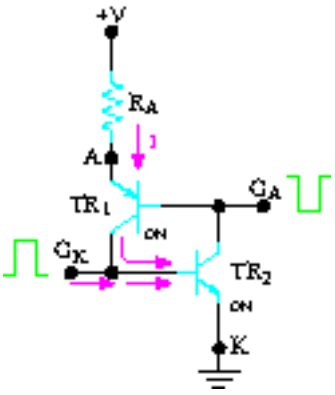
SCS تریستوری است که چهار پایه دارد. دو پایهٔ SCS را گیت می نامند. با تحریک یکی از گیت‌ها می‌توان SCS را وصل و یا قطع نمود. نماد این قطعه و نام پایه‌های آن در شکل ۵۱ــ۹ نشان داده شده است.



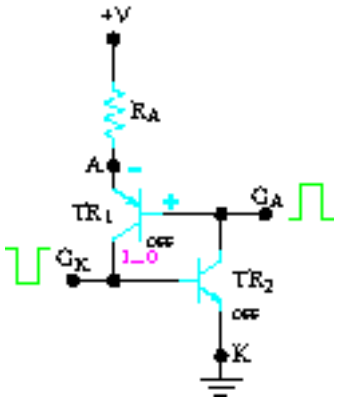
شکل ۵۱ــ۹ــ نماد SCS

۱ــ۶ــ۹ــ مدار معادل ترانزیستوری SCS و طرز کار آن

: مدار معادل ترانزیستوری SCS در شکل ۵۲ ــ۹ رسم شده است.



شکل ۵۲ــ۹ــ معادل ترانزیستوری SCS



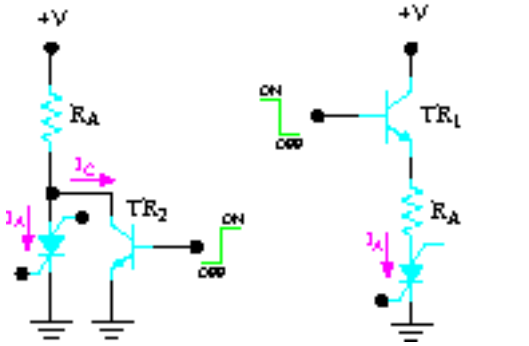
شکل ۵۳ــ۹ــ خاموش کردن SCS با پالس‌های مثبت و منفی

عمل‌کرد معادل ترانزیستوری SCS شباهت بسیار زیادی به عمل‌کرد معادل ترانزیستوری SCR دارد. فرض می‌کنیم در شروع کار ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 هردو در حالت خاموش باشند در این شرایط SCS هدایت نمی‌کند. هرگاه پالس مثبتی به گیت کاتدی (G_K) بدهیم، TR_2 هادی شده و جریان کلکتور آن وارد بیس TR_1 می‌شود و TR_1 را نیز هادی می‌نماید. جریان کلکتور TR_1، جریان بیس TR_2 را تأمین می‌کند و دو ترانزیستور یک دیگر را اشباع نموده و SCS روشن می‌شود.

توسط گیت آندی (G_A) نیز می‌توان SCS را روشن کرد، برای این منظور لازم است، پالسی منفی به گیت آندی (G_A) بدهیم تا TR_1 هادی شود، جریان کلکتور TR_1، جریان بیس TR_2 را تأمین می‌نماید و سرانجام دو ترانزیستور یک‌دیگر را به حالت اشباع می‌برند.

۲ــ۶ــ۹ــ روش‌های خاموش کردن SCS : برای خاموش کردن SCS می‌توان پالس مثبتی را به گیت آندی (G_A) متصل کرد. این پالس پیوند بیس امیتر TR_1 را به بایاس مخالف می‌برد و TR_1 را خاموش می‌نماید. با قطع شدن TR_1، جریان بیس TR_2 قطع می‌شود و SCS را به حالت خاموش می‌برد. هم‌چنین می‌توان با اعمال پالسی منفی به گیت کاتدی (G_K)، ترانزیستور TR_2 را قطع کرد و SCS را به حالت خاموش بُرد. شکل ۵۳ــ۹ نحوهٔ خاموش کردن SCS را از طریق گیت‌ها نشان می‌دهند.

علاوه بر روش‌های فوق، روش دیگری نیز برای خاموش نمودن SCS وجود دارد. مثلاً می‌توان مطابق شکل ۵۴ــ۹ــ الف و ب از ترانزیستوری که به عنوان کلید، به‌صورت سری یا موازی با SCS قرار می‌گیرد استفاده کرد.



ب) استفاده از سوئیچ موازی — الف) استفاده از سوئیچ سری

شکل ۵۴ــ۹ــ روش دیگری جهت خاموش نمودن SCS

در شکل ۵۴ــ۹ــ الف، با قطع ترانزیستور TR_1، I_A در SCS قطع می‌شود و SCS به خاموشی می‌رود. در شکل ۵۴ــ۹ــ ب، با وصل ترانزیستور TR_2 و عبور جریان از کلکتور آن، جریان آند SCS کاهش می‌یابد و SCS خاموش می‌شود.

۳ــ۶ــ۹ــ کاربردهای SCS : عملکرد SCS و SCR شباهت‌های زیاد به هم دارند. با این تفاوت که SCS روشن را می‌توان با اعمال پالس‌های مناسبی به گیت آن خاموش نمود.

از SCS در مدارهای دیجیتال مانند شمارنده‌ها، ثبات‌ها و مدارهای زمان‌سنج استفاده می‌شود.

۷ــ۹ــ الگوی پرسش

کامل‌کردنی

۱ــ۷ــ۹ــ تریستور به مفهوم ..... است

۲ــ۷ــ۹ــ FLD و .....، .....، ..... و .....، به‌عنوان عناصر قدرت و .....، ..... به‌عنوان عناصر مدار فرمان به‌کار می‌روند.

صحیح یا غلط

۳ــ۷ــ۹ــ با اتصال پالس منفی به گیت SCR روشن می‌توان آن را خاموش نمود.

صحیح ☐ غلط ☐

۴ــ۷ــ۹ــ اگر ولتاژ تحریک گیت SCR روشن را قطع کنیم و آند به کاتد آن را برای لحظه‌ای، اتصال کوتاه کنیم، SCR، خاموش (قطع) می‌شود.

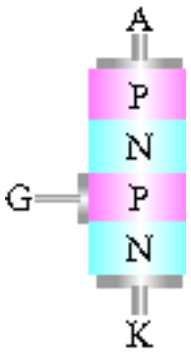
صحیح ☐ غلط ☐

۵ــ۷ــ۹ــ SCS روشن را می‌توان با اتصال پالس مثبت و یا پالس منفی به گیت آن خاموش نمود.

صحیح ☐ غلط ☐

چهارگزینه‌ای

۶ــ۷ــ۹ــ نماد ساختمان کریستالی شکل ۵۵ــ۹ کدام است؟



شکل ۵۵ــ۹

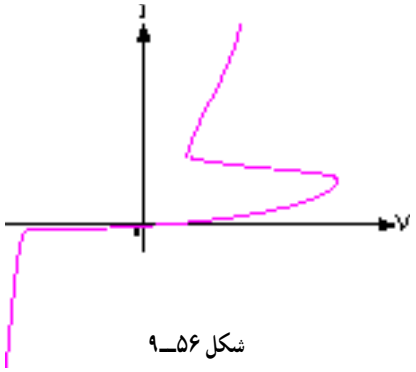
۱ــ

۲ــ

۳ــ

۴ــ

۷ــ۷ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ شکل ۵۶ــ۹ مربوط به کدام قطعه است؟



شکل ۵۶ــ۹

۱ــ

۲ــ

۳ــ

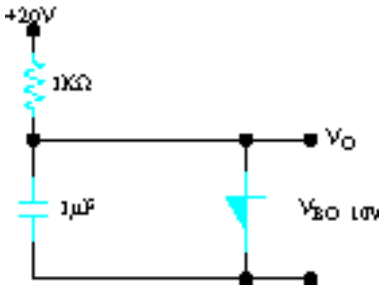
۴ــ

۸ــ۷ــ۹ــ نماد مربوط به کدام قطعه است؟

۱ــ دیود شاکلی ۲ــ SCR

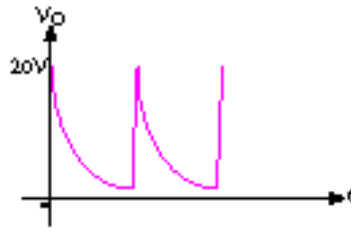
۳ــ LASCR ۴ــ SCS

۹ــ۷ــ۹ــ شکل موج خروجی مدار شکل ۵۷ــ۹ کدام است؟

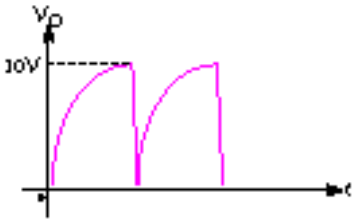


شکل ۵۷ــ۹

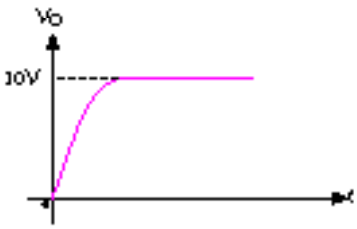
۱ـ



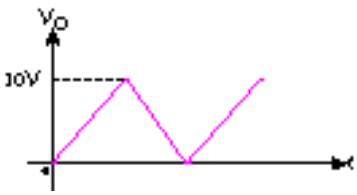
۲ـ



۳ـ

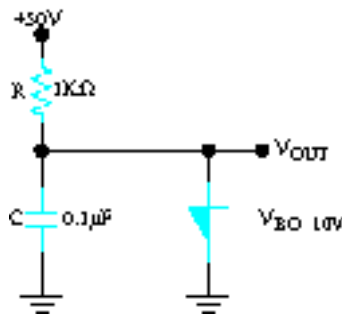


۴ـ



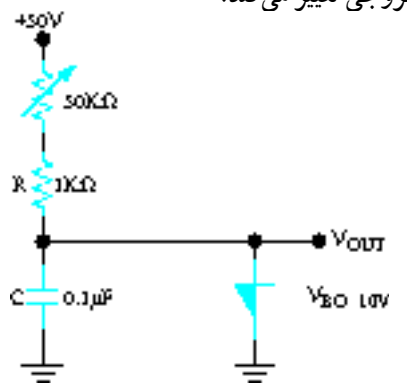
تشریحی و محاسباتی

۱۰ـ۷ـ۹ـ در شکل ۵۸ـ۹ مدار مولد موج دندانه اره‌ای با استفاده از دیود چهارلایه نشان داده شده است. طرز کار این مدار را شرح دهید و شکل موج خروجی آن را رسم کنید.



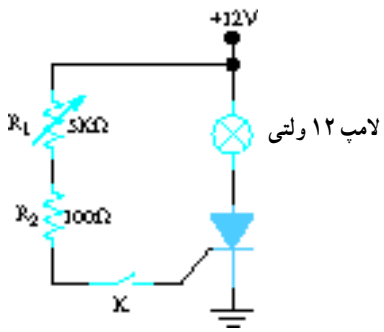
شکل ۵۸ـ۹ـ مدار مولد موج دندانه اره‌ای

۱۱ـ۷ـ۹ـ در شکل ۵۹ـ۹ یک پتانسیومتر ۵۰کیلواهم با مقاومت R سری شده است. با تغییر پتانسیومتر چه کمیتی از سیگنال خروجی تغییر می‌کند؟



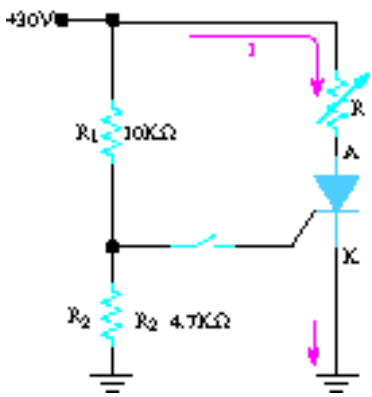
شکل ۵۹ـ۹ـ مدار مولد موج دندانه اره‌ای با پتانسیومتر قابل تنظیم

۱۲ـ۷ـ۹ـ در شکل ۶۰ـ۹ آیا با وصل کلید K لامپ روشن می‌شود؟ پتانسیومتر R_1 چه تأثیری بر کار مدار دارد؟



شکل ۶۰ـ۹

۱۳ـ۷ـ۹ـ در شکل ۶۱ـ۹ حداقل مقدار مقاومت متغیر R را چه مقدار تنظیم کنیم تا SCR روشن، قطع شود؟ جریان نگهدارنده SCR ، $I_H = 10mA$ و $V_{AK} = 0/7$ ولت است.

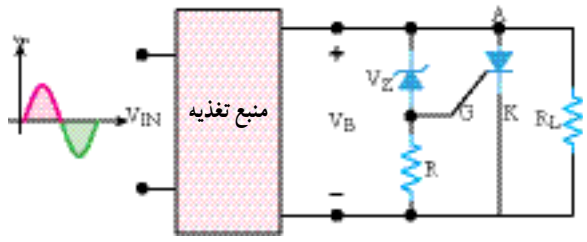


شکل ۶۱ـ۹

۹ـ۷ـ۱۴ـ نماد SCS را رسم کنید و پایه‌های آن را نام‌گذاری نمایید.

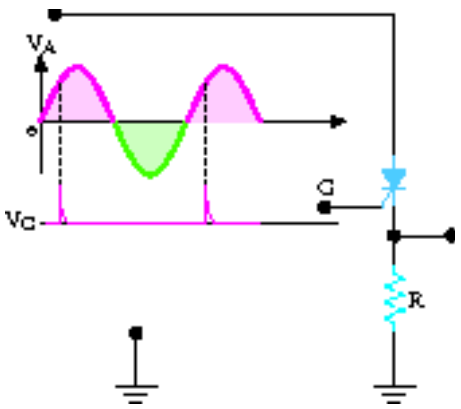
۹ـ۷ـ۱۵ـ روش‌های خاموش کردن SCS روشن را شرح دهید.

۹ـ۷ـ۱۶ـ در شکل ۹ـ۶۲ برای جلوگیری از افزایش ولتاژ دو سربار از یک تریستور محافظ بار استفاده شده است. طرز کار مدار را بنویسید.



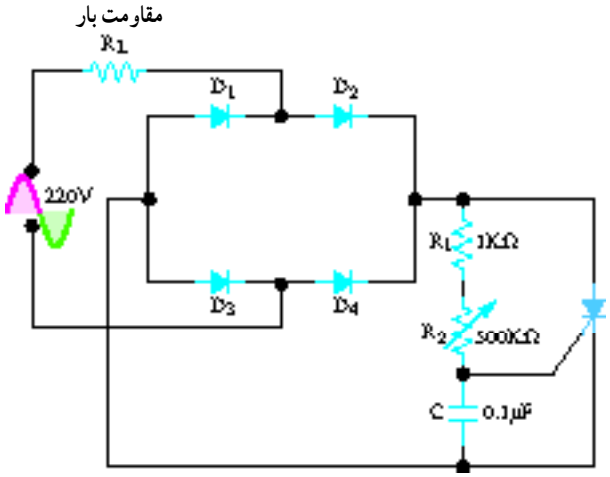
شکل ۹ـ۶۲ـ مدار محافظ بار

۹ـ۷ـ۱۷ـ در شکل ۹ـ۶۳ با توجه به شکل موج V_A و پالس‌های تحریک V_G، شکل موج دوسر V_R را در مقایسه با ورودی با مقیاس مناسب رسم کنید.



شکل ۹ـ۶۳

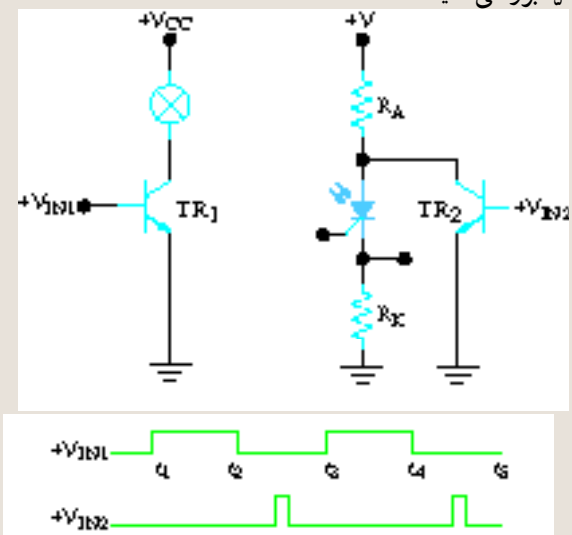
۹ـ۷ـ۱۸ـ در شکل ۹ـ۶۴ مدار کنترل زاویهٔ برش توسط SCR به‌صورت تمام موج نشان داده شده است. طرز کار مدار را شرح دهید.



شکل ۹ـ۶۴ـ مدار کنترل زاویهٔ برش توسط SCR

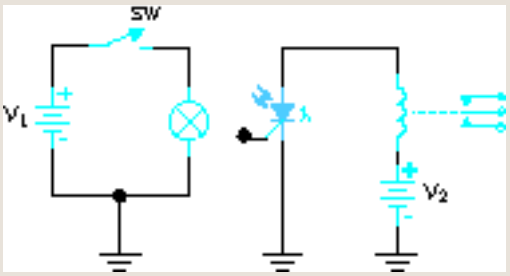
برای هنرجویان علاقمند:

۹ـ۷ـ۱۹ـ در شکل ۹ـ۶۵ با توجه به پالس‌های V_{in1} و V_{in2} وضعیت روشن یا خاموش بودن LASCR را از لحظهٔ t_1 تا t_5 بررسی کنید.



شکل ۹ـ۶۵

۹ـ۷ـ۲۰ـ با توجه به شکل ۹ـ۶۶ با بسته شدن کلید (SW) طرز کار مدار را شرح دهید.

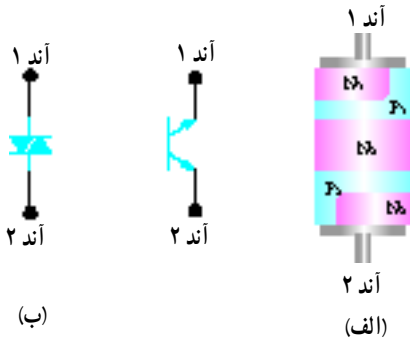


شکل ۹ـ۶۶

۸ــ۹ــ دایاک DIAC
(Diode Alternating Current)

دایاک یک قطعه نیمه هادی چهارلایه است که دو پایه دارد. این قطعه در هر دو جهت تحریک می‌شود و حالت روشن به خود می‌گیرد. لذا بزرگ‌ترین مزیت کاربرد آن در ولتاژ AC، هدایت از هردو سوی این قطعه است.

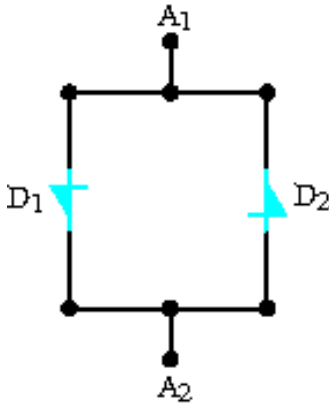
در شکل ۶۷ــ۹ــ الف ساختمان کریستالی و در شکل ۶۷ــ۹ــ ب نمادهای آن نشان داده شده است.



شکل ۶۷ــ۹ــ ساختمان کریستالی و نمادهای دایاک

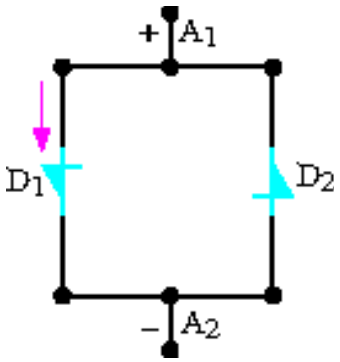
در دایاک پایه‌ای به نام کاتد وجود ندارد. در عوض دارای آند شمارهٔ ۱ (الکترود ۱) و آند شمارهٔ ۲ (الکترود ۲) است.

با مشاهدهٔ ساختمان کریستالی پی می‌بریم دو انتهای کریستال، دارای هر دو نیمه هادی N و P است. ساختمان کریستالی سمت راست، معادل یک دیود چهارلایه به‌صورت PNPN و ساختمان کریستالی سمت چپ معادل یک دیود چهارلایه به‌صورت NPNP است. لذا می‌توان دایاک را معادل دو دیود چهارلایه به‌صورت شکل ۶۸ ــ۹ درنظر گرفت.



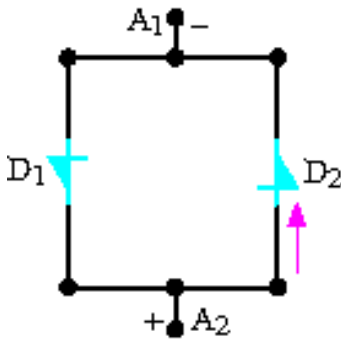
شکل ۶۸ــ۹ــ معادل دایاک به‌صورت دو دیود چهارلایه

اگر مطابق شکل ۶۹ــ۹ پتانسیل A_1 نسبت به A_2 مثبت‌تر شود و ولتاژ بایاس به ولتاژ شکست دایاک برسد، دیود چهارلایهٔ D_1 روشن می‌شود و دایاک را به حالت هدایت (روشن) می‌برد.



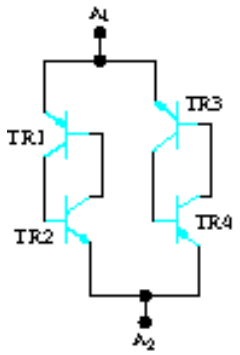
شکل ۶۹ــ۹ــ A_1 نسبت به A_2 مثبت‌تر است و D_1 می‌تواند هادی شود

هم‌چنین اگر مطابق شکل ۷۰ــ۹ پتانسیل A_1 نسبت به A_2 منفی شود، دیود چهارلایهٔ D_2 روشن می‌شود و دایاک را روشن می‌کند.



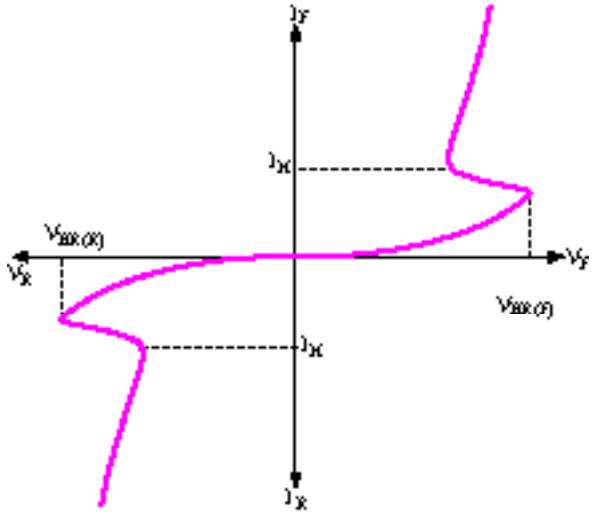
شکل ۷۰ــ۹ــ A_1 نسبت به A_2 منفی‌تر است و D_2 می‌تواند هادی شود

می‌توان معادل هردیود چهارلایه PNPN را به صورت یک قفل ترانزیستوری درنظر گرفت و دایاک را معادل دو قفل ترانزیستوری به‌صورت شکل ۷۱ــ۹ نشان داد.



شکل ۷۱ــ۹ــ معادل دایاک به‌صورت دو مدار قفل ترانزیستوری

۱ــ۸ــ۹ــ مشخصهٔ ولت‌آمپر دایاک : در شکل ۹ــ۷۲ مشخصهٔ ولت‌آمپر دایاک در بایاس موافق و مخالف نشان داده شده است. ولتاژ شکست دایاک بین ۳۰ تا ۴۰ ولت است.



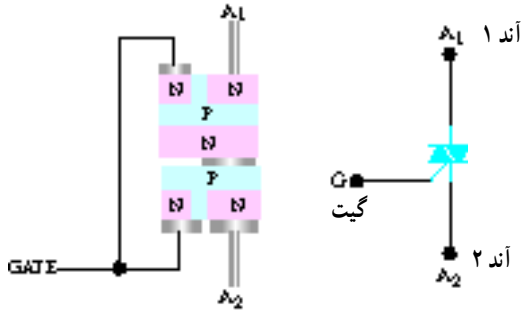
شکل ۹ــ۷۲ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر دایاک

۲ــ۸ــ۹ــ شکل ظاهری دایاک : دایاک از نظر شکل ظاهری مانند دیودهای معمولی استوانه‌ای است. در شکل ۹ــ۷۳ شکل ظاهری دایاک دیده می‌شود.

شکل ۹ــ۷۳ــ شکل ظاهری یک نمونه دایاک

۹ــ۹ــ ترایاک TRIAC
(Triode Alternating current)

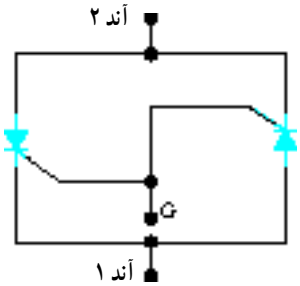
ساختمان کریستالی ترایاک مانند دایاک است با این تفاوت که پایهٔ سومی نیز به نام گیت دارد. نماد ترایاک همراه با نام پایه‌های آن و ساختمان کریستالی ترایاک در شکل ۹ــ۷۴ــ الف و ب نشان داده شده‌اند.



(ب) (الف)

شکل ۹ــ۷۴ــ ساختمان کریستالی و نماد ترایاک

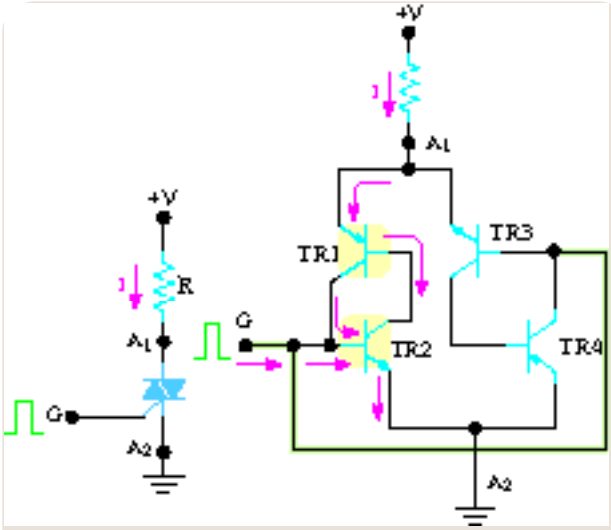
۱ــ۹ــ۹ــ مدار معادل ترایاک و نحوهٔ تحریک آن : اساساً می‌توان ترایاک را معادل دو SCR که به‌طور موازی و در جهت مخالف به‌هم وصل شده‌اند، درنظر گرفت که گیت‌های آن‌ها به‌هم متصل هستند. شکل ۹ــ۷۵ ترایاک را معادل دو SCR نشان می‌دهد.



شکل ۹ــ۷۵ــ معادل ترایاک به‌صورت دو SCR به هم متصل شده

برای هنرجویان علاقمند:

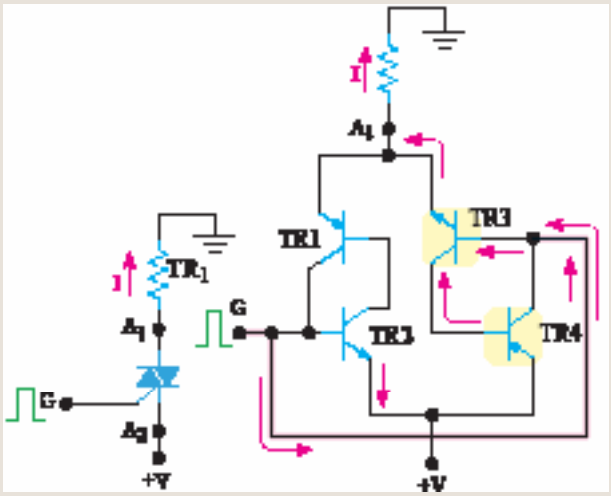
می‌توان هر SCR را معادل قفل ترانزیستوری آن درنظر گرفت. لذا ترایاک نیز مانند دو قفل ترانزیستوری به‌هم متصل شده است. در شکل ۹ــ۷۶ این دوقفل ترانزیستوری و نحوهٔ تحریک آن را مشاهده می‌کنید.



شکل ۷۶ــ۹ــ معادل قفل ترانزیستوری ترایاک و نحوهٔ تحریک آن

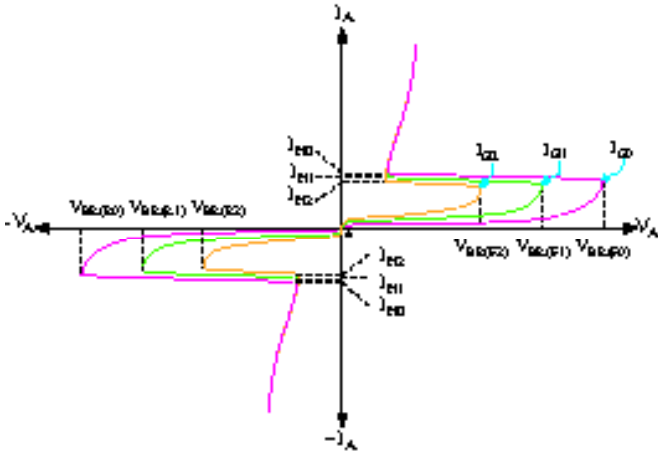
اگر مدار را به‌گونه‌ای اتصال دهیم که پتانسیل A_1 نسبت به A_2 مثبت باشد و گیت (نسبت به A_2) به‌وسیلهٔ پالس مثبتی تحریک شود، مدار معادل قفل ترانزیستوری TR_1 و TR_2 وصل می‌شود و جریان در مدار برقرار می‌گردد.

اگر مطابق شکل ۷۷ــ۹ A_2 نسبت به A_1 بایاس مثبت شود و گیت نسبت به A_1 توسط پالس مثبتی تحریک گردد، مدار معادل قفل ترانزیستوری TR_3 و TR_4 وصل شده و جریان در مدار برقرار می‌شود. لذا ترایاک در هر دو جهت هدایت می‌کند.



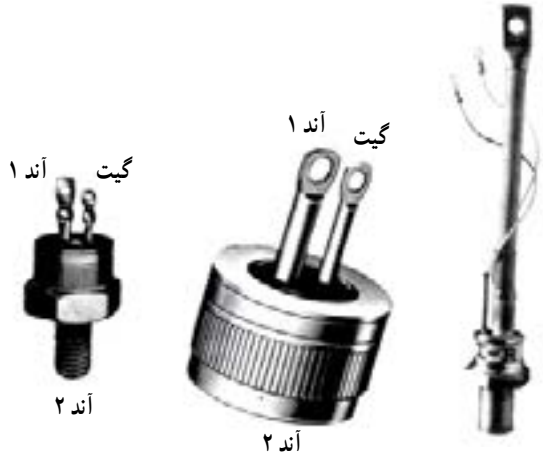
شکل ۷۷ــ۹ــ معادل قفل ترانزیستوری ترایاک و نحوهٔ تحریک آن

۲ــ۹ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر ترایاک : در شکل ۷۸ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپرترایاک رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود ترایاک در هردو جهت تحریک گشته و روشن می‌شود. البته با افزایش جریان گیت، ولتاژ عبور از شکست کاهش می‌یابد و ترایاک زودتر روشن می‌شود. در صورتی می‌توانیم ترایاک روشن را خاموش کنیم که جریان عبوری از گیت آن را کاهش دهیم و به مقدار کم‌تر از جریان نگهدارنده (I_H) برسانیم. در برگهٔ مشخصات ترایاک، معمولاً ولتاژ تحریک گیت و جریان لازم گیت برای روشن شدن آن را می‌نویسند.



شکل ۷۸ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر ترایاک

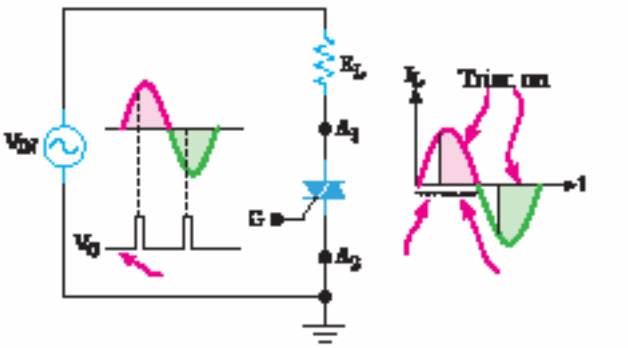
۳ــ۹ــ۹ــ شکل ظاهری ترایاک : در شکل ۷۹ــ۹ شکل ظاهری چند نمونه ترایاک نشان داده شده است.



شکل ۷۹ــ۹ــ شکل ظاهری چند نمونه ترایاک

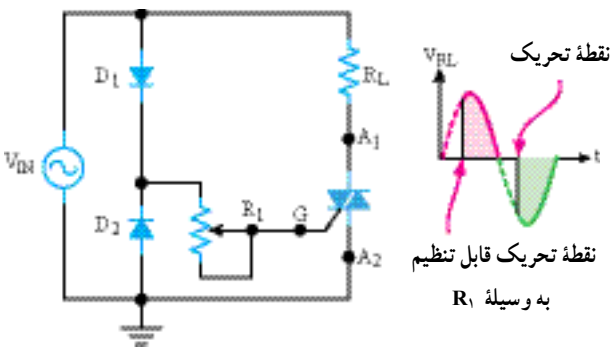
۴ــ۹ــ۹ــ کنترل فاز توسط ترایاک (Phase control)

ترایاک نیز مانند SCR قادر است از طریق کنترل فاز سیگنال ورودی، معدل توانی را که به بار می‌رساند، کنترل نماید، البته ترایاک در هر دو نیم سیکل مثبت و منفی سیگنال ورودی، تحریک شده و روشن می‌شود. به شکل ۸۰ ــ۹ توجه کنید. در لحظاتی از نیم‌سیکل مثبت سیگنال AC ورودی، ترایاک قطع است سپس گیت ترایاک توسط پالس، تحریک شده و ترایاک روشن می‌شود و جریان را از بار عبور می‌دهد. لحظه‌ای که ترایاک وصل می‌کند زاویهٔ هدایت نام دارد.



شکل ۸۰ ــ۹ــ نحوهٔ کنترل فاز توسط ترایاک

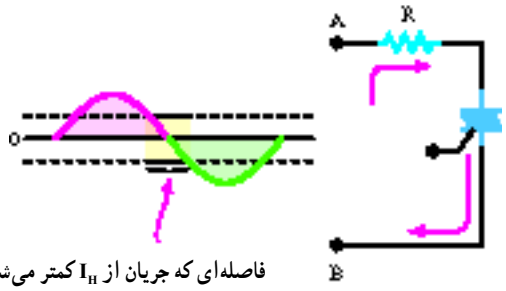
در نیم‌سیکل منفی، عملکرد ترایاک شبیه نیم‌سیکل مثبت است. یک نمونه مدار کنترل فاز در شکل ۸۱ ــ۹ رسم شده است.



شکل ۸۱ ــ۹ــ مدار کنترل فاز توسط ترایاک

دیودهای D_1 و D_2 برای تهیهٔ سیگنال تحریک گیت به کار رفته‌اند. D_1 در نیم‌سیکل مثبت هدایت می‌کند و مقاومت R_1 زاویهٔ روشن شدن ترایاک را تنظیم می‌نماید. در نیم‌سیکل مثبت A_1 و گیت نسبت به A_2 مثبت است.

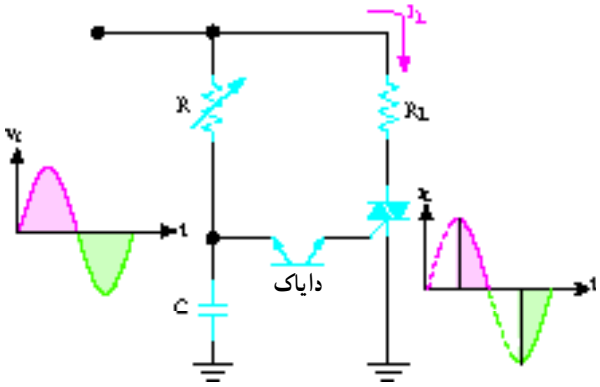
در نیم‌سیکل منفی D_1 قطع و D_2 هدایت می‌کند و سیگنال تحریک به گیت ترایاک اعمال شده و ترایاک را روشن می‌کند. درنیم‌سیکل منفی A_2 و گیت نسبت به A_1 مثبت است. در مدارهای کنترل فاز، در انتهای هر نیم‌سیکل مثبت و منفی ترایاک خاموش می‌شود زیرا همان‌طور که در شکل ۸۲ ــ۹ نشان داده شده است، در نزدیکی عبور سیگنال از صفر، جریان عبوری از ترایاک از مقدار جریان نگهدارنده (I_H) کم‌تر شده و ترایاک خاموش می‌شود.



شکل ۸۲ ــ۹ــ در نزدیکی عبور سیگنال از صفر ترایاک خاموش می‌شود

۵ــ۹ــ۹ــ مدار کنترل فاز (توان) توسط دایاک و ترایاک

مدار کنترل فاز توسط دایاک و ترایاک در شکل ۸۳ ــ۹ رسم شده است.



شکل ۸۳ ــ۹ــ مدار کنترل فاز توسط دایاک و ترایاک

در نیم‌سیکل مثبت خازن C از طریق مقاومت R شارژ می‌شود. وقتی ولتاژ شارژ خازن به اندازهٔ ولتاژ شکست دایاک

رسید، دایاک وصل نموده و گیت ترایاک را تحریک می‌نماید و ترایاک روشن می‌شود و جریان از بار عبور می‌نماید. در طول نیم‌سیکل منفی سیگنال ورودی، خازن در جهت منفی شارژ می‌شود و دایاک را وصل نموده و ترایاک را در مسیر معکوس روشن می‌نماید. شکل موج به‌دست آمده برای جریانی که از بار R_L می‌گذرد، در شکل نشان داده شده است. با تغییر مقاومت R، زاویهٔ هدایت می‌تواند کنترل شود.

۱۰ــ۹ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ ۱۰ــ۹ــ DIAC اول کلمات انگلیسی .... است.

۲ــ ۱۰ــ۹ــ اساساً می‌توان ترایاک را معادل ..... که به‌طور موازی و در جهت ..... به‌هم وصل شده‌اند درنظر گرفت.

جورکردنی

۳ــ ۱۰ــ۹ــ قطعات ستون الف را با خط به نماد آن‌ها در ستون ب اتصال دهید.

الف	ب
دایاک	
ترایاک	

صحیح یا غلط

۴ــ ۱۰ــ۹ــ دایاک یک قطعهٔ سه پایه است.

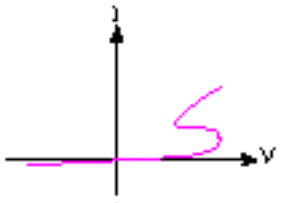
صحیح ☐ غلط ☐

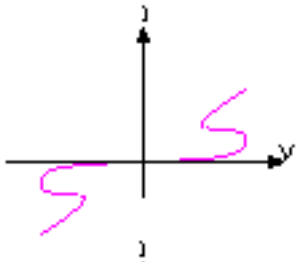
۵ــ ۱۰ــ۹ــ نماد مربوط به ترایاک است.

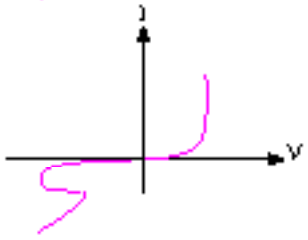
صحیح ☐ غلط ☐

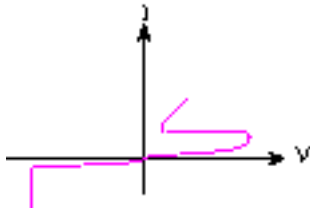
چهارگزینه‌ای

۶ــ ۱۰ــ۹ــ کدام منحنی مشخصه مربوط به نماد است.

۱ــ 

۲ــ 

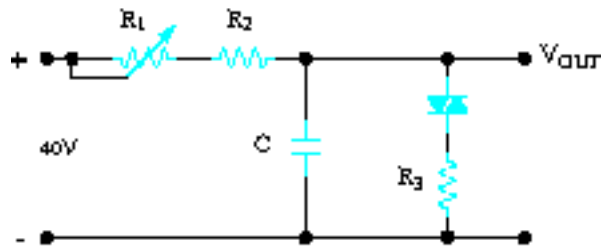
۳ــ 

۴ــ 

تشریحی و محاسباتی

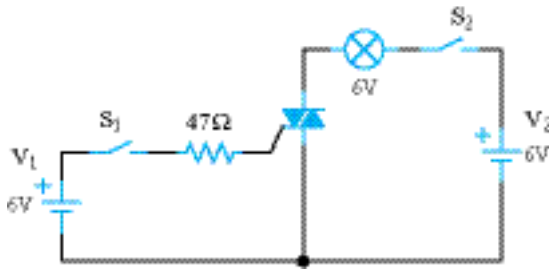
۷ــ ۱۰ــ۹ــ با توجه به منحنی ولت‌آمپر دایاک در شکل ۹ــ۷۲ آیا ولتاژ شکست دایاک در دو جهت یکسان است؟

۸ــ ۱۰ــ۹ــ در شکل ۹ــ۸۴ از دایاک به‌عنوان نوسان‌ساز استفاده شده است. طرز کار مدار را بنویسید.



شکل ۹ــ۸۴ــ نوسان‌ساز با دایاک

۹ــ۱۰ــ۹ــ در شکل ۸۵ــ۹ مدار تحریک یک ترایاک نشان داده شده است.



شکل ۸۵ ــ۹ــ مدار تحریک ترایاک

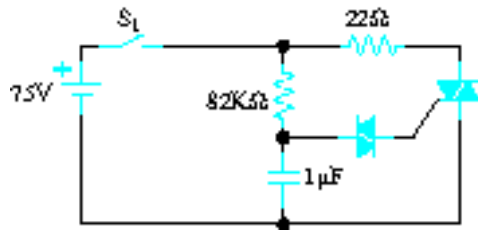
الف) کلید $S_۲$ را ببندید و کلید $S_۱$ را لحظه‌ای فشار دهید. آیا لامپ روشن می‌شود؟

ب) کلید $S_۲$ را باز کنید؛ آیا لامپ خاموش می‌شود؟

پ) اگر پلاریتهٔ $V_۱$ و $V_۲$ هر دو معکوس شوند، چند حالت برای روشن کردن لامپ وجود دارد؟ شرح دهید.

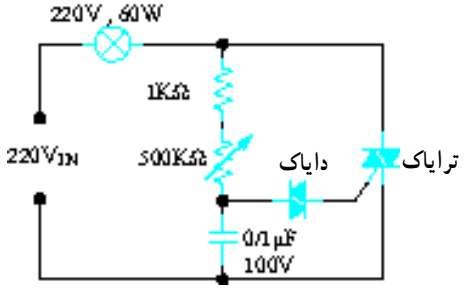
۱۰ــ۱۰ــ۹ــ تفاوت SCR را در مقایسه با ترایاک شرح دهید.

۱۱ــ۱۰ــ۹ــ در شکل ۸۶ــ۹ اگر با بستن کلید، ترایاک هادی شود از مقاومت ۲۲ اهم چه جریانی عبور می‌کند؟ (در حالت هدایت ترایاک را ایده‌آل فرض کنید).



شکل ۸۶ ــ۹

۱۲ــ۱۰ــ۹ــ شکل ۸۷ــ۹ مدار دیمر لامپ به وسیلهٔ ترایاک است. طرز کار مدار را شرح دهید.



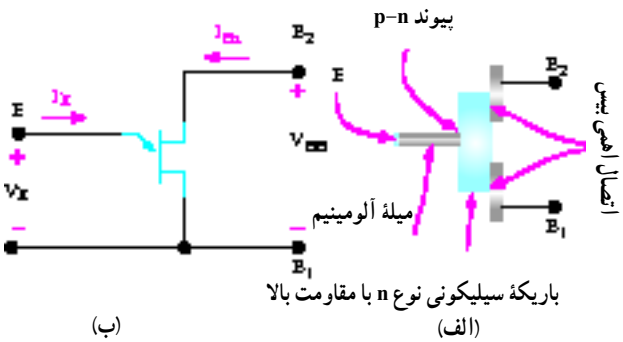
شکل ۸۷ ــ۹ــ مدار دیمر لامپ به‌وسیلهٔ ترایاک

۱۳ــ۱۰ــ۹ــ در شکل ۸۷ــ۹ اگر به جای پتانسیومتر، یک فتورزیستور قرار گیرد، با زیاد شدن نور تابیده بر آن، نور لامپ چه تغییری می‌کند؟ توضیح دهید.

۱۱ــ۹ــ ترانزیستور تک اتصالی (UJT)
Uni Junction Transistor

ترانزیستور تک‌اتصالی یا تک‌پیوندی اولین بار در سال ۱۹۴۸ طراحی شد اما تا سال ۱۹۵۲ به‌صورت تجارتی در دسترس عموم قرار نگرفت. قیمت ارزان و نیز مشخصهٔ بسیار خوب آن، کاربردهای مختلف از این قطعه را تضمین کرده است.

UJT یک قطعهٔ سه پایه است که ساختمانی کریستالی و نمادی مطابق شکل ۸۸ــ۹ الف و ب دارد. ترمینال‌های آن امیتر (E) بیس ۱ ($B_۱$) و بیس ۲ ($B_۲$) نام‌گذاری شده‌اند.

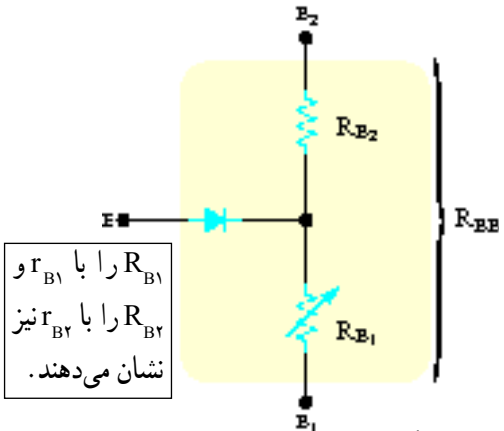


شکل ۸۸ ــ۹ــ ساختمان کریستالی و نماد UJT

همان‌طور که در شکل ۸۸ــ۹ مشاهده می‌شود میله‌ای از کریستال سیلیکونی با ناخالصی کم و مقاومت زیاد ساختار اصلی UJT را تشکیل می‌دهد. به دوطرف این میله دومیلهٔ آلومینیومی اتصال دارد که پایانه‌های بیس ۱ ($B_۱$) و بیس ۲ ($B_۲$) را تشکیل می‌دهد. در قسمت وسط و طرف دیگر آن یک میلهٔ آلومینیومی متصل است که آن را امیتر (E) می‌نامند. به این ترتیب، یک پیوند PN در محل اتصال میلهٔ آلومینیمی و میلهٔ سیلیکونی نوع N به وجود می‌آید. وجود همین پیوند PN دلیل نام‌گذاری این قطعه به عنوان ترانزیستور تک پیوندی UJT است. با دقت در شکل ۸۸ ــ۹ درمی‌یابیم که محل اتصال میلهٔ آلومینیومی (E) به میلهٔ سیلیکونی به بیس ۲ نزدیک‌تر از بیس ۱ است. درضمن پایهٔ

امیتر به خط عمودی به صورت زاویه‌دار وصل شده است. پیکان (فلش) روی امیتر جهت جریان قراردادی را نشان می‌دهد.

۱ــ۱۱ــ۹ــ مدار معادل UJT : مدار معادل UJT در شکل ۸۹ ــ۹ نشان داده شده است. یک مقاومت ثابت، یک مقاومت متغیر و یک دیود مدار معادل آن را تشکیل می‌دهد.



$R_{B۱}$ را با $r_{B۱}$ و $R_{B۲}$ را با $r_{B۲}$ نیز نشان می‌دهند.

شکل ۸۹ ــ۹ــ مدار معادل UJT

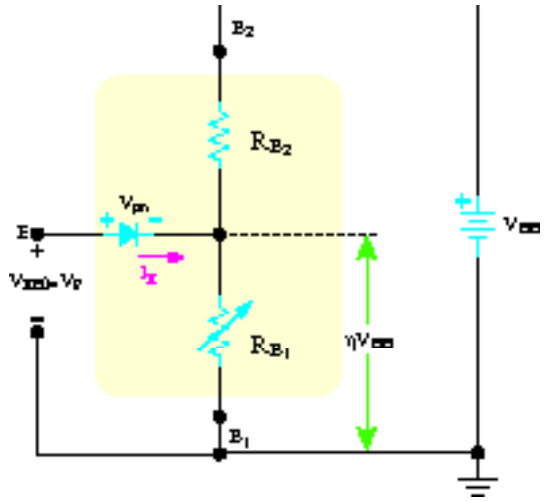
دیود در مدار معادل نشان‌دهندهٔ اتصال بین کریستال‌های P و N است. $R_{B۱}$ مقاومت داخلی دینامیکی میلهٔ سیلیکونی است که بین امیتر (E) و بیس ۱ ($B_۱$) ایجاد می‌شود. چون مقدار مقاومت $R_{B۱}$ با جریان امیتر (I_E) تغییر می‌کند لذا در شکل به‌صورت متغیر نشان داده شده است.

متناسب با مقدار I_E مقدار $R_{B۱}$ بین چند کیلواهم تا چند اهم متغیر است. $R_{B۲}$ نیز نشان‌دهندهٔ مقاومت دینامیکی بین امیتر (E) و بیس ۲ ($B_۲$) است. مقاومت کل بین دو بیس ($B_۲$،$B_۱$) از مجموع $R_{B۱}$ و $R_{B۲}$ به‌دست می‌آید. مقاومت بین دو بیس را (Inter Base Resistance) می‌نامند. و مقدار آن را از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$R_{BB} = R_{B۱} + R_{B۲}$$

۲ــ۱۱ــ۹ــ بایاس UJT : هرگاه مطابق شکل ۹۰ــ۹ منبع ولتاژ V_{BB} را بین دو بیس اتصال دهیم، ولتاژ V_{BB} بین دو مقاومت $R_{B۱}$ و $R_{B۲}$ تقسیم ولتاژ می‌شود و در دوسر مقاومت $R_{B۱}$ ولتاژی افت می‌کند که مقدار آن از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$V_{RB_۱} = \frac{V_{BB}R_{B۱}}{R_{B۱}+R_{B۲}} = \frac{V_{BB}R_{B۱}}{R_{BB}}$$



شکل ۹۰ــ۹ــ اتصال منبع ولتاژ و نحوهٔ بایاس نمودن UJT

اگر به شکل توجه کنیم، در مسیر امیتر و $B_۱$ دو ولتاژ وجود دارد. یکی افت ولتاژ دوسر $R_{B۱}$ و دیگری ولتاژ پتانسیل سد دیود EB است. اگر این ولتاژ را با V_{pn} نشان دهیم، مقدار ولتاژ مورد نیاز برای هدایت دیود EB از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$V_p = V_{RB۱} + V_{pn}$$

V_p ولتاژ هدایت دیود EB است. این ولتاژ را ولتاژ نقطهٔ اوج نیز می‌نامند.

وقتی ولتاژ امیتر بیس ۱ ($V_{EB۱}$) به V_p می‌رسد، اتصال PN هادی شده و جریان امیتر (I_E) برقرار می‌شود در این حالت حفره‌ها از امیتر (کریستال P) به داخل کریستال N تزریق شده و سبب برقراری جریانی از الکترون آزاد در کریستال N می‌شوند. به این ترتیب هدایت بین امیتر و بیس (۱) افزایش می‌یابد و مقاومت $R_{B۱}$ را کاهش می‌دهد.

۳ــ۱۱ــ۹ــ نسبت ایستادگی ذاتی در UJT

$\frac{R_{B۱}}{R_{B۱}+R_{B۲}} = \frac{R_{B۱}}{R_{BB}}$ نسبت UJT : در (**Stand of Ratio**)

را نسبت ایستادگی ذاتی (SR) می‌نامند و آن را با η نشان می‌دهند.

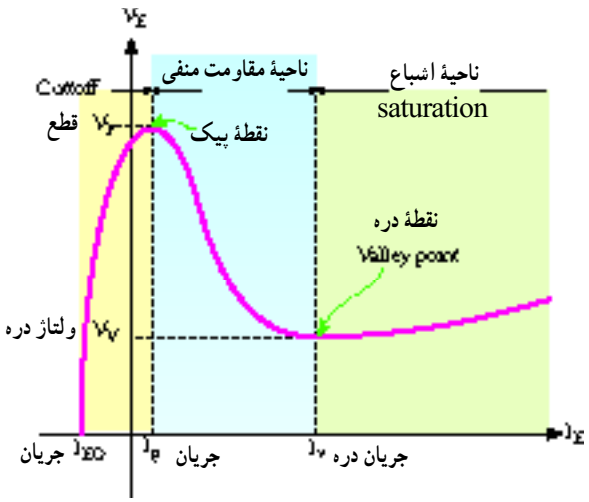
$$\text{ایستادگی ذاتی} = \eta = \left.\frac{R_{B۱}}{R_{B۱}+R_{B۲}}\right| I_E = ۰$$

η یکی از مشخصات UJT است که در برگهٔ اطلاعات مقدار آن نوشته می‌شود.

در اصل η ضریب تقسیم ولتاژ مدار معادل UJT است. محدودهٔ η بین ۰/۵ تا ۰/۸ تغییر می‌کند. مثلاً برای UJT از نوع ۲N۲۶۴۶، η برابر ۰/۶۵ است. پس در UJT ولتاژ نقطهٔ اوج برحسب η از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید :

$$V_p = \eta V_{BB} + V_{pn}$$

۴ــ۱۱ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ UJT : در شکل ۹۱ــ۹ منحنی مشخصهٔ ولت‌آمپر UJT رسم شده است. این منحنی دارای سه ناحیهٔ قطع (cutoff) ناحیهٔ مقاومت منفی Negative Resistance و ناحیهٔ اشباع (saturation) است.



شکل ۹۱ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر UJT

تا هنگامی که V_E کم‌تر از V_p است جریان ناچیز میکروآمپر از امیتر می‌گذرد. این جریان را به I_{EO} نشان می‌دهند.

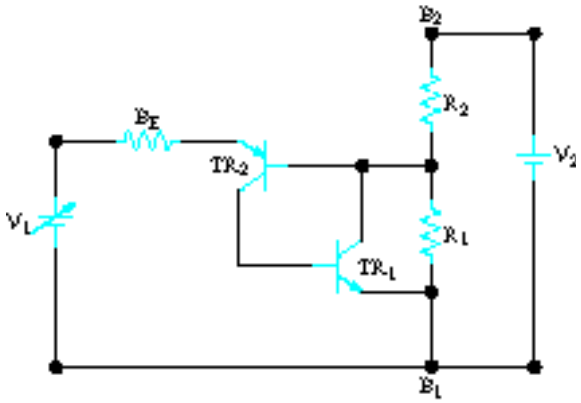
جریان I_{EO} شباهت بسیار زیادی با جریان نشتی معکوس (I_{CO}) یک ترانزیستور دوقطبی معمولی دارد. این ناحیه، همان گونه که در شکل نشان داده شده است، **ناحیهٔ قطع** نامیده می‌شود. به محض این که $V_E = V_P$ و $I_E = I_P$ شد، UJT هادی شده و I_E افزایش می‌یابد. با افزایش I_E، پتانسیل امیتر (V_E) افت خواهد کرد. این امر مقاومت منفی (Negative Resistance) را ایجاد می‌کند.

همان‌طوری که قبلاً گفته شد، این درست شبیه به کاهش مقاومت R_{B1} در راستای افزایش جریان I_E است. بنابراین UJT دارای یک ناحیهٔ مقاومت منفی است که به‌قدر کافی ثبات دارد تا با ضریب اطمینان زیاد مورد استفاده قرار گیرد. افزایش جریان I_E تا مقدار $I_E = I_V$ ادامه می‌یابد.

در این نقطه ولتاژ امیتر برابر V_V است. V اول کلمهٔ Valley به مفهوم دره است؛ بعد از نقطهٔ دره (Valley point)، قطعه در ناحیهٔ اشباع قرار می‌گیرد. در ناحیهٔ اشباع افزایش I_E افزایش کمی را در V_E ایجاد می‌کند.

نکتهٔ مهم: هنگامی که V_E برابر V_P می‌شود، جریان مدار I_P مقدار مشخصی دارد که از جریان I_V کم‌تر است. از نقطهٔ I_P به بعد ولتاژ V_E شروع به کم شدن می‌کند ولی جریان افزایش می‌یابد این حالت ویژه را اصطلاحاً مقاومت منفی می‌نامند.

۵ــ۱۱ــ۹ــ مدار معادل ترانزیستوری UJT و طرز کار آن : برای بهتر روشن شدن طرز کار UJT مدار معادل آن را با دو ترانزیستور معمولی مطابق شکل ۹۲ــ۹ درنظر می‌گیریم.



شکل ۹۲ــ۹ــ مدار معادل UJT

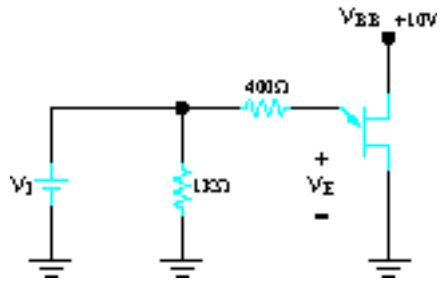
ولتاژ V_2 در حالت عادی بین دو مقاومت R_1 و R_2 تقسیم می‌شود. ولتاژ دوسر مقاومت R_1 که V_{R1} نام دارد به بیس TR_2 اعمال می‌شود. مقدار این ولتاژ از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$V_{R1} = \frac{V_2 \times R_1}{R_1 + R_2}$$

اگر ولتاژ V_1 را از صفر کم کم زیاد کنیم، تا زمانی که V_{R1} از V_1 بیش‌تر است، امیتر TR_2 نسبت به بیس آن منفی‌تر

بوده و TR_2 هیچ هدایتی ندارد. به محض این که ولتاژ V_1 به اندازهٔ تقریبی ۰/۶ ولت از V_{R1} بیش‌تر شد، ترانزیستور TR_2 هادی می‌شود. درنتیجه، جریانی از کلکتور آن می‌گذرد و وارد بیس TR_1 می‌شود در نهایت TR_1 را هم هادی می‌کند. با هادی شدن TR_1 جریان کلکتور آن وارد بیس TR_2 می‌شود و آن را به اشباع می‌برد این عمل بسیار سریع اتفاق می‌افتد و TR_1 و TR_2 یک‌دیگر را به اشباع کامل می‌برند. در این حالت، V_{R1} تقریباً به صفر می‌رسد.

مثال ۲ــ۹ : در شکل ۹۳ــ۹ با فرض $\eta = ۰/۸۵$ و $V_i = ۲۰V$، جریان امیتر در حالت ایده‌آل چه‌قدر است؟



شکل ۹۳ــ۹

پاسخ : در حالت ایده‌آل، وقتی UJT آتش می‌شود، ولتاژ امیتر را مساوی صفر درنظر می‌گیریم. لذا

$$I_E \cong \frac{۲۰V}{۴۰۰\Omega} = ۵۰mA$$

مثال ۳ــ۹ : در شکل ۹۳ــ۹ ولتاژ آتش امیتر چند ولت است؟

پاسخ : $V_E = \eta V_{BB} = ۰/۸۵ \times ۱۰ = ۸/۵V$

در عمل، باید V_E اندکی از ۸/۵ ولت بیش‌تر باشد تا دیود امیتر روشن شود.

مثال ۴ــ۹ : در شکل ۹۳ــ۹ جریان دره $I_V = ۷mA$ و ولتاژ امیتر متناظر با این نقطه برابر ۱ ولت است. ولتاژ تغذیهٔ امیتر چه‌قدر باید باشد تا ترانزیستور تک پیوندی قطع شود؟

پاسخ : با کاهش دادن ولتاژ تغذیهٔ 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 تغذیهٔ امیتر در این حالت برابر است با :

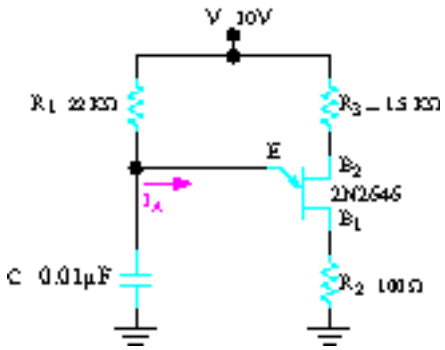
$$V_i = ۱V + (۷mA \times ۴۰۰\ \Omega) = ۳/۸V$$

وقتی V از ۳/۸ ولت کم‌تر شود، ترانزیستور تک‌پیوندی قطع می‌گردد. پس از آن، لازم است V را تا بیش‌تر از ۸/۵ V بالا ببریم تا ترانزیستور تک‌پیوندی وصل شود.

۱۲ــ۹ــ کاربردهای UJT

از ترانزیستور UJT در نوسان‌سازها، مدارهای تریگر، کنترل‌کننده‌های فاز و مدارهای تایمر استفاده می‌شود، در این قسمت دو مورد از کاربردهای مهم UJT را توضیح می‌دهیم.

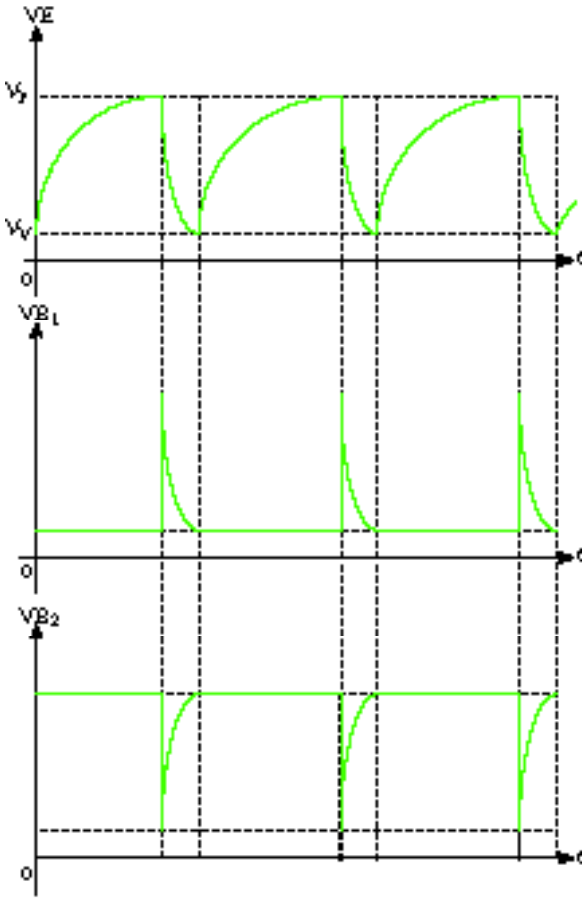
۱ــ۱۲ــ۹ــ نوسان‌ساز UJT : در شکل ۹۴ــ۹ مدار یک نوسان‌ساز با ترانزیستور UJT نشان داده شده است.



شکل ۹۴ــ۹ــ مدار نوسان‌ساز UJT

طرز کار مدار با توجه به مطالب گفته شده به شرح زیر است. با وصل شدن خط تغذیهٔ V، جریان از طریق مقاومت R_1، خازن C را به آهستگی شارژ می‌کند. با شارژ خازن، ولتاژ امیتر UJT (ولتاژ دوسر خازن) افزایش می‌یابد. به محض این که V_E به حدی می‌رسد که بتواند UJT را هادی کند، خازن C از طریق EB_1 و مقاومت R_2 به سرعت خالی می‌شود. این جریان ممکن است ترانزیستور را بسوزاند لذا مقاومت R_2 جریان ناشی از خالی شدن خازن را محدود می‌کند. ثابت زمانی شارژ خازن مساوی R_1C و ثابت زمانی دشارژ آن مساوی $(R_{B1} + R_2)C$ است. فرکانس موج‌های ایجاد شده با مقادیر R_1، C، R_2، R_{B1} و R_{B2} بستگی دارد.

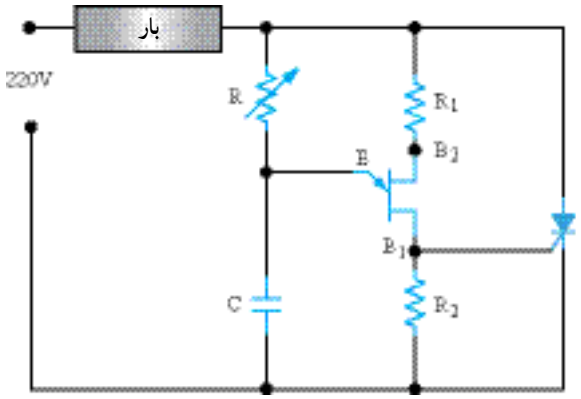
شکل موج پایه‌های E، B_1 و B_2 در شکل ۹۵ــ۹ نشان داده شده است. مقاومت R_2 در تغییر فرکانس نقش کمی دارد که به علت کم بودن این نقش، از آن صرف‌نظر شده است.



شکل ۹۵ــ۹ــ شکل موج امیتر، بیس ۱ و بیس ۲

۲ــ۱۲ــ۹ــ راه اندازی SCR با ترانزیستور تک‌پیوندی

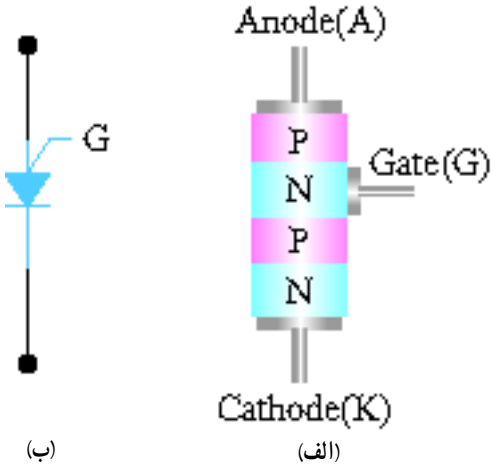
: در شکل ۹۶ــ۹ مدار تحریک SCR با نوسان‌ساز UJT نشان داده شده است. بار این مدار ممکن است موتور، لامپ، گرم‌کن یا وسیله‌ای دیگر باشد. با تغییر دادن مقاومت R، می‌توان ثابت زمانی RC و نقطه‌ای را که UJT در آن‌جا به‌کار می‌افتد، تغییر داد. بدین ترتیب، زاویهٔ آتش SCR کنترل می‌شود.



شکل ۹۶ــ۹ــ مدار راه‌انداز SCR با ترانزیستور UJT

۱۳ــ۹ــ ترانزیستور تک قطبی قابل برنامه‌ریزی PUT (Programmable UniJunction Transistor) :

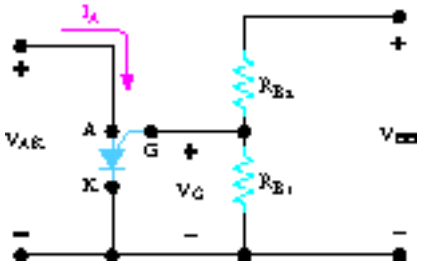
PUT یک ترانزیستور تک‌قطبی قابل برنامه‌ریزی، تریستوری با سه‌پایه است. ساختمان داخلی آن از چهارلایهٔ نیمه‌هادی نوع P و N تشکیل شده است. برخلاف تشابه اسمی که بین PUT و UJT وجود دارد ساختمان داخلی و شیوهٔ کار آن‌ها کاملاً متفاوت و تا حدودی مشابه دیودهای ۴لایه است. در شکل ۹۷ــ۹ــالف ساختمان کریستالی PUT نشان داده شده است. در شکل ۹۷ــ۹ــ ب نماد (علامت اختصاری) PUT را مشاهده می‌کنید.



شکل ۹۷ــ۹ــ ساختمان کریستالی و نماد PUT

همان‌طوری که در شکل ۹۷ــ۹ مشاهده می‌شود، این قطعهٔ چهارلایه PNPN و یک گیت دارد که گیت به لایهٔ N میانی متصل است. این قطعه در واقع نوعی SCR از نوع گیت آندی

است نحوهٔ بایاس کردن PUT در شکل ۹۸ ــ۹ نشان داده شده است.



شکل ۹۸ــ۹ــ روش تغذیه در PUT

۱ــ۱۳ــ۹ــ تنظیم ولتاژ تحریک PUT

(Setting the trigger Voltage) : منبع ولتاژ V_{BB} توسط R_{B1} و R_{B2} تقسیم ولتاژ شده و ولتاژ دوسر R_{B1} پتانسیل گیت را تشکیل می‌دهد.

$$V_G = V_{RB_1} = \frac{V_{BB}R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} = \eta V_{BB}$$

همان طور که مشاهده می شود پتانسیل گیت نسبت به کاتد همواره مثبت است. وقتی ولتاژ آند حدود ۰/۷ ولت بیش‌تر از پتانسیل گیت شود، اتصال PN موجود بین آند و گیت هادی می‌شود و PUT را روشن می‌کند.

ولتاژ وصل PUT از رابطهٔ زیر محاسبه می‌شود :

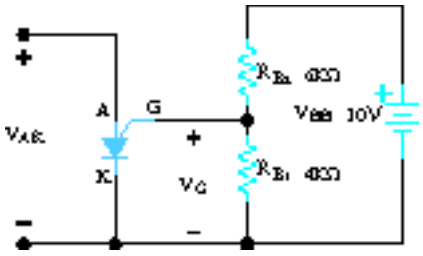
$$V_P = V_A = \frac{V_{BB}R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} + V_{PN}$$

$$V_P = V_A = \eta V_{BB} + V_{PN}$$

V_P ولتاژ نقطهٔ اوج نام دارد و V_{PN} حدود ۰/۷ ولت است.

زمانی که ولتاژ آند PUT کاهش می‌یابد و اتصال PN بین آند و کاتد در حالت قطع قرار می‌گیرد، PUT خاموش می‌شود. اصطلاح «قابل‌برنامه‌ریزی» از آن روبه‌کار می‌رود که مقادیر R_{BB}، η و V_P به‌وسیلهٔ مقاومت‌های R_{B1} و R_{B2} و منبع تغذیهٔ V_{BB} تعیین می‌شود و قابل برنامه‌ریزی است.

مثال ۵ــ۹ : در مدار شکل ۹۹ــ۹ اگر ولتاژ اتصال PN بین آند و گیت ۰/۷ ولت باشد، V_A به چه مقداری برسد PUT روشن می‌شود؟



شکل ۹۹ــ۹

پاسخ : ولتاژ گیت از تقسیم ولتاژ V_{BB} بین R_{B1} و R_{B2} به‌دست می‌آید.

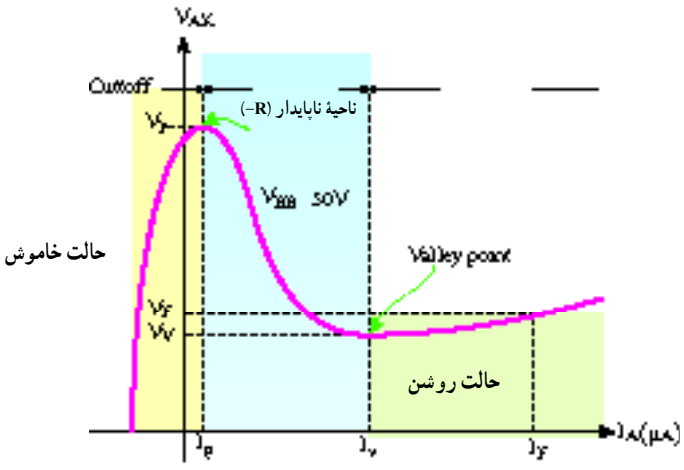
$$V_G = \frac{V_{BB}R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}} = \frac{10\times 4}{6+4} = 4V$$

ولتاژ روشن شدن PUT برابر است با :

ولت $V_P = V_A = V_G + V_{PN} = 4 + 0/7 = 4/7$

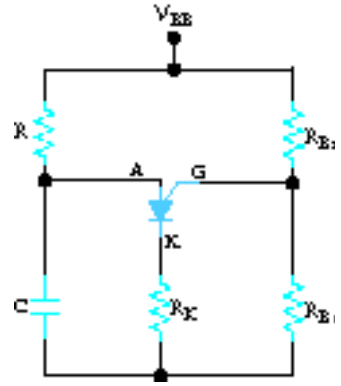
۲ــ۱۳ــ۹ــ منحنی مشخصهٔ ولت آمپر PUT :

منحنی مشخصهٔ PUT شبیه منحنی مشخصهٔ ولت آمپر UJT است . در شکل ۱۰۰ــ۹ این منحنی را مشاهده می کنید. تا زمانی که V_{AK} به مقدار ولتاژ V_P نرسد، PUT در حالت قطع قرار دارد. هنگامی که $V_{AK} > V_P$ شود، PUT هادی می‌شود و جریان آند (I_A) افزایش می‌یابد و باعث کاهش V_{AK} می‌شود. به این ترتیب ناحیهٔ مقاومت منفی در $V_{AK} > V_V$ و $I_A < I_V$ به‌وجود می‌آید. در $I_A > I_V$ ، PUT در ناحیهٔ روشن کار می‌کند.



شکل ۱۰۰ــ۹ــ مشخصه‌های PUT

۳ــ۱۳ــ۹ــ نوسان ساز PUT : در شکل ۱۰۱ــ۹ 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 دوسر خازن به V_P می‌رسد، PUT روشن می‌شود و جریان I_P در PUT برقرار می‌گردد.



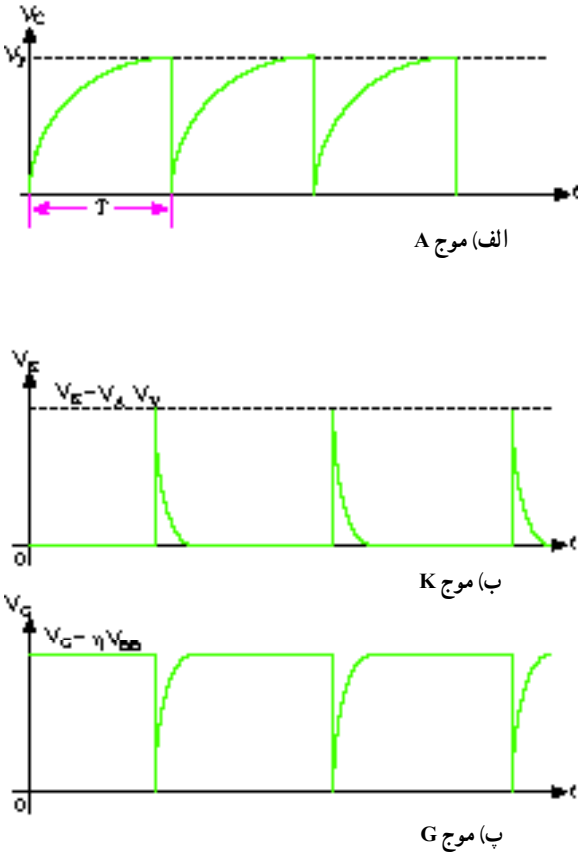
شکل ۱۰۱ــ۹ــ مدار نوسان‌ساز PUT

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 می شود و سیکل شارژ دوباره تکرار می‌گردد. پریود نوسانات مدار به C، R و R_{B1} و R_{B2} ارتباط دارد.

ولتاژ V_P از رابطهٔ زیر قابل محاسبه است :

$$V_P = \eta V_{BB} + ۰/۷ \Rightarrow \eta V_{BB} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB}$$

در شکل ۱۰۲ــ۹ شکل موج پایه‌های PUT نشان داده شده است.



شکل ۱۰۲ــ۹ــ شکل موج‌های قسمت‌های مختلف نوسان‌ساز PUT

۱۴ــ۹ــ الگوی پرسش

کامل کردنی

۱ــ۱۴ــ۹ــ UJT اول کلمات انگلیسی ....است.

۲ــ۱۴ــ۹ــ UJT را می‌توان معادل یک ..... و دو مقاومت درنظر گرفت.

جورکردنی

۳ــ۱۴ــ۹ــ نام هر قطعه را به نماد آن اتصال دهید.

UJT

PUT

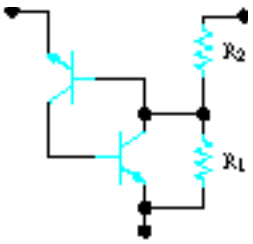
صحیح یا غلط

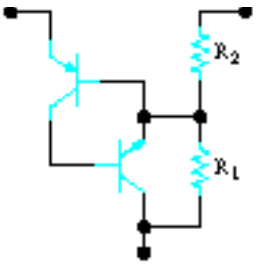
۴ـ۱۴ـ۹ـ در UJT نسبت $\frac{R_{B1}}{R_{B1}+R_{B2}}\Big|_{I_E=0}$ را نسبت ایستادگی ذاتی می‌نامند.

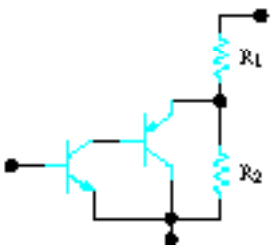
صحیح ☐ غلط ☐

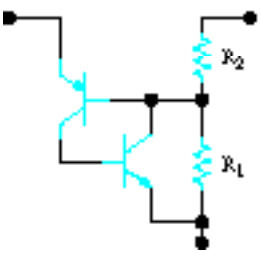
چهارگزینه‌ای

۵ـ۱۴ـ۹ـ مدار معادل ترانزیستوری UJT کدام است؟

۱)


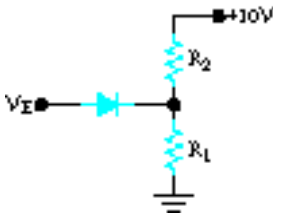
۲)


۳)


۴)


۶ـ۱۴ـ۹ـ اگر V_E در مدار شکل ۱۰۳ـ۹ برابر ۴/۷ ولت شود UJT روشن می‌شود. ضریب تقسیم UJT (η) کدام است؟ V_{PN} = ۰/۷ ولت

۱) ۰/۴ ۲) ۰/۵ ۳) ۰/۶ ۴) ۰/۷



شکل ۱۰۳ـ۹

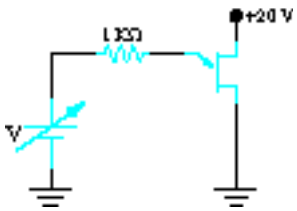
تشریحی و محاسباتی

۷ـ۱۴ـ۹ـ ساختمان کریستالی و معادل ترانزیستوری UJT را رسم کنید.

۸ـ۱۴ـ۹ـ نسبت ایستادگی ذاتی در UJT را شرح دهید.

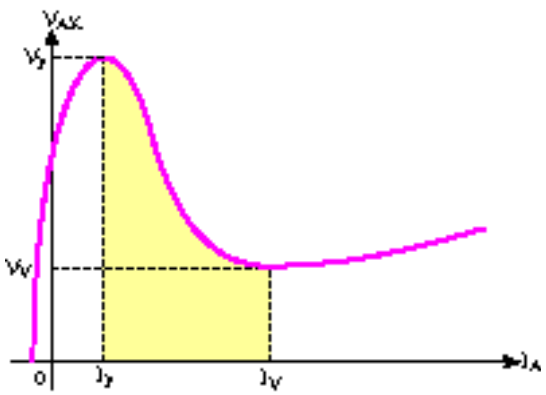
۹ـ۱۴ـ۹ـ در یک UJT، $R_{B2}=2/5\,k\Omega$ و $R_{B1}=4k\Omega$ است، مقدار η را محاسبه کنید.

۱۰ـ۱۴ـ۹ـ در شکل ۱۰۴ـ۹ فرض کنید ۰/۶۳ = η است. اگر ۰/۷ ولت در دوسر دیود امیتر افت کند، حداقل مقدار V که ترانزیستور UJT را روشن می‌کند، چه‌قدر است؟



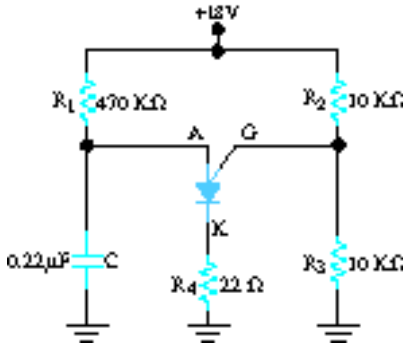
شکل ۱۰۴ـ۹

۱۱ـ۱۴ـ۹ـ با توجه به منحنی مشخصهٔ شکل ۱۰۵ـ۹ منظور از ناحیهٔ ناپایدار PUT چیست؟



شکل ۱۰۵ـ۹

۱۲ـ۱۴ـ۹ـ در شکل ۱۰۶ـ۹ ولتاژ خازن (V_A) به چند ولت برسد، PUT وصل می‌کند؟ V_D = ۰/۷ولت است.

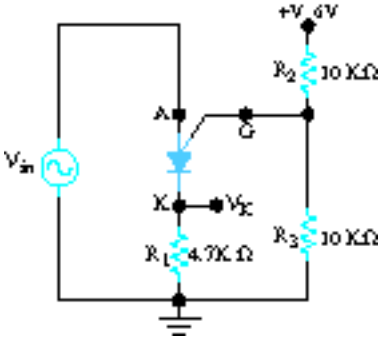


شکل ۱۰۶ـ۹

۱۳ـ۱۴ـ۹ـ با توجه به شکل ۱۰۷ـ۹

الف) اگر دامنهٔ سیگنال سینوسی ورودی ۵ ولت باشد، PUT به ازای چه مقدار از دامنهٔ ولتاژ ورودی وصل می‌کند؟ V_D = ۰/۷ ولت است.

ب) در نیم‌سیکل منفی PUT وصل است یا قطع؟



شکل ۱۰۷ـ۹

۱۴ـ۱۴ـ۹ـ یکی از تفاوت‌های دو ترانزیستور PUT و UJT را شرح دهید.

منابع و مآخذ

ردیف	مؤلف	ناشر	سال چاپ	نام کتاب
۱	Tomas Floyd	Mac grow hill	۲۰۰۵	
۲	Robert Boilstad luis Nashlasky	Prentice – Hall	۲۰۰۵	Electronic Devices and circuit theory
۳	Marthin H Jones	Cambridge University Press	۲۰۰۱	Apractical introduction to electronic circuits
۴	بهزاد رضوی و ...	باستان	–	روش‌های الکترونیک از تئوری تا عملی
۵	خلیل مافی‌نژاد	آستان قدس	۱۹۷۶	طراحی مدارهای عملی الکترونیک
۶	غلامحسین نصری	شرکت چاپ و نشر کتاب‌های درسی ایران	۱۳۷۸	الکترونیک عمومی ۲
۷	محمود همتایی و ...	مجتمع آموزشی عالی شهید شمسی‌پور	۱۳۷۸	الکترونیک عملی