

كتاب الكترونيک او ۲ مارس

تهیه شده در الکترونیک باز | مرجع دانلود الکترونیک

www.gselectronic.ir

تهریه و تنظیم: صادق حیدری فراهانی

Sadegh.heidari.farahani@gmail.com

فصل هفتم



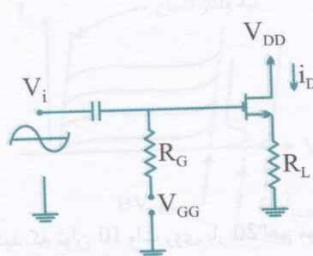
فصل ۷ تقویت کننده‌های توان

مقدمه

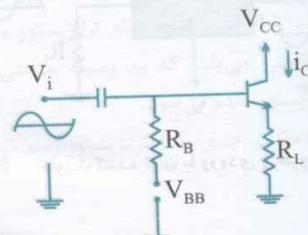
طبقه خروجی یک تقویت‌کننده باید قادر باشد توان مورد نیاز بار را با کمترین اعوجاج تأمین کند. طبقه خروجی باید مقاومت خروجی کم داشته باشد تا آنکه بهره ولتاژ نسبت به تغییرات جریان بار تا حد ممکن ثابت بماند. طبقه خروجی باید توان تلفاتی کمی داشته باشد و یا به عبارتی بازده تقویت‌کننده زیاد باشد تا مصرف منبع تغذیه به حداقل برسد. در تقویت‌کننده‌های توان زیاد غالباً از ترانزیستور BJT استفاده می‌شود؛ زیرا ترانزیستورهای ماسفت تلفات زیادی ایجاد می‌کنند.

۱-۷ دسته‌بندی تقویت‌کننده‌های توان

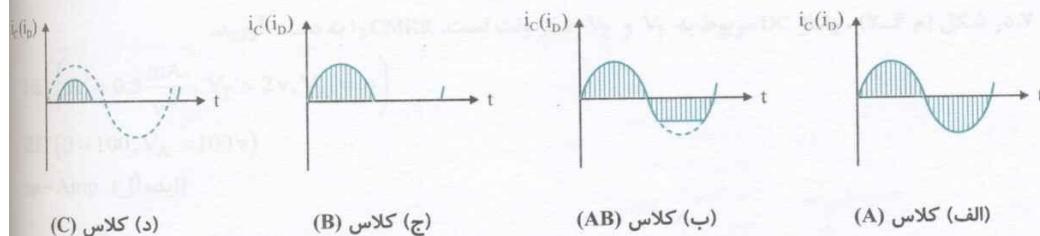
تقویت‌کننده کلکتور مشترک شکل (۱-۷) و تقویت‌کننده درین مشترک شکل (۲-۷) را که ولتاژ بایاس V_{BB} و یا V_{GG} دارند، در نظر بگیرید. موج ورودی را سینوسی فرض کنید. بر حسب مقدار بایاس اعمال شده، جریان کلکتور یا جریان درین می‌تواند یکی از شکل‌های (۳-۷) (الف تا د) را داشته باشد.



شکل ۲-۷



شکل ۱-۷

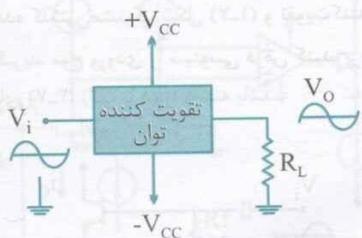
شکل ۳-۷ چهار نوع جریان ترانزیستور بر حسب مقدار ولتاژ بایاس V_{BB} یا V_{GG}

اگر جریان بایاس (I_Q) به گونه‌ای باشد که نیم‌سیکل‌های مثبت و منفی بدون بریدگی ایجاد شوند، تقویت‌کننده توان را کلاس A یا رده A می‌نامند. اگر جریان بایاس صفر باشد، فقط نیم‌سیکل در خروجی وجود دارد، شکل (ج). اگر جریان بایاس به گونه‌ای باشد که یکی از نیم‌سیکل‌ها کامل و نیم‌سیکل دیگر ناقص در خروجی باشد، کلاس AB است. در کلاس (C) مطابق شکل (د) جریان بایاس ترانزیستور صفر است و ولتاژ بایاس کمتر از ولتاژ آستانه هدایت یعنی کمتر از V_{Th} یا V_{BE} است. این صورت مدتی طول می‌کشد تا دامنه موج ورودی بتواند هدایت ترانزیستور را آغاز کند. درنتیجه فقط بخشی از یکی از نیم‌سیکل‌ها در خروجی وجود دارد.

وقتی صحبت از تقویت‌کننده توان به میان می‌آید، غالباً توجه به توان‌های چندده واتی یا بیشتر جلب می‌شود. در حالی که به عنوان مثال، در تقویت‌کننده‌های عملیاتی (مدارهای مجتمع) حداکثر توان خروجی تا چندصد میلی‌وات بیشتر نیست، گرچه تقویت‌کننده‌های مجتمع با توان زیاد هم ساخته می‌شوند. تقویت‌کننده‌های توان بر حسب کاربرد، پاسخ فرکانسی مختلفی دارند. تقویت‌کننده‌های فرستنده باند UHF چند کیلوواتی هم‌اکنون در حال کار هستند.

۲-۷ پارامترهای مورد نظر در تقویت‌کننده‌های توان

در شکل (۴-۷) تقویت‌کننده توانی ملاحظه می‌شود که دارای ولتاژ تغذیه $\pm V_{CC}$ با ورودی سینوسی و مقاومت بار R_L است.



شکل ۴-۷ تقویت‌کننده توان با ورودی و خروجی سینوسی

فرض کنید که توان 10 وات روی بار 20 اهم مورد نیاز باشد، در این صورت:

$$P_o = V_{rms} \cdot i_{rms} = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L}$$

$$10W = \frac{\hat{V}_o^2}{40\Omega}$$

$$\hat{V}_o = 20V$$

$$\hat{I}_o = \frac{20V}{20\Omega} = 1 \text{ Amp}$$

ولتاژ تغذیه باید بیشتر از $20 \pm$ ولت باشد. ترانزیستور باید بتواند جریان بیشتر از 1 آمپر را بدون آسیب دیدن از خود عبور بدهد.

بارامترهای زیر در تقویت کننده توان مورد توجه هستند:

$$\hat{P}_o = \hat{P}_{ac} : \text{حداکثر توان انتقال یافته روی بار}$$

$$\hat{P}_S = \hat{P}_{SUPPLY} : \text{حداکثر توان مصرف شده به وسیله منبع تغذیه}$$

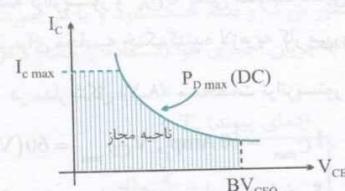
$$\eta \% = \frac{\hat{P}_o}{\hat{P}_S} \times 100 : \text{حداکثر بازده بخش توان (بر حسب درصد)}$$

$$\hat{P}_D = \hat{P}_{Dissipation} : \text{حداکثر توان تلفشده به وسیله ترانزیستور خروجی}$$

این پارامتر برای محاسبه خنک کننده لازم مورد توجه است.

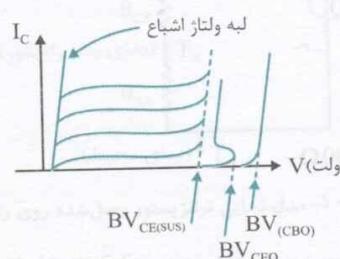
$$\hat{V}_{CE}(\hat{V}_{DS}) : \text{حداکثر ولتاژ کلکتور امیتر یا درین سورس که دو سر ترانزیستور واقع می‌شود و ترانزیستور باید تحمل آن را داشته باشد.}$$

$$\hat{I}_C(\hat{I}_D) : \text{حداکثر جریان کلکتور یا درین در ترانزیستور قدرت. این ترانزیستورها باید قابلیت ایستادگی در این جریان ماکریم مدار را داشته باشند.}$$



در شکل (۵-۷) منحنی I_C ، V_{CE} و P_D در یک ترانزیستور دیده می‌شود. این منحنی به وسیله سازنده ترانزیستور ارائه می‌شود.

شکل ۵-۷ محدوده ولتاژ - جریان و توان



شکل ۶-۷ مقادیر حدی ولتاژ در یک نوع ترانزیستور

در شکل (۶-۷) ناحیه مجاز کار به صورت هاشورخورده نشان داده شده است. با افزایش دمای بدن ترانزیستور مقدار مجاز توان تلفاتی کاهش می‌یابد که به وسیله منحنی در برگه مشخصات ترانزیستور دیده می‌شود.

در شکل (۶-۷) مقادیر حدی ولتاژ ترانزیستور رسم شده است:

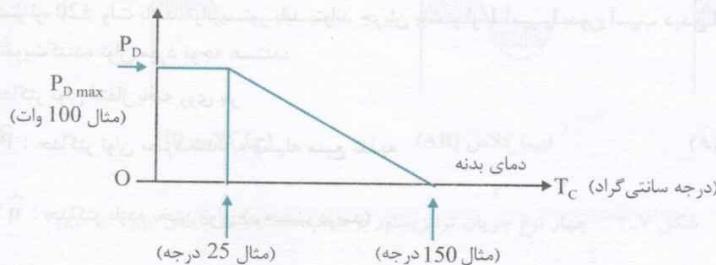
BV_{CB} : ولتاژ شکست کلکتور - بیس است که ولتاژ تکثیر به همین پیوند کلکتور بیس در حالت امیتر باز است.

BV_{CE_0} : ولتاژ شکست کلکتور - امیتر با حالت بیس باز است.

$BV_{CE(SUS)}$: ولتاژ شکست کلکتور - امیتر با جریان بیس ثابت است.

میزان مجاز جریان قابل عبور از ترانزیستور $I_{D_{max}}$ یا $I_{C_{max}}$ است که در برگه مشخصات ترانزیستور آورده می‌شود. افزایش جریان ترانزیستور از مقدار حدی ذکر شده سبب تخریب ترانزیستور می‌شود.

حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور بر حسب دمای بدن در شکل (۷-۷) نشان داده شده است. چنین منحنی در برگه مشخصات ترانزیستور دیده می‌شود.



شکل ۷-۷ منحنی تغییرات تلفات مجاز (P_D) بر حسب دمای بدن

در شکل (۷-۷)، حداکثر توان تلفاتی یک نوع ترانزیستور 100 وات تا دمای بدن 25 درجه سانتی گراد است. هرگاه ترانزیستور به سبب عبور جریان یا عامل بیرونی یا هر دو، گرمتر از 25 درجه شود، توان تلفات مجاز مطلق منحنی کمتر می‌شود. در شکل (۷-۷)، اگر دمای بدن ترانزیستور 150 درجه سانتی گراد باشد، توانایی توان تلفاتی $P_D = (V_{CE} \cdot I_C)$ برابر با صفر وات است. یعنی کوچکترین جریان عبوری از ترانزیستور سبب سوختن ترانزیستور می‌شود مگر آنکه بدن ترانزیستور به نحوی خنک شود. از مشخصات دمایی ترانزیستور می‌توان $T_{J_{max}}$ یعنی حداکثر توانایی دمای پیوند کلکتور بیس و θ_{JC} یعنی مقاومت دمایی پیوند تا بدن ترانزیستور و θ_{CA} یعنی مقاومت دمایی بین بدن ترانزیستور و محیط هم‌جوار ترانزیستور را نام برد.

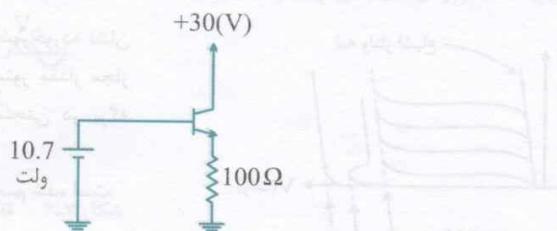
این مقادیر برای محاسبه خنک‌کننده لازم به کار می‌روند و در برگه مشخصات ترانزیستور ذکر می‌شوند.

مثال ۱: در مدار شکل (۸-۷)، مشخصات ترانزیستور عبارت‌اند از:

$$T_{C_{max}} = 150^{\circ}\text{C}, P_{D_{max}} = 100 \text{ W} \quad (\text{در دمای } 25 \text{ درجه}) \quad \theta_{CA} = 80 \frac{{}^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, I_{C_{max}} = 10 \text{ Amp}, V_{CE_{max}} = 60 \text{ (V)}$$

آیا این ترانزیستور به خنک‌کننده نیاز دارد یا خیر؟

دمای محیط اطراف ترانزیستور را 50 درجه سانتی گراد منظور کنید.



شکل ۸-۷

حل:

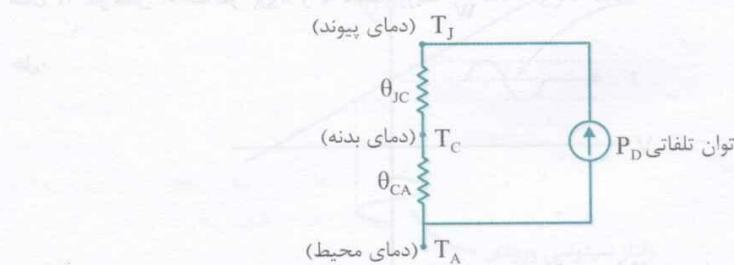
$$I = \frac{V_E}{R_E} = 100 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 20 \text{ (V)}$$

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C = 2 \text{ W}$$

(۸-۷)

مدار معادل دمایی ترانزیستور به صورت شکل (۹-۷) است.



شکل ۹-۷ مدل دمایی ترانزیستور

با توجه به شکل (۹-۷)

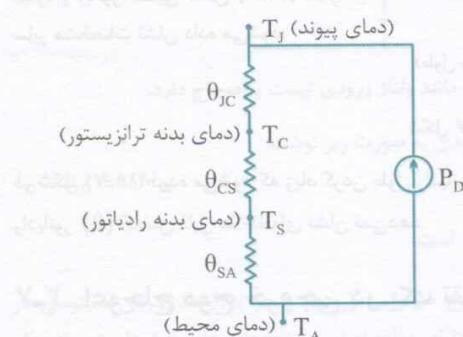
$$T_C - T_A = P_D (\theta_{CA}) \quad (9-7)$$

$$T_C - 50^\circ = 2 W (80)$$

$$T_C = 210^\circ C$$

این محاسبات نشان می‌دهد که دمای بدن ترانزیستور به ۲۱۰ درجه سانتی‌گراد می‌خواهد برسد. چون $T_{C_{max}} = 150^\circ$ است، بنابراین بدون خنک‌کننده خواهد سوت، برای خنک کردن بدن ترانزیستور می‌توان ترانزیستور را روی یک خنک‌کننده (رادیاتور) یا گرماخور مناسب وصل کرد تا سطح تماس دمایی ترانزیستور بزرگ و بدن خنک شود و یا در صورت کوچک بودن فضای لازم برای رادیاتور، می‌توان با استفاده از رادیاتور کوچک‌تر همراه با جریان اجباری هوا (استفاده از پنکه) ترانزیستور را تا حد مجاز خنک کرد.

در شکل (۱۰-۷) مدل دمایی ترانزیستور وصل شده روی یک نوع رادیاتور نشان داده شده است.



شکل ۱۰-۷ مدل دمایی ترانزیستور وصل شده روی رادیاتور

در شکل (۱۰-۷) دمای بدن رادیاتور T_S و مقاومت دمایی ماده واسط θ_{CS} بین بدن ترانزیستور و خنک‌کننده (رادیاتور) است، این ماده واسط غالباً پولک از جنس میکا و یا خمیر سیلیکون و یا مجموعه هر دو است. مقاومت دمایی رادیاتور مصرف شده است که باید محاسبه و طرح شود.

با توجه به شکل (۱۰-۷) داریم:

$$T_J - T_A = P_D (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) \quad (10-7)$$

$$T_C - T_A = P_D (\theta_{CS} + \theta_{SA}) \quad (10-8)$$

مثال ۲: در مثال ۱، حداکثر θ_{SA} را به دست آورید. $\theta_{CS} = 0.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ است.

حل:

$$T_C - T_A = P_D (\theta_{CS} + \theta_{SA})$$

$$150^{\circ} - 50^{\circ} = 2 \text{ W} (0.1 + \theta_{SA})$$

$$\theta_{SA} = 50 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

در این صورت اگر مقاومت گرمایی گرماخور (رادیاتور) کوچکتر از ۵۰ سانتی گراد باشد، دمای بدنه در توان تلفاتی ۲ وات به

کمتر از ۱۵۰ درجه سانتی گراد می‌رسد و ترانزیستور نمی‌سوزد.

مقدار مقاومت گرمایی رادیاتور (θ_{SA}) به پارامترهای زیر وابسته است:

شكل رادیاتور

اندازه رادیاتور

رنگ رادیاتور

جنس رادیاتور

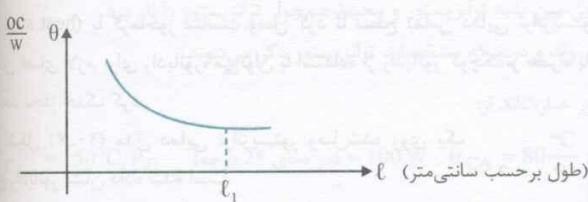
روش نصب رادیاتور

در برگه مشخصات رادیاتورهای ساخته شده،

منحنی تغییرات مقاومت گرمایی برحسب

اندازه رادیاتور مطابق شکل (۱۱-۷) همراه با

سایر مشخصات نشان داده می‌شود:



شکل ۱۱-۷ منحنی تغییرات مقاومت دمایی یک نوع رادیاتور برحسب طول آن

در شکل (۱۱-۷) دیده می‌شود که زیاد کردن طول رادیاتور به بیشتر از l_1 بی‌فایده است؛ زیرا بیشتر از طول l_1 ، مقاومت دمایی رادیاتور (θ) کاهش قابل ملاحظه‌ای نشان نمی‌دهد.

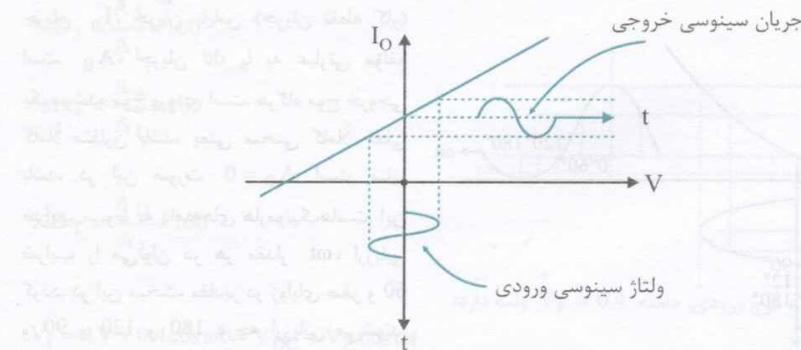
۳-۷ اعوجاج موج خروجی در یک تقویت‌کننده

در یک تقویت‌کننده ایده‌آل، شکل موج ورودی و خروجی باید یکسان باشند. هرگونه انحراف در شکل موج خروجی نسبت به شکل موج ورودی به عنوان اعوجاج خروجی مطرح می‌شود. اعوجاج خروجی هم به سبب مشخصات غیر خطی ترانزیستور و هم به سبب پاسخ فرکانسی مدار است. زیرا یک مدار تمام فرکانس‌های موج ورودی را به یک اندازه در خروجی ایجاد نمی‌کند.

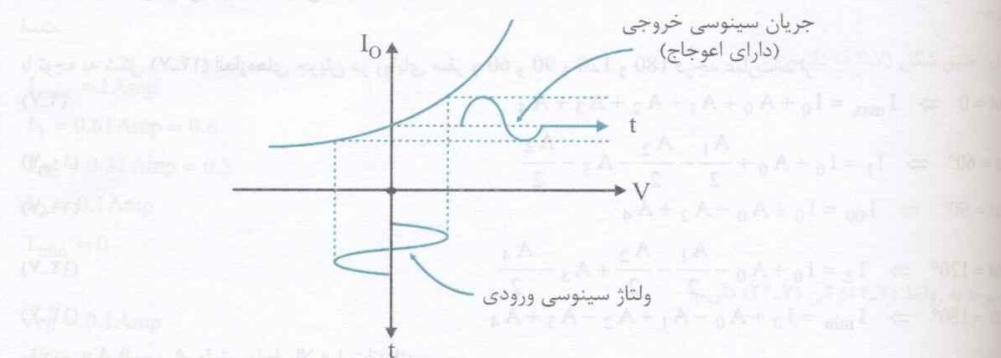
تقویت‌کننده‌های با فیدبک هم در شرایطی، موج خروجی اعوجاج دارد. با روش‌هایی می‌توان از اعوجاج‌ها تا حدودی جلوگیری کرد. مسایل مربوط به پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده‌های با فیدبک، در مباحث الکترونیک ۳ مورد توجه قرار می‌گیرند.

در شکل (۱۲-۷) جریان خروجی برحسب ولتاژ سینوسی ورودی در حالت ایده‌آل در یک تقویت‌کننده نشان داده شده است.

در شکل (۱۳-۷) جریان خروجی برحسب ولتاژ سینوسی ورودی در یک تقویت‌کننده واقعی دیده می‌شود.



شکل ۱۲-۷ به سبب منحنی خطی، جریان خروجی مانند ولتاژ ورودی است و اعوجاج وجود ندارد.



شکل ۱۳-۷ به سبب منحنی غیر خطی، جریان خروجی مانند ولتاژ ورودی نیست و اعوجاج دارد.

در شکل (۱۲-۷) و (۱۳-۷)، می‌توان جریان خروجی را برحسب ولتاژ ورودی به صورت زیر نوشت:

$$I_o = a_0 + a_1 V_{in} \quad (5-7)$$

جریان خروجی با $V_{in} = 0$ و a_1 شیب منحنی ادمیتانس $\frac{I_o}{V_{in}}$ است.

در شکل (۱۳-۷) به سبب غیر خطی بودن منحنی ادمیتانس، موج سینوسی ورودی منجر به ایجاد جریان سینوسی در خروجی نمی‌شود و درنتیجه جریان خروجی اعوجاج دارد. موج خروجی دارای مؤلفه اصلی و مؤلفه‌های هارمونیک‌هاست. برای یک موج ورودی معین، هارمونیک‌های ناشی از دامنه و فاز مقادیر معینی نسبت به مؤلفه اصلی دارند.

طبق شکل (۱۳-۷) می‌توان جریان خروجی را به صورت سری هارمونیکی نوشت:

$$i_o = a_0 + a_1 V_i + a_2 V_i^2 + \dots + a_n V_i^n \quad (6-7)$$

اگر فقط سه جمله اول در نظر گرفته شوند، دامنه‌های هارمونیک اول (مؤلفه اصلی) و هارمونیک دوم را می‌توان به دست آورد. اگر

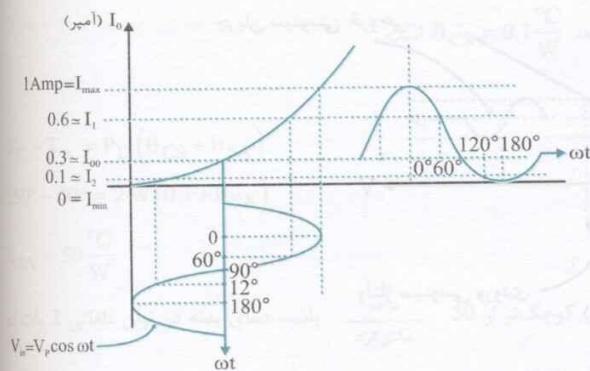
پنج جمله اول مورد نظر باشند تا هارمونیک چهارم را می‌توان ارزیابی کرد.

فرض کنید در یک تقویت‌کننده کلاس A ولتاژ ورودی سینوسی باشد:

$$V_i = V_p \cos \omega t \quad (7-7)$$

با جایگزین کردن (۷-۷) در (۶-۷) داریم:

$$i_o = I_0 + A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (8-7)$$

شکل ۱۴-۷ منحنی I_0 به V_{in} در یک ترانزیستور توان

جریان I_0 ، جریان بایاس (جریان نقطه کار) است. A_0 ، جریان dc یا به عبارتی مؤلفه یکسوشده موج ورودی است. هرگاه موج خروجی کاملاً متناظر باشد، یعنی منحنی کاملاً خطی باشد، در این صورت $A_0 = 0$ است. سایر ضرایب مربوط به دامنه‌های هارمونیک‌هاست. این ضرایب را می‌توان در هر مقدار ωt ارزیابی کرد. در این مبحث، مقادیر مربوط به زوایای صفر و 60° و 90° و 120° و 180° در رابطه ($14-7$) در زوایای گفته شده بالا در شکل (۱۴-۷) نشان داده شده است.

با توجه به شکل (۱۴-۷) اندازه‌های جریان در زوایای صفر و 60° و 90° و 120° و 180° درجه عبارتند از:

$$\omega t = 0 \Rightarrow I_{\max} = I_0 + A_0 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 \quad (9-7)$$

$$\omega t = 60^\circ \Rightarrow I_1 = I_0 + A_0 + \frac{A_1}{2} - \frac{A_2}{2} - A_3 - \frac{A_4}{2} \quad (10-7)$$

$$\omega t = 90^\circ \Rightarrow I_{00} = I_0 + A_0 - A_2 + A_4 \quad (11-7)$$

$$\omega t = 120^\circ \Rightarrow I_2 = I_0 + A_0 - \frac{A_1}{2} - \frac{A_2}{2} + A_3 - \frac{A_4}{2} \quad (12-7)$$

$$\omega t = 180^\circ \Rightarrow I_{\min} = I_0 + A_0 - A_1 + A_2 - A_3 + A_4 \quad (13-7)$$

مقادیر A_0 الی A_4 طبق روابط بالا عبارتند از:

$$A_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min} + 2(I_1 + I_2)}{6} - I_0 \quad (14-7)$$

$$A_1 = \frac{I_{\max} - I_{\min} + (I_1 - I_2)}{3} \quad (15-7)$$

$$A_2 = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2I_0}{4} \quad (16-7)$$

$$A_3 = \frac{I_{\max} - I_{\min} - 2(I_1 - I_2)}{6} \quad (17-7)$$

$$A_4 = \frac{(I_{\max} + I_{\min}) - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12} \quad (18-7)$$

چون هارمونیک‌ها در فرکانس‌های مختلف هستند، دامنه آن‌ها را نمی‌توان به طور مستقیم با یکدیگر جمع کرد. دامنه معادل سیگнал ناخواسته (AD) را تقریباً می‌توان با رابطه (۱۹-۷) ارزیابی کرد:

$$AD \approx \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2} \quad (19-7)$$

دامنه هر هارمونیک نسبت به هارمونیک اصلی عبارتند از:

$$\%D_2 = \frac{A_2}{A_1} \times 100 \quad (20-7)$$

$$\%D_3 = \frac{A_3}{A_1} \times 100 \quad (۲۱-۷)$$

$$\%D_4 = \frac{A_4}{A_1} \times 100$$

اعوجاج کل هارمونیک:

$$\%D_T = \frac{A_D}{A_1} \times 100 \quad (۲۲-۷)$$

مثال ۳: مطابق شکل (۱۴-۷)، موج ورودی، دامنه $V_p = 0.4$ ولت دارد:

$$V_i = 4V + 0.4 \cos \omega t = V_{DC} + V_p \cos \omega t$$

این موج سینوسی حول ولتاژ DC برابر با 4 ولت تغییر می‌کند. جریان کلی DC خروجی و مقادیر ماکزیمم جریان را به دست آورید.

حل: طبق شکل (۱۴-۷) داریم:

$$I_{max} = 1 \text{ Amp}$$

$$I_1 = 0.61 \text{ Amp} \approx 0.6$$

$$I_{00} = 0.32 \text{ Amp} \approx 0.3$$

$$I_2 = 0.1 \text{ Amp}$$

$$I_{min} = 0$$

با نوچه به روابط (۱۴-۷) الی (۲۲-۷) داریم:

$$A_0 = 0.1 \text{ Amp}$$

$$A_1 = 0.5 \text{ Amp}$$

$$A_2 = 0.1 \text{ Amp}$$

$$A_3 = 0$$

$$A_4 = 0$$

$$AD = 0.1A$$

$$D_T \% = T_{HD} (\text{TOTAL HARMONIC DISTORTION}) = \frac{AD}{A} \times 100 \Rightarrow 20\%$$

در این صورت کل هارمونیک موج جریان حاصل 20 درصد است. اگر در مقاومت بار ضرب شود، ولتاژ بار هم دارای 20 درصد هارمونیک کلی است.

به سبب آنکه ترانزیستورهای همنام (از یک نوع) مشخصه‌های یکسانی ندارند، گاهی سازنده ترانزیستور منحنی میانگینی را ارائه

می‌دهد تا بتوان از آن منحنی هارمونیک تقریبی را به دست آورد. منحنی $\frac{I_0}{V_i}$ نسبت به دما هم، تغییرات دارد. وقتی مدار

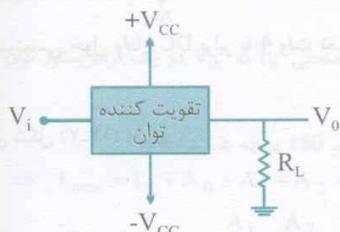
تقویت‌کننده فیدبک منفی داشته باشد، تابع انتقالی $I - V$ به طور تقریبی خطی می‌شود و اعوجاج به طور چشم‌گیری کم می‌شود. به این سبب تقریباً تمام تقویت‌کننده‌های توان با مدار قبلی خود در یک حلقه فیدبک منفی وصل می‌شوند. فیدبک خروجی از نوع ولتاژ است تا امپدانس خروجی تقویت‌کننده کاهش پیدا کند و تغییرات بار در ولتاژ بار تقریباً بی‌اثر شود.

٤-٧ ارزیابی تقویت کننده توان

برای دسترسی به حداکثر بازده، بایاس کردن مدار نقش اصلی را ایفا می‌کند.

پس از اندازه‌گیری مقادیر جریان‌ها و ولتاژ‌های بایاس می‌توان توانمندی ولتاژ قله مثبت (\hat{V}_{0+}) و ولتاژ قله منفی (\hat{V}_{0-}) را به دست آورد.

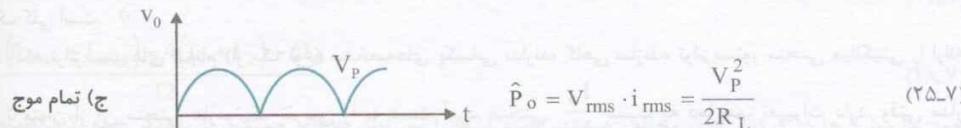
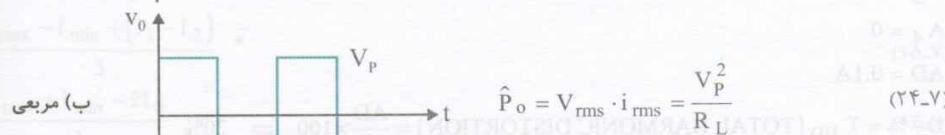
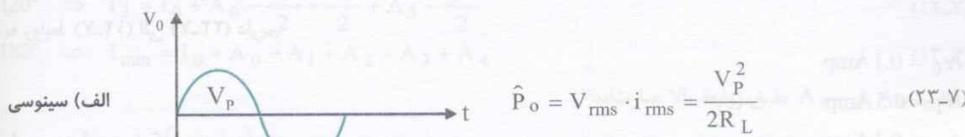
هرگاه مدار چنان بایاس شده باشد که $\hat{V}_{0-} = \hat{V}_{0+}$ باشد، در این صورت حداکثر توان ممکن روی بار و با حداکثر سوئینگ متقاضی ولتاژ یا جریان ایجاد می‌شود، در این حالت می‌توان گفت که نقطه کار در وسط خط بار ac قرار گرفته است.

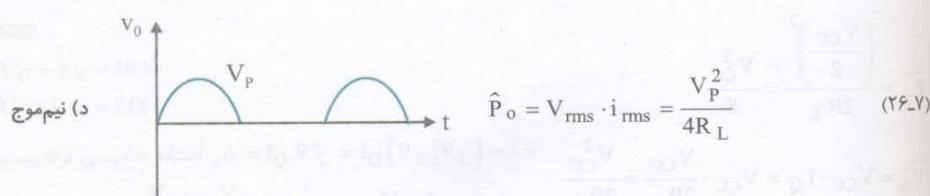


در شکل (١٥-٧) تقویت کننده توانی دیده می‌شود که به وسیله موج‌های مختلف ورودی مطابق شکل (١٦-٧) کار می‌کند:

شکل ١٥-٧ تقویت کننده توان با ورودی V_i

اگر شکل موج خروجی مانند ورودی باشد، در این صورت می‌توان خروجی را به ازای هر موج محاسبه کرد:

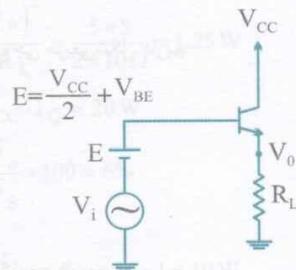




شکل ۱۶-۷ چند نوع موج خروجی از یک تقویت‌کننده توان

۵-۷ تقویت‌کننده توان کلاس A

در مدار شکل (۱۷-۷) تقویت‌کننده توان کلاس A با ترانزیستور BJT و ترکیب کلکتور مشترک رسم شده است.



شکل ۱۷-۷ تقویت‌کننده توان کلاس A

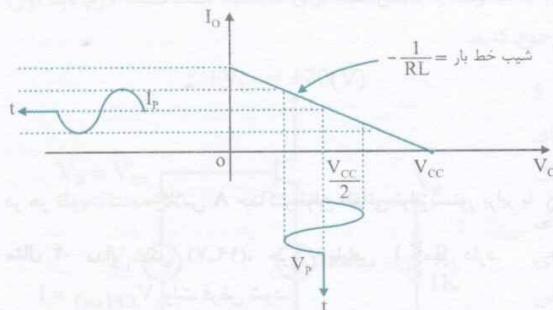
ولتاژ بیس $\left(\frac{V_{CC}}{2} + V_{BE}\right)$ برقرار شده است.

$$\text{در این صورت } V_E = \frac{V_{CC}}{2}$$

بنابراین جریان بار به اندازه $\frac{V_{CC}}{2R_L}$ است. تقویت‌کننده

$$I_Q = \frac{V_{CC}}{2R_L} \quad \text{و} \quad V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$$

تفیرات را خطی فرض کنیم، در شکل (۱۸-۷) این منحنی رسم شده است.

شکل ۱۸-۷ جریان خروجی بر حسب V_{CE}

با داشتن موج سینوسی داریم:

$$P_0 = P_{ac} = \frac{V_p^2}{2R_L} = \frac{(V_{rms})^2}{R_L} = (i_{rms})^2 \cdot R_L$$

حداکثر توان خروجی با فرض $V_{CE} = (\text{sat}) = 0$ وقتی است که دامنه ولتاژ V_{CE} به اندازه $\frac{V_{CC}}{2}$ باشد:

$$\hat{P}_o = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8}$$

$$\hat{P}_S = V_{CC} \cdot I_Q = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$$\eta\% = \frac{P_o}{P_S} \times 100$$

$$\hat{\eta}_{max}\% = \frac{\hat{P}_o}{\hat{P}_S} \times 100 = 25\% \quad (\text{موج سینوسی})$$

در حالت خروجی مربعی شکل داریم:

$$\hat{P}_o = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

$$\hat{\eta}_{max}\% = 50\%$$

در هر حالت از موج داریم:

$$P_S = P_o + P_D + R_L \cdot I_Q^2$$

از آنجاکه P_S ثابت است، بنابراین حداکثر توان تلفاتی P_D مربوط به ترانزیستور وقتی ایجاد می‌شود که $P_o = 0$ باشد؛ یعنی موج ورودی داخل نشده باشد؛ بنابراین خنک‌کننده لازم در حالت بدون موج محاسبه می‌شود:

$$P_S = P_{D_{max}} + R_L \cdot I_Q^2$$

$$P_{D_{max}} = V_{CC} \cdot I_Q - R_L \cdot I_Q^2$$

$$P_{D_{max}} = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{R_L} - R_L \cdot \frac{(V_{CC})^2}{4R_L}$$

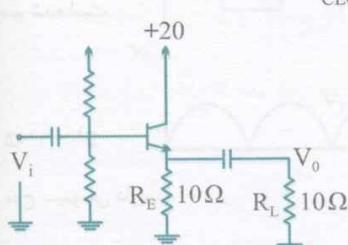
$$P_{D_{max}} = V_{CEQ} \cdot I_Q$$

در هر تقویت‌کننده کلاس A حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور برابر با $V_{CEQ} \cdot I_Q$ است.

مثال ۴: مدار شکل (۱۹-۷)، جریان بایاس ۱ آمپر دارد.

$$V_{CE(sat)} = 1 \text{ ولت}$$

در این مقدار، \hat{V}_o و \hat{V}_{o+} و حداکثر سوینینگ متقارن خروجی روی بار R_L و حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور و بازده ماکریم را به ازای خروجی سینوسی حساب کنید.



شکل ۱۹-۷

حل: تقویت‌کننده در کلاس A بایاس شده است؛ زیرا جریان بایاس ۱ آمپر دارد.

$$I_Q = 1 \text{ Amp}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 10 \text{ V}$$

$$R_{ac} = R_E \parallel R_L = 5\Omega$$

$$\hat{V}_o = I_Q \cdot R'_L = I_Q (R_E \parallel R_L) = 5 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{o+} = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \cdot R'_L = \frac{10 - 1}{5} \times 5 = 9 \text{ V}$$

در این صورت ولتاژ قله متقارن موج سینوسی در خروجی می‌تواند ۵ ولت باشد:

$$\hat{V}_o = \pm 5 \text{ V}$$

$$\hat{P}_o = \frac{(\hat{V}_o)^2}{2R_L} = \frac{5 \times 5}{2 \times 10 \Omega} = 1.25 \text{ W}$$

$$\hat{P}_S = V_{CC} \cdot I_Q = 20 \text{ W}$$

$$\eta \% = \frac{\hat{P}_o}{\hat{P}_S} \times 100 = 6\%$$

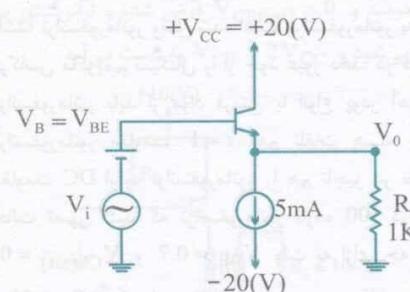
حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور در حالت $V_o = 0$ ایجاد می‌شود:

$$P_{D_{max}} = V_{CE} \cdot I_C = 10 \times 1 = 10 \text{ W}$$

$$I_{C_{max}} = I_Q + \frac{\hat{V}_o}{R'_L} = 1 + \frac{5}{5} = 2 \text{ Amp}$$

$$V_{CE_{max}} = V_{CE} + \hat{V}_{o-} = 10 + 5 = 15 \text{ V}$$

ترانزیستور مورد نظر باید توانایی ۲ آمپر را داشته باشد. هرگاه به علتی جریان بایاس قطع شود، دو سر ترانزیستور به اندازه ۲۰ ولت قرار می‌گیرد، بنابراین ترانزیستور باید بتواند V_{CE} برابر با ۲۰ ولت را تحمل کند. برای محاسبه خنک‌کننده لازم باید توان تلفاتی $P_{D_{max}} = 10 \text{ W}$ مورد توجه قرار بگیرد. به مثال ۲ رجوع کنید.



شکل ۲۰-۷

مثال ۵: در مدار شکل (۲۰-۷) منبع جریان ۵ mA تقویت‌کننده کلکتور مشترک را بایاس کرده است. به ازای خروجی سینوسی، \hat{V}_{o+} و \hat{V}_{o-} و حداکثر سوئینگ مقاین خروجی روی بار R_L ، حداکثر توان تلفاتی ترانزیستور قدرت و بازده ماکزیمم و مصرف تغذیه‌های مثبت و منفی را به دست آورید. فرض $V_{CE(sat)} = 0$ شود.

$$V_B = V_{BE} \Rightarrow V_E = 0$$

در این صورت جریان DC بار صفر است و همه جریان ۵ mA از ترانزیستور می‌گذرد:

$$V_{CE} = 20 \text{ V}$$

$$I_Q = 5 \text{ mA}$$

$$\hat{V}_{o_+} = V_{CE} - V_{CE(sat)} = 20 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{o_-} = I_Q \cdot R_L = 5 \text{ V}$$

بنابراین ولتاژ قله متقارن خروجی می‌تواند 5 ± 5 ولت باشد:

$$\hat{P}_o = \frac{(\hat{V}_o)^2}{2R_L} = \frac{25}{2000} = 12.5 \text{ mW}$$

$$P_{D_{max}} = V_{CE} \cdot I_C = 20 \text{ V} (5 \text{ mA}) = 100 \text{ mW}$$

$$P_S(+V_{CC}) = V_{CC} \cdot (5 \text{ mA}) = 100 \text{ mW}$$

$$P_S(-V_{CC}) = |-V_{CC} (5 \text{ mA})| = 100 \text{ mW}$$

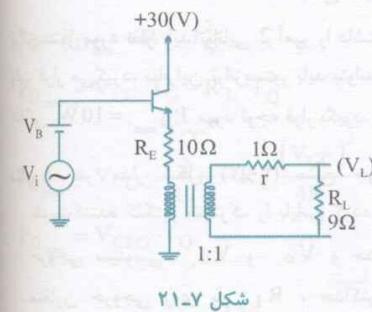
$$P_S(+V_{CC}, -V_{CC}) = 200 \text{ mW}$$

$$\eta \% = \frac{\hat{P}_o}{P_S} \times 100 = \frac{12.5 \text{ mW}}{200 \text{ mW}} \times 100 \approx 6.25\%$$

$$I_{C_{max}} = I_C + \frac{\hat{V}_o}{R_L} = 5 \text{ mA} + \frac{5 \text{ V}}{1 \text{ k}} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{CE(max)} = V_{CE} + \hat{V}_{o_-} = 20 + 5 = 25 \text{ V}$$

ترانزیستور به کاررفته باید بتواند توان تلفاتی 100 mW را بدون خنک‌کننده و یا با خنک‌کننده طاقت بیاورد. حداکثر ولتاژ دو سر ترانزیستور می‌تواند به 25 ولت برسد، بنابراین $V_{CE(sat)}$ باید از 25 ولت بیشتر باشد.



شكل ٢١-٧

مثال ٦: در مدار شکل (٢١-٧) تقویت‌کننده توان کلاس A رسم شده است که بار R_L به وسیله ترانسفورماتور به امپیتر ترانزیستور وصل شده است. در این حالت کوپل‌باز بار به جای آنکه با خازن مطابق شکل (١٩-٧) باشد؛ ترانسفورماتور وصل شده است. ترانسفورماتور به کاررفته باید بتواند فرکانس ماکریم سیگنال را از خود عبور دهد. در فرکانس زیاد، هسته ترانسفورماتور باید از مواد فریتی یا انواع پودر آهن باشد. در ثانویه ترانسفورماتور مقاومت $r = 1 \Omega$ اهم تلفات هسته را تعریف می‌کند. مقاومت DC اولیه ترانسفورماتور را هم ناچیز در نظر بگیرید. در این حالت تصور کنید که ترانسفورماتور بازده 100 درصد دارد، با فرض $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ و $V_{CE(sat)} = 0 \text{ V}$ ، حداکثر راندمان به ازای موج سینوسی قابل وصول است؟ مقادیر $P_{D_{max}}$ و \hat{P}_o را حساب کنید.

حل: ولتاژ دو سر اولیه ترانسفورماتور را V_o و مقاومت ac اولیه را هم R'_L بنامید. ولتاژ امپیتر (V_E) را مجهول مسئله فرض کنید تا بتوان V_B را به دست آورد. نسبت تبدیل ترانسفورماتور $n = 1$ است:

$$I_Q = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_E}{10}$$

$$R'_L = n^2 (R_L + r) = 10 \Omega$$

$$\hat{V}_{o-} = I_Q \cdot R'_L = V_E \quad (\text{آستانه خاموش})$$

$$\hat{V}_{o+} = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \cdot R'_L = 15 - \frac{V_E}{2}$$

$$V_{CE} = 30 - V_E$$

برای داشتن حداکثر راندمان باید $\hat{V}_{o+} = \hat{V}_{o-}$ برقرار شود:

$$\hat{V}_{o-} = \hat{V}_{o+} \Rightarrow V_E = 10 \text{ V} \Rightarrow V_B = 10.7 \text{ V}$$

پس برای داشتن حداکثر راندمان باید ولتاژ بیس 10.7 ولت برقرار شود.

حال برای محاسبه پارامترهای مدار داریم:

$$\hat{V}_o = I_Q \cdot R'_L = \frac{10}{10} \times 10 = 10 \text{ V}$$

$$\hat{V}_L = \frac{\hat{V}_o}{r + R_L} R_L = 9 \text{ V}$$

$$\hat{P}_L = \frac{(\hat{V}_L)^2}{2R_L} = 4.5 \text{ W}$$

$$P_S = V_{CC} \cdot I_Q = 30 \text{ W}$$

$$\eta \% = \frac{4.5}{30} \times 100 = 15\%$$

$$\hat{P}_D = V_{CEQ} \cdot I_Q = (30 - 10)I = 20 \text{ W}$$

$$\hat{I}_C = I_Q + \frac{\hat{V}_o}{R'_L} = 2 \text{ Amp}$$

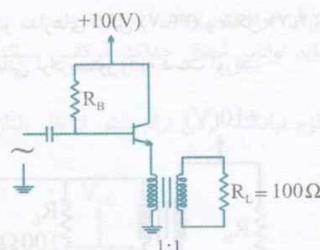
در مدار مثال ۶ اگر $r = 0$ و $R_E = 0$ و بازده ترانسفورماتور هم 100 درصد و $V_{CE(sat)} = 0$ فرض شده و ترانزیستور برای حداکثر بازده بایاس شود، حداکثر بازده با موج سینوسی 50 درصد حاصل می‌شود و $V_{CE} = 2V_{CC}$ به دست می‌آید.

مثال ۷: در مدار شکل (۲۲-۷)، R_B را برای حداکثر بازده

محاسبه کرده و آن‌گاه بازده را حساب کنید.

$V_{CE(sat)} = 0$ و ترانسفورماتور ایده‌آل فرض شود

$(\beta = 20)$



شکل ۲۲-۷

حل: در این مثال برای محاسبه R_B مناسب، $\hat{I}_{o+} = \hat{I}_{o-}$ و $\hat{V}_{o+} = \hat{V}_{o-}$ را برقرار کنید:

$$R'_L = n^2 \cdot R_L = 100 \Omega$$

$$V_L = V_o$$

$$\hat{V}_{o_-} = I_Q \cdot R'_L$$

$$\hat{V}_{o_+} = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \cdot R'_L = V_{CE} = V_{CC}$$

$$\hat{V}_{o_-} = \hat{V}_{o_+} \Rightarrow I_Q = 100 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_Q}{\beta} = 5 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 1.9 \text{ k}\Omega$$

با چنین مقاومتی، حداکثر راندمان حاصل می‌شود:

$$\hat{V}_o = V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$\hat{P}_o = \frac{(10)^2}{2R_L} = 0.5 \text{ W}$$

$$P_S = V_{CC} \cdot I_Q = 1 \text{ W}$$

$$\eta \% = \frac{\hat{P}_o}{P_S} \times 100 = 50\%$$

$$\hat{I}_C = I_Q + \frac{\hat{V}_o}{R'_L} = 2 \text{ Amp}$$

$$V_{CE_{max}} = V_{CE} + \hat{V}_o = 20 \text{ V} = 2V_{CC}$$

$$P_D_{max} = V_{CE} \cdot I_C = (10)(0.1) = 1 \text{ W}$$

پس ترانزیستور باید مشخصات زیر را داشته باشد تا آسیبی به آن نرسد:

$$BV_{CE} > 20 \text{ V}$$

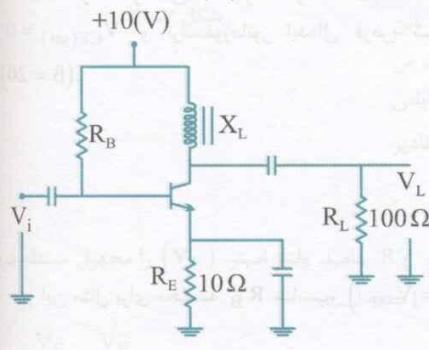
$$I_{C_{max}} > 2 \text{ Amp}$$

$$P_D > 1 \text{ W}$$

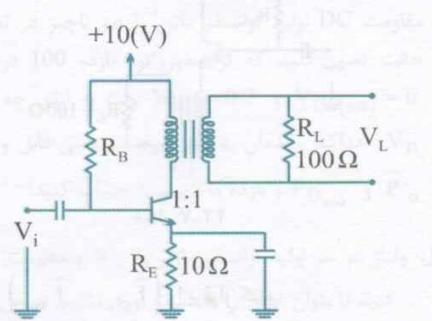
مثال ۸: در مدارهای شکل (۲۴-۷) و شکل (۲۴-۸)، R_B را برای حداکثر بازده محاسبه کنید و آن‌گاه توان سینوسی و بازده:

$$V_{BE} = 0.7 \text{ (V)} , V_{CE(sat)} = 0 , \beta = 90$$

توان تلفاتی ترانزیستور را به دست آورید.



شکل ۲۴-۷



شکل ۲۴-۸

حل:

امپدانس L_x در حداقل فرکانس سیگنال خیلی بزرگ‌تر از R_L طرح می‌شود.

در هر دو مدار داریم:

$$R'_L = n^2 R_L = 100\Omega$$

$$R'_L = x_L \parallel R_L = 100\Omega$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_Q \cdot R_E = 10 - 10(I_Q)$$

$$\hat{V}_{o-} \text{ (آستانه خاموشی)} = \frac{V_{CE} - V_{CE(\text{sat})}}{R_{ac} = R'_L} \cdot R'_L = 10 - 10(I_Q)$$

$$\hat{V}_{o+} = I_Q \cdot R'_L = 100(I_Q)$$

$$\hat{V}_{o-} = \hat{V}_{o+} \Rightarrow I_Q = 90\text{mA} \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx 1\text{mA}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \frac{10 - 0.7 - 0.9}{1\text{mA}} \approx 8.4\text{k}\Omega$$

برای مدار شکل (۲۳-۷) و شکل (۲۴-۷) داریم:

$$\hat{V}_L = \hat{V}_o = I_Q \cdot R_L = 9\text{V}$$

$$\hat{P}_o = \frac{9 \times 9}{2 \times 100} = 0.4\text{W}$$

$$\hat{P}_S = V_{CC} \cdot I_Q = 0.9\text{W}$$

$$\eta \% = \frac{0.4}{0.9} \times 100 \approx 45\%$$

$$P_{D_{\max}} = V_{CE} \cdot I_C = (10 - 0.9)(0.09) \approx 0.82\text{W}$$

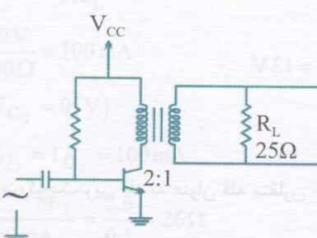
$$\hat{I}_C = I_Q + \frac{\hat{V}_o}{R'_L} \approx 180\text{mA}$$

$$V_{CE(\max)} = V_{CE} + \hat{V}_o \approx 18.1\text{V}$$

در هر دو مدار به مطالع زیر توجه کنید.

ترانزیستور باید بتواند حداکثر فرکانس سیگنال را بدون تخریب پاسخ فرکانسی از خود عبور بدهد.
ترانزیستور یا اندوکتانس استفاده شده در شکل‌های (۲۳-۷) و (۲۴-۷) باید توانایی انتقال حداکثر فرکانس سیگنال را داشته باشد و $x_L \gg R_L$ باشد.

برای افزایش توان ac انتقال یافته به بار، باید V_{CC} زیاد شود که خود مستلزم کردن ترانزیستور از نظر ولتاژ و جریان و توان تلفاتی قابل تحمل است.



مثال ۹: در مدار شکل (۲۵-۷) مدار برای حداکثر بازده بایاس شده است. حداکثر توان تلفاتی مجاز ترانزیستور با خنک‌کننده وصل شده برابر با ۹ وات است. با فرض $V_{CE(\text{sat})} = 0$ حداکثر V_{CC} قابل وصل شدن به مدار چقدر است؟

شکل ۲۵-۷

حل: مقاومت بار معادل در اولیه ترانسفورماتور عبارت است از:

$$R'_L = n^2 \cdot R_L = 100\Omega$$

برای آنکه حداکثر راندمان ایجاد شود، باید $\hat{I}_o = I_Q$ باشد:

$$\hat{i}_o = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} = \frac{V_{CC} - 0}{R'_L} = \frac{V_{CC}}{100\Omega}$$

$$I_Q = \frac{V_{CC}}{100\Omega}$$

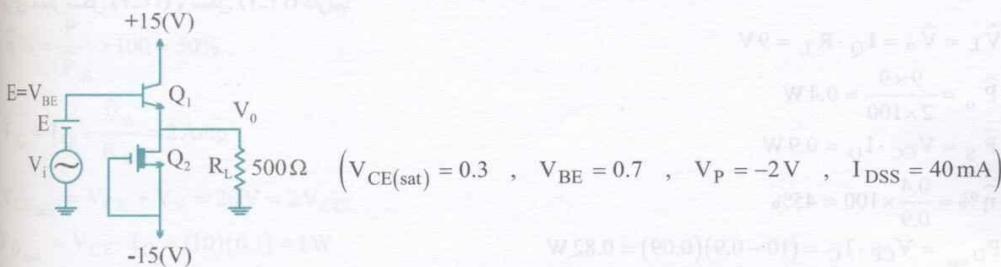
با توجه به اینکه توان تلفاتی مجاز برابر با 9 وات است، بنابراین:

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C$$

$$9W = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{100} \Rightarrow V_{CC} = 30V$$

هرگاه ولتاژ تعذیب بیشتر انتخاب شود، توان تلفاتی ترانزیستور از مقدار مجاز تجاوز می‌کند و می‌سوزد.

مثال ۱۰: در مدار شکل (۲۶-۷)، دامنه متقارن موج سینوسی خروجی را حساب کنید.



شکل ۲۶-۷

حل:

ماسفت نوع کاهشی Q_2 ، به صورت منبع جریان عمل می‌کند. چون $E = V_{BE}$ است، ولتاژ DC خروجی صفر ولت است بنابراین جریان ترانزیستور Q_1 به اندازه جریان Q_2 است. در Q_2 $V_{GS} = 0$ ولت است؛ درنتیجه جریان درین Q_2 برابر با است: I_{DSS}

$$V_{E_1} = V_{D_2} = 0(V)$$

$$I_{C_1} = I_{D_2} = I_{DSS} = 40mA$$

$$\hat{V}_o(Q_1) = 40mA(R_L) = 20V$$

$$\hat{V}_{o-}(Q_2) = V_{DS} - (V_{GS} - V_P) = 15 - (0 + 2) = 13V$$

$$\hat{V}_{o+}(Q_1) = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac} = R_L} R_L = 14.7$$

در این صورت گوچک‌ترین قله به عنوان قله متقارن خروجی مطرح است:

$$\hat{V}_o = \pm 13V$$

$$\hat{P}_o = \frac{13 \times 13}{2 \times R_L} = 169mW$$

$$P_S = P_{S(+)} + P_{S(-)} = 30V(40mA) = 1.2W$$

$$\hat{\eta} \% = \frac{169mW}{1.2W} \times 100 = 14\%$$

حداکثر توان تلفاتی Q_1 و Q_2 در نبودن موج ورودی است:

$$P_{DQ_1} = V_{CE} \cdot I_C = 15 \times 40mA = 0.6W$$

$$P_{DQ_2} = V_{DS} \cdot I_D = 0.6W$$

$$I_{C_1(\max)} = I_Q + \frac{\hat{V}_o}{R_L} = 40mA + \frac{13}{500\Omega} = 66mA$$

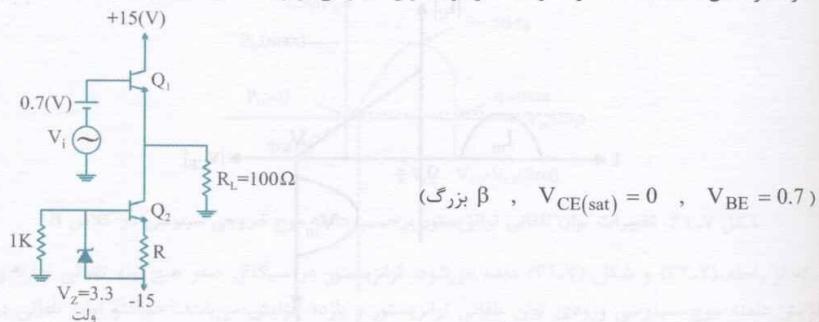
$$I_{D_2(\max)} = I_{DSS} = 40mA$$

$$V_{CE_1(\max)} = I_Q + \hat{V}_{o-} = 15 + 13 = 28(V)$$

$$V_{DS_1(\max)} = V_{DS} + \hat{V}_{o+} = 15 + 13 = 28(V)$$

ترانزیستورهای به کار رفته باید مقادیر ماکریم بزرگتر از جریان و ولتاژ و توان تلفاتی محاسبه شده را داشته باشند تا آسیب نمی‌بینند.

مثال ۱۱: در مدار شکل (۲۷-۷)، حداکثر مقاومت R را برای توان سینوسی برابر با ۰.۵ وات روی بار R_L به دست آورید.



شکل ۲۷-۷

حل: Q_2 منبع جریان برای ترانزیستور Q_1 است:

$$\hat{P}_o = 0.5W = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} \Rightarrow \hat{V}_o = 10(V)$$

$$\hat{I}_o = \frac{10V}{100\Omega} = 100mA$$

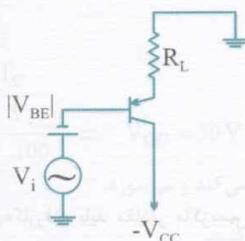
$$V_{E_1} = V_{C_2} = 0(V)$$

$$\hat{I}_o = I_{Q_1} = I_{Q_2} = 100mA$$

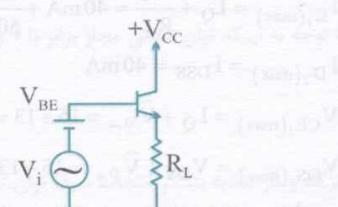
$$R = \frac{V_z - V_{BE_2}}{100mA} = \frac{2.6}{0.1} = 26\Omega$$

۶-۷ تقویت کننده کلاس B و پوش - پول کلاس B

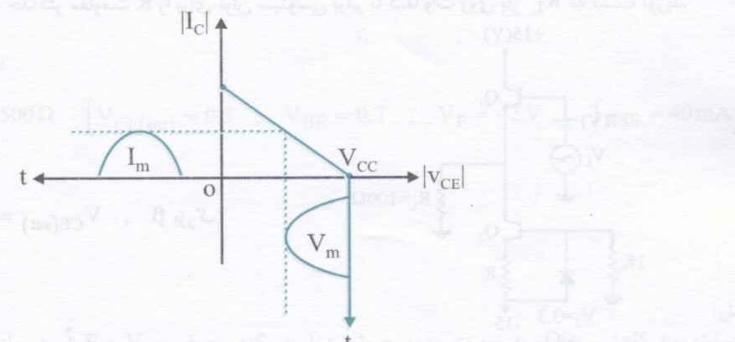
تقویت کننده های کلکتور مترک شکل (۲۸-۷) و شکل (۲۹-۷) را در نظر بگیرید. در هر دو مدار، ترانزیستورها با ولتاژ برابر با $|V_{BE}|$ در روی بیس، در آستانه هدایت قرار گرفته اند و درنتیجه $V_E = 0$ ولت است و جریان ترانزیستور برابر با صفر است؛ بنابراین ترانزیستور موقعی هدایت می کند که موج ورودی بتواند منجر به جاری شدن جریان در امپیٹر ترانزیستور بشود، درنتیجه ترانزیستور می تواند فقط یکی از نیم سیکلهای ورودی را در خروجی ایجاد کند. این مطلب به صورت ترسیمی در شکل (۳۰-۷) دیده می شود.



شکل ۲۹-۷ (کلاس B)



شکل ۲۸-۷ (کلاس B)



شکل ۳۰-۷ عملکرد کلاس B

ولتاژ خروجی و یا جریان خروجی به صورت نیم سینوسی است. محاسبات عبارت اند از:

$$P_0 = P_{ac} = \frac{V_m^2}{4R_L} \quad (\text{نیم سینوسی}) \quad (27-7)$$

(میانگین جریان) $P_S = V_{CC} I_m = V_{CC}$ (توان مصرفی منبع تغذیه)

$$P_S = V_{CC} \left[\frac{I_m}{\pi} \right] = V_{CC} \left[\frac{V_m}{\pi \cdot R_L} \right] \quad (28-7)$$

حداکثر دامنه V_m تا آستانه اشباع ترانزیستور است:

$$\hat{V}_o = V_m - V_{CE(sat)}$$

$$\hat{P}_o = \frac{(\hat{V}_o)^2}{4R_L}$$

اگر $V_{CE(sat)} = 0$ فرض شود، آن‌گاه:

$$\hat{P}_o = \frac{(V_{CC})^2}{4R_L} \quad (39-7)$$

$$\hat{P}_S = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{\pi \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L} \quad (40-7)$$

و حداکثر بازده برای تقویت کننده کلاس B با موج سینوسی برابر است با:

$$\hat{\eta} \% = \frac{\hat{P}_o}{\hat{P}_S} \times 100 = \frac{\pi}{4} \times 100 = 78.5\% \quad (41-7)$$

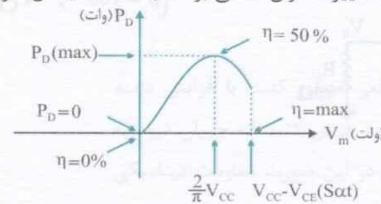
برای محاسبه توان تلفاتی ترانزیستور داریم:

$$P_S = P_D + P_o$$

$$P_D = P_S - P_o$$

$$P_D = V_{CC} \frac{V_m}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_m^2}{4R_L} \quad (42-7)$$

در شکل (۳۱-۷) با توجه به رابطه (۴۲-۷) تغییرات توان تلفاتی بر حسب دامنه سینوسی خروجی ترسیم شده است.



شکل ۳۱-۷ تغییرات توان تلفاتی ترانزیستور بر حسب دامنه موج خروجی سینوسی در کلاس B

همان‌گونه که از رابطه (۴۲-۷) و شکل (۳۱-۷) دیده می‌شود، ترانزیستور در سیگنال صفر هیچ‌گونه تلفاتی ندارد و بازده صفر است. با افزایش دامنه موج سینوسی ورودی توان تلفاتی ترانزیستور و بازده افزایش می‌یابند. حداکثر توان تلفاتی در کلاس B

وقتی است که دامنه موج سینوسی V_m به $\frac{2}{\pi} V_{CC}$ ثابت شود.

در این حالت اگر در روابط (۲۷-۷) و (۲۸-۷) به جای V_m مقدار $\frac{2}{\pi} V_{CC}$ جانشین شود، ملاحظه می‌کنید که بازده ۵۰ درصد

می‌شود. تحت این دامنه موج خروجی $\frac{2}{\pi} V_{CC}$ خواهد شد. اگر دامنه موج به بیشتر از $\frac{2}{\pi} V_{CC}$ بتواند ثابت شود

شود، بازده افزایش می‌یابد و توان تلفاتی کم می‌شود، با فرض $V_m = V_{CC}$ ، بازده ۷۸.۵٪ می‌شود و توان تلفاتی برابر است با:

$$P_D = P_S - P_o = \frac{V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

نظر به اینکه به کار بردن یک ترانزیستور در کلاس B منجر به حضور فقط نیمسیکل در خروجی می‌شود و اعوجاج بسیار زیاد است با سری کردن دو ترانزیستور NPN و PNP و یا دو ترانزیستور N-MOS و P-MOS، در خروجی هر دو نیمسیکل

ایجاد می‌شود. در شکل (۳۲-۷) و شکل (۳۳-۷) این دو ساختار نشان داده شده است. به این ساختارها تقویت‌کننده کلاس B از نوع پوش - پول گفته می‌شود. ترانزیستورهای N و P به وسیله مدار بایاس ورودی در آستانه هدایت قرار داده می‌شوند.

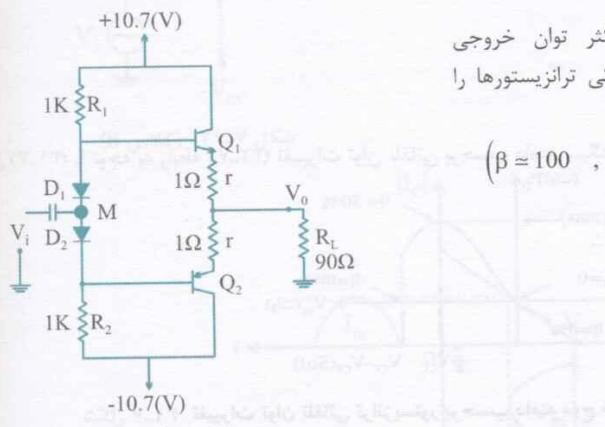


شکل ۳۳-۷ تقویت‌کننده پوش - پول کلاس B با BJT

شکل ۳۲-۷ تقویت‌کننده پوش - پول کلاس B با

مثال ۱۲: در مدار شکل (۳۴-۷)، حداکثر توان خروجی (سینوسی) و بازده ماکریم و توان تلفاتی ترانزیستورها را حساب کنید.

$$\text{فرض} \quad (\beta = 100, V_{CE(sat)} = 0, V_{BE} = V_D) \\ \text{مقاآمت دینامیکی دیود} (r_d = 0)$$

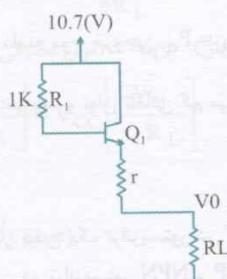


شکل ۳۴-۷

حل: موج ورودی را صفر منظور کنید. در این صورت $I_{D1} = I_{D2} = \frac{21.4 - 2V_D}{2k}$ است و دیودها در حالت هدایت هستند و $V_M = 0$ ولت است؛ بنابراین لذا $V_{o_{dc}} = 0$ است. به سبب هدایت دیودها و فرض $r_d = 0$ ، اگر موج ورودی V_i اعمال شود این موج در M و در بیس Q₁ و Q₂ به صورت تمام‌سیکل حضور دارد. در سیکل مثبت Q₁ می‌تواند هدایت کند و Q₂ خاموش است. به ازای دامنه‌ای از موج ورودی همه جریان جاری شده از R₁ سهم بیس Q₁ شده و دیود خاموش می‌شود. این دامنه حداکثر دامنه خروجی را تشکیل است؛

بنابراین مدار در آستانه خاموشی D₁ مطابق شکل (۳۵-۷) می‌باشد.

تعیین کننده ولتاژ قله مثبت است.

شکل ۳۵-۷ مدار برای \hat{V}_{o+}

$$\hat{V}_{o+} = \frac{10.7 - V_{BE}}{\frac{R_1}{1+\beta} + r + R_L} \cdot R_L = 9V$$

همین امر در مورد قله منفی هم صادق است. به سبب تقارن مدار:

$$\hat{V}_{o-} = 9V \Rightarrow \hat{I}_o = \frac{9}{R_L} = 100mA$$

$$\hat{P}_o = \frac{9 \times 9}{2 \times R_L} = 0.45W$$

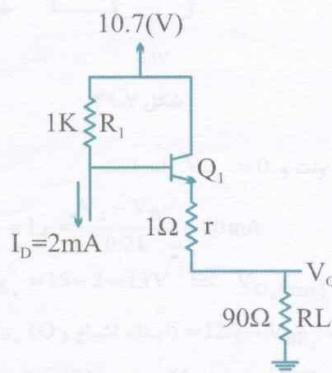
$$P_S = 2(V_{CC}) \left[\frac{\hat{I}_o}{\pi} \right] = 0.68W$$

$$\eta \% = \frac{0.45}{0.68} \times 100 = 66\%$$

دامنه قله 9 ولت بزرگ‌تر از $\frac{2}{\pi} V_{CC}$ است؛ ازین‌رو با توجه به شکل (۳۱-۷) دیده می‌شود که بازده از ۵۰ درصد بیشتر است:

$$\hat{P}_{D(Q_1+Q_2)} = \hat{P}_S - \hat{P}_o = 0.23W$$

$$\hat{P}_{DQ_1} = \hat{P}_{DQ_2} = 0.12W$$



شکل ۳۶-۷

مثال ۱۳: در مدار مثال ۱۲، دیود را واقعی منظور کنید، با افزایش دامنه سیگنال مشبت، هدایت دیود کم می‌شود. فرض کنید که جریان دیود به ازای دامنه‌ای به ۰.۱ میلی‌آمپر برسد، در این صورت مقاومت دینامیکی

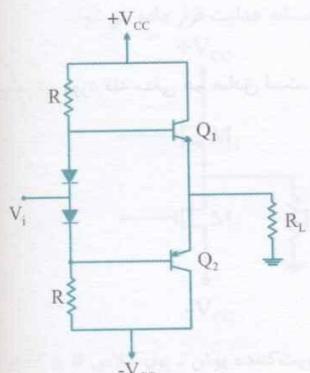
$$\text{دیود } r_d = \frac{nV_T}{I_D} = \frac{500}{2} \text{ اهم خواهد شد (} n = 2 \text{ فرض شده است).}$$

آنچه به وقوع می‌بیوندد، افت شدید سیگنال روی r_d است؛ بنابراین در موارد واقعی به ازای قله خروجی حداقل جریان هدایتی برای دیود منظور می‌شود. فرض کنید به ازای قله خروجی، دیود جریان ۲ میلی‌آمپر داشته باشد، در این صورت با توجه به مدار شکل (۳۶-۷) با نوشتن KCL در بیس Q_1 در قله سیگنال، \hat{V}_o حاصل می‌شود.

$$\hat{V}_o \approx 7.2 \text{ ولت}$$

$$\hat{P}_o = \frac{(7.2)^2}{2R_L} \approx 0.29W$$

در مدار تقویت‌کننده پوش - پول شکل (۳۷-۷) رابطه زیر را به دست آورید.



شکل ۳۷-۷

$$\frac{\text{بازده با خروجی مربعی}}{\text{بازده با خروجی سینوسی}} = ?$$

$$V_{O, \text{مربعی}} = \left[\frac{a_1}{\pi} \right] (22V)^2 = 4V$$

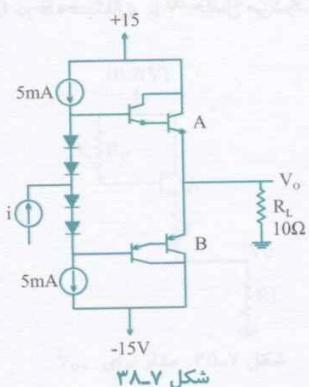
حل:

$$\begin{cases} P_o = \frac{(V_o)^2}{2R_L} \\ P_S = 2V_{CC} \cdot \frac{I_o}{\pi} \\ \eta = \frac{P_o}{P_S} = B \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_o = \frac{(V_o)^2}{R_L} \\ P_S = 2V_{CC} \cdot \frac{I_o}{2} \\ \eta = \frac{P_o}{P_S} = A \end{cases}$$

$$\frac{A}{B} = \frac{4}{\pi}$$

مثال ۱۴: در مدار شکل (۳۸-۷)، اگر $i = (1\text{mA})\sin \omega t$ و $\beta = 1000$ هر زوج ترانزیستور ترکیبی A و B فرض شود، حداکثر توان سینوسی بار را حساب کنید.



شکل ۳۸-۷

حل: جریان i_1 با حداکثر دامنه ۱ میلی‌آمپر در سیکل مثبت به وسیله ترکیب A به خروجی راه می‌یابد:

$$\hat{i}_{o_+} = i(\beta) = 1 \text{ Amp}$$

$$\hat{V}_{o_+} = \hat{i}_{o_+} \times R_L = 10 \text{ V}$$

برای سیکل منفی هم داریم:

$$\hat{V}_{o_-} = 10 \text{ V}$$

$$\hat{P}_o = \frac{10 \times 10}{2R_L} = 5 \text{ W}$$

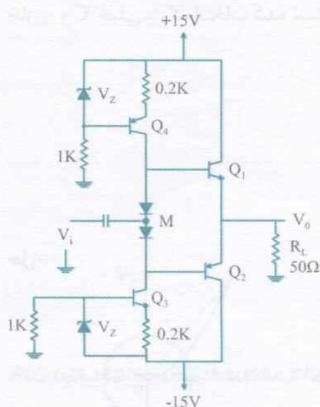
مثال ۱۵: در مدار شکل (۳۹-۷) حداکثر توان سینوسی روی بار R_L را به دست

آورید.

برای همه ترانزیستورها:

$$V_Z = 2.7, (\beta = 100, V_{BE} = V_D = 0.7, V_{CE(sat)} = 0.3)$$

دیود را ایده‌آل فرض کنید. $r_d = 0$ اهم



شکل ۳۹-۷

حل: Q_3 و Q_4 به صورت دو منبع جریان برابر وصل شده‌اند، بنابراین $V_M = 0$ ولت و $V_{o_{dc}} = 0$ ولت است.

$$I_3 = I_4 = \frac{V_Z - V_{BE}}{0.2k} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{E4} = 15 - 2 = 13 \text{ V} \Rightarrow V_{C4(\max)} = 12.7 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{o_+} (Q_4 \text{ آستانه اشباع}) = 12.7 - V_{BE1} = 12 \text{ V}$$

$$V_{E3} = -13 \text{ V} \Rightarrow V_{C3\min} = -12.7 \Rightarrow \hat{V}_{o_-} = -12 \text{ V}$$

هرگاه \hat{V}_{o_+} را از آستانه خاموشی دیود منظور کنید، در این صورت خواهیم داشت:

$$\hat{V}_{o_+} = (I_4)(\beta)(R_L) = 50 \text{ (V)}$$

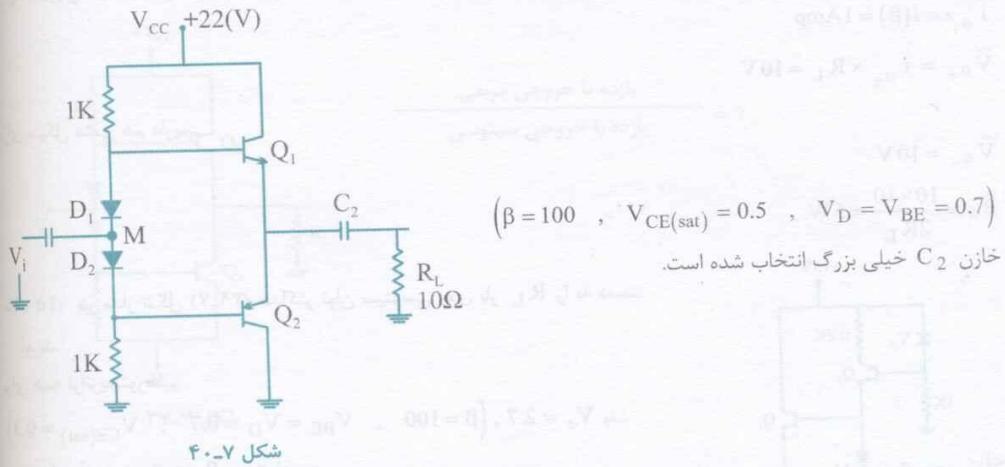
ملاحظه می‌شود که قله خروجی حداکثر ۱۲ ولت است:

$$\hat{P}_o = \frac{12 \times 12}{2 \times R_L} = 1.44 \text{ W}$$

$$\hat{P}_S = 2 \times V_{CC} \left[\frac{\hat{I}_o}{\pi} \right] = 2.3 \text{ W}$$

$$\hat{\eta} \% = 62\%$$

مثال ۱۶: مدار شکل (۴۰-۷) با یک منبع تغذیه کار می‌کند. حداکثر توان سینوسی روی بار را به دست آورید.



$$\left(\beta = 100, V_{CE(sat)} = 0.5, V_D = V_{BE} = 0.7 \right)$$

خازن C_2 خیلی بزرگ انتخاب شده است.

حل:

$$V_M = \frac{V_{CC}}{2} = 11 \Rightarrow V_{E_1} = V_{E_2} = 11V$$

بدون ورود موج سینوسی به ورودی، خازن شارژی به اندازه ۱۱ ولت دارد به منظور تعیین ولتاژ قله مشبک، دیود D_1 را در آستانه خاموشی قرار دهید و با نوشتن KVL ، \hat{V}_{o+} را به دست آورید:

$$\hat{V}_{o+} = \frac{22 - V_{BE_1} - 11}{\frac{1k}{1+\beta} + R_L} R_L = 5$$

اگر خازن آنقدر بزرگ باشد که در سیکل منفی به صورت یک منبع ولتاژ تقریباً دائمی منظور شود، در این صورت ولتاژ قله منفی را می‌توان آستانه اشباع Q_2 فرض کرد:

$$\hat{V}_{o-} = V_{EC_2} - V_{EC(sat)} = 10.5V$$

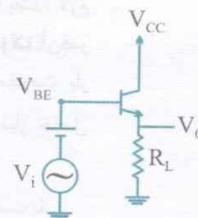
در این صورت 5 ولت قابل قبول است:

$$\hat{P}_o = \frac{5^2}{2 \times 10} = 1.25W$$

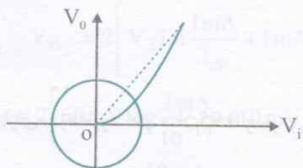
۷-۷ تقویت کننده پوش - پول کلاس AB

در یک تقویت کننده کلکتور مشترک بایاس شده، بهره ولتاژی سیگنال کوچک مطابق شکل (۴۱-۷) برابر است:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{r_e + R_L} = \frac{R_L}{\frac{VT}{I_E} + R_L} \quad (32-7)$$



شکل ۴۱-۷

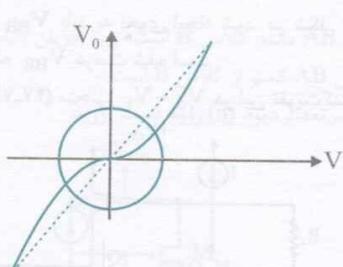


شکل ۴۲-۷ منحنی $V_o - V_i$ در کلاس B

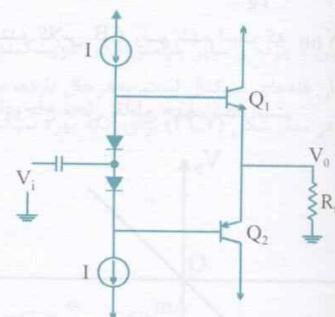
هرگاه $V_E = 0$ باشد، در این صورت بهره سیگنال کوچک طبق رابطه (۳۲-۷) برابر با صفر است؛ زیرا $I_E = 0$ خواهد شد. با افزایش دامنه موج ورودی جریان کلکتور شروع به زیاد شدن می‌کند و بهره سیگنال کوچک به تدریج افزایش می‌یابد تا آنکه بهره به حوالی ۱ برسد. در شکل (۴۲-۷) منحنی V_o بر حسب V_i رسم شده است:

شکل ۴۲-۷ منحنی $V_o - V_i$ در کلاس B

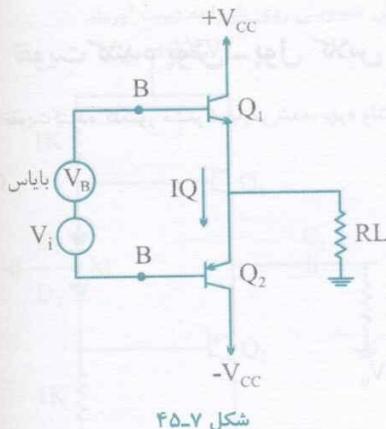
ناحیه داخلی دایره نمایانگر اعوجاج سیگنال کوچک است. به عبارتی بهره سیگنال خیلی کوچک، کم است و به تدریج زیاد می‌شود. حال به شکل پوش - پول توجه کنید. منحنی (۴۴-۷) مربوط به شکل (۴۳-۷) است که در کلاس B بایاس شده است.



شکل ۴۴-۷ منحنی $V_o - V_i$ در پوش - پول کلاس B



شکل ۴۳-۷ پوش - پول کلاس B



در تقویت‌کننده پوش - پول کلاس B ، در حوالی $V_i = 0$ بهره ناچیز است؛ از این‌رو اعوجاج سیگنال وجود دارد که به آن اعوجاج محل تقاطع (Cross Over Distortion) گفته می‌شود. در طبقه خروجی تقویت‌کننده‌های عملیاتی که خروجی‌های میلی‌ولت هم با وجود داشته باشد، طرح کلاس B با اشکال مواجه است؛ بنابراین برای آنکه بهره تقویت‌کننده پوش - پول در سیگنال کوچک حوالی مثلاً ۰.۹۵ باشد، لازم است ترانزیستورهای قدرت خروجی کلکتور مشترک آن قدر جریان بایاس داشته باشند که به ازای حداقل مقاومت بار تعریف شده (R_L) ، بهره سیگنال کوچک مورد نیاز حاصل شود. به تقویت‌کننده شکل (۴۵-۷) توجه کنید.

بهره سیگنال کوچک به ازای جریان بایاس I برابر است با:

$$V_0 = 2g_m V_\pi \cdot R_L$$

$$V_i = V_\pi + V_0$$

$$A_V = \frac{2R_L}{\frac{V_T}{I_E} + 2R_L}$$

اگر به ازای بهره مورد نظر مثلاً ۰.۹۵ و بار $R_{L(min)}$ ، این رابطه حل شود مقدار جریان بایاس I به دست می‌آید، در این صورت:

$$V_{B_1} - V_{B_2} = V_{BE_1} + V_{EB_2}$$

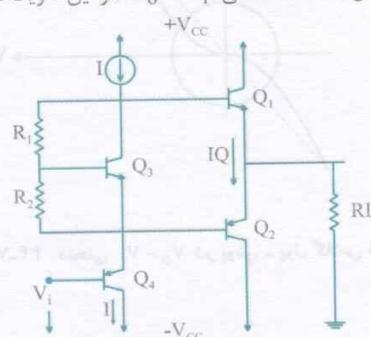
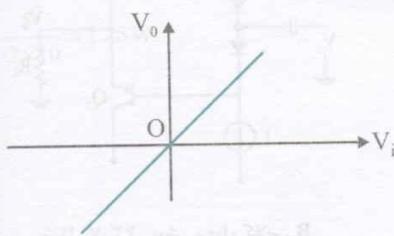
$$V_{B_1} - V_{B_2} = V_{BB} = V_T \ln \frac{I_Q}{I_{S_1}} + V_T \ln \frac{I_Q}{I_{S_2}}$$

اگر فرض شود، بنابراین:

$$V_{BB} = 2V_T \ln \frac{I_Q}{I_S}$$

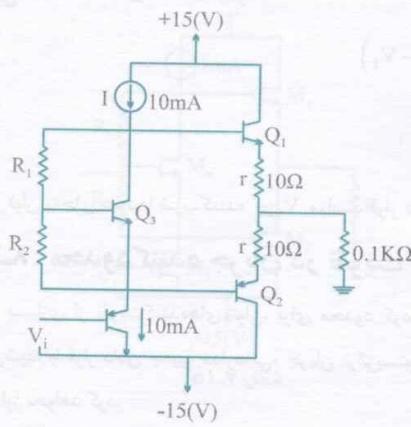
این ولتاژ V_{BB} باید به نحوی ایجاد شود. در شکل (۴۶-۷) یک تقویت‌کننده کلاس AB رسم شده است که V_{BB} به وسیله ضرب کننده V_{BE} درست شده است.

در شکل (۴۷-۷) منحنی $V_0 - V_i$ در این تقویت‌کننده رسم شده است و اعوجاج محل تقاطع حذف شده است.



شکل ۴۷-۷ تقویت‌کننده پوش - پول کلاس AB

شکل ۴۶-۷ تقویت‌کننده پوش - پول کلاس B



شکل ۴۸-۷ کلاس AB

مثال ۱۷: در مدار شکل (۴۸-۷) ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 باید جریان بایاس 1 mA داشته باشند. اگر $\beta_1 = \beta_2 = 200$ فرض شود و با فرض $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ برای همه ترانزیستورها و β بزرگ برای Q_3 ، نسبت $\frac{R_1}{R_2}$ را تعیین کنید.

$$V_{B_1} - V_{B_2} = 2 \left[V_T \ln \frac{1 \text{ mA}}{I_S} + 1 \text{ mA} (r) \right] = V_{BB}$$

$$V_{BB} = 2 \left[60 \text{ mV} \log \frac{1 \text{ mA}}{10^{-14}} + 10 \text{ mV} \right] = 1.34 \text{ V}$$

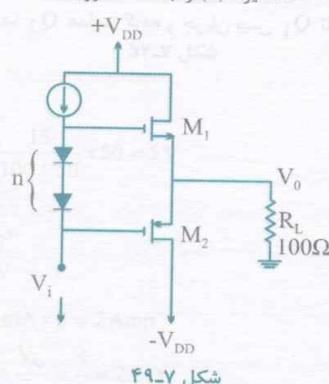
$$V_{BE_3} = 60 \text{ mV} \log \frac{10 \text{ mA}}{10^{-14}} = 720 \text{ mV}$$

$$V_{BB} = V_{BE_3} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 0.86$$

محاسبات توان و بازده و سایر پارامترها در تقویت‌کننده پوش - پول کلاس AB مانند کلاس AB است؛ زیرا جریان بایاس خیلی کمتر از جریان قلهای سیگنال است. به هر حال بازده، مقدار ناچیزی در کلاس AB کمتر از کلاس B است.

مثال ۱۸: در مدار شکل (۴۹-۷) برای آنکه بفره سیگنال کوچک ۰.۹۹ باشد، تعداد دیود (n) را به دست آورید.



شکل ۴۹-۷

$$k = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{w}{l} = 250 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

$$V_T = 1 \text{ V} , \quad V_D = 0.6$$

حل:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2g_m R_L}{1 + 2g_m R_L} \Rightarrow g_m = 0.5 S \Rightarrow g_m = 2k(V_{GS} - V_t)$$

$$V_{GS} = 2V \Rightarrow V_{GG} = 4V \Rightarrow n = \frac{V_{GG}}{V_D} \Rightarrow n > 7$$

می‌توان بهجای دیودها ضرب‌کننده V_{GS} مناسب قرار داد.

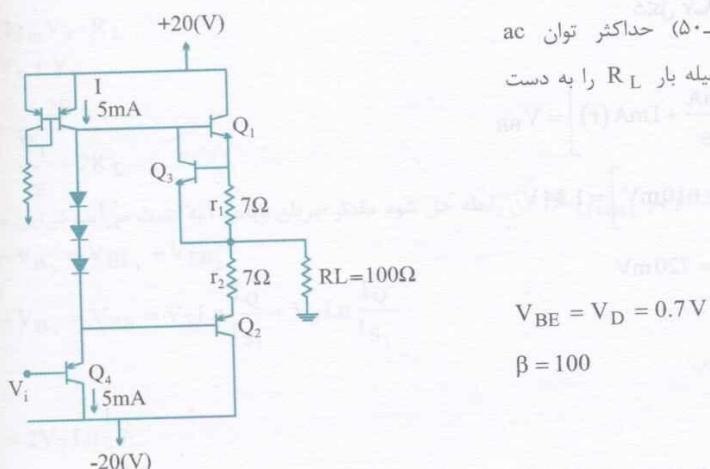
۸-۷ محدود کننده جریان در تقویت کننده‌های توان

در بسیاری از تقویت کننده‌های توان، برای محدود کردن جریان ترانزیستور خروجی، از مدارهای محدود کننده جریان استفاده می‌شود. با قرار دادن چنین مدارهایی، جریان ترانزیستور قدرت تحت هیچ شرایطی، حتی اتصال کوتاه شدن بار از مقدار مجاز تجاوز نخواهد کرد.

مثال ۱۹: در مدار شکل (۵۰-۷) حداکثر توان ac

(سینوسی) قابل انتقال به وسیله بار R_L را به دست

آورید.



شکل ۵۰-۷

حل: ترانزیستور Q_3 محدود کننده جریان برای ترانزیستور Q_1 است. اگر افت ولت روی مقاومت r_1 به ولتاژ هدایت Q_3 برسد، Q_3 هدایت کرده و جریان بیس Q_1 ثابت می‌ماند:

$$\hat{I}_{E_1} = \frac{V_{BE_3}}{r_1} = 100 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_{B_1} = \frac{\hat{I}_E}{1 + \beta} = 1 \text{ mA}$$

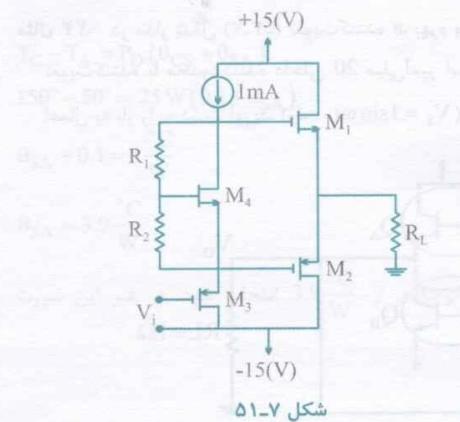
$$I_{C_{3\max}} = I - \hat{I}_{B_1} = 4 \text{ mA}$$

$$\hat{V}_{o+} = (100 + 4) \text{ mA} \times R_L = 10.4 \text{ V}$$

$$\hat{P}_o = \frac{(10.4)^2}{2R_L} = 0.54 \text{ W}$$

تقویت کننده‌های توان

۳۵۳



مثال ۲۰: در مدار شکل (۵۱-۷)، M_3 جریان بایاس 1 mA دارد. برای آنکه جریان بایاس M_1 و M_2 را مشخص کنید.

$$\frac{R_1}{R_2}$$

برای همه ترانزیستورها:

$$k = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \quad V_T = 2 \text{ V}$$

حل:

$$V_{G_1} - V_{G_2} = V_{GS_1} + V_{SG_2}$$

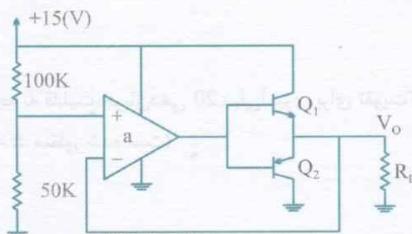
$$1 \text{ mA} = 0.25 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$V_{GS} = 4 \text{ V}$$

$$V_{GG} = V_{G_1} - V_{G_2} = 8 \text{ V}$$

$$\text{در جریان } (1 \text{ mA})$$

$$V_{GG} = V_{GS_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = 1$$



مثال ۲۱: در مدار شکل (۵۲-۷) تقویت کننده a بهره ولتاژی 10^5 دارد. این تقویت کننده محدود کننده جریان است به گونه‌ای که حداقل جریان خروجی (a). 20 میلی‌آمپر دارد. اگر β ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 ، 100 فرض شود، حداقل مقدار R_L را به دست آورید. تقویت کننده a، ورودی تفاضلی از نوع ماسفت دارد.

$$V_{(+)} = \frac{15}{100 + 50} \times 50 = 5 \text{ V}$$

فیدبک از نوع ولتاژ سری است و $B = 1$ است:

$$AB = 10^5$$

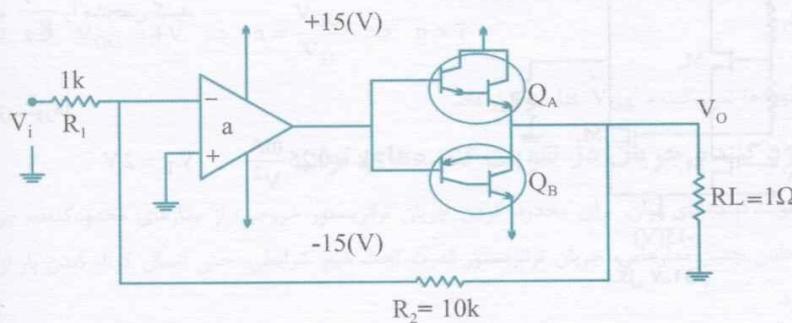
$$V_o = 5 \text{ V}$$

$$\hat{I}_o = 20 \text{ mA} \times \beta = 2 \text{ Amp}$$

$$R_{L_{\min}} = \frac{V_o}{\hat{I}_o} = \frac{5}{2} = 2.5 \Omega$$

حل:

مثال ۲۲: در مدار شکل (۵۳-۷) تقویت‌کننده a، بهره ولتاژی 10^5 با ورودی تفاضلی ماسفت دارد. حداکثر جریان خروجی این تقویت‌کننده با محدود کننده داخلی ۲۰ میلی‌آمپر است. با فرض β برای Q_A و Q_B برابر با ۱۰۰۰، حداکثر توان قابل اعمال به بار را به دست آورید. (ولت $V_i = 1 \sin \omega t$)



شکل ۵۳-۷

حل: فیدبک از نوع ولتاژ - موازی است. با توجه به a بزرگ، بهره $\frac{V_o}{V_i} = 10$ است.

در این صورت $\hat{V}_o = 10$ ولت است:

$$\hat{P}_o = \frac{10^2}{2 \times 1\Omega} = 50 \text{ W}$$

$$\hat{I}_o = \frac{10 \text{ V}}{1\Omega} = 10 \text{ Amp}$$

$$\hat{I}_{BQ_A} = \frac{10 \text{ Amp}}{\beta} \approx 10 \text{ mA}$$

با توجه به قابلیت جریان دهی ۲۰ میلی‌آمپری برای تقویت‌کننده a دستیابی به توان سینوسی ۵۰ وات ممکن است.
($\pi = 3$ منظور شده است)

$$\hat{P}_S = 2 \times 15 \left[\frac{\hat{I}_o}{\pi} \right] = 100 \text{ W}$$

$$\eta \% \approx 50\%$$

توان تلفاتی ترانزیستورهای خروجی Q_A و Q_B در این سیگنال برابر است با:

$$P_{D(A+B)} = P_s - P_o = 50 \text{ W}$$

$$P_{D(A)} = P_{D(B)} = 25 \text{ W}$$

ترانزیستورهای خروجی Q_A و Q_B باید به وسیله نصب رادیاتور مناسب خنک شوند. فرض کنید که ترانزیستورهای خروجی Q_B و Q_A در دمای ۲۵ درجه داشته باشند و $\theta_{CA} = 100$ درجه سانتی‌گراد برابر باشد، مقدار دمای

دمای مجاز بدن ترانزیستورها ۱۵۰ درجه منظور شود. اگر مقاومت خمیر سیلیکون مورد استفاده $0.1 \frac{^0C}{W}$ باشد، مقاومت دمایی

رادیاتور مورد نیاز را به دست آورید. دمای محیط اطراف رادیاتور را ۵۰ درجه منظور کنید.

برای هر ترانزیستور توان:

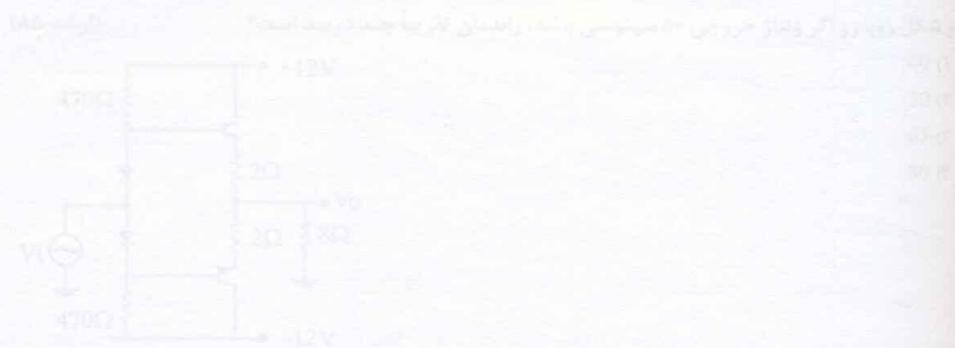
$$T_C - T_A = P_D (\theta_{CS} + \theta_{SA})$$

$$150^\circ - 50^\circ = 25 \text{ W} (0.1 + \theta_{SA})$$

$$\theta_{SA} + 0.1 = 4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$\theta_{SA} = 3.9 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

بنابراین مقاومت گرمایی رادیاتور برای هر یک از ترانزیستورها باید کوچک‌تر از $3.9 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ انتخاب شود. در غیر این صورت ترانزیستور خواهد سوخت.

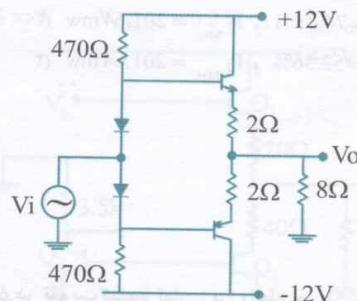


نمای مداری در شکل زیر یک مدلگرد مجموعه‌ای دوتایی سلسله مداری (V_{out} = 2V) معمولی داشته و دو خروجی دارد. جویان چهار ترانزیستورهای Q₁ و Q₂ به ترتیب به گام کوئیه فریدگشته است.
 $\{R_1 = 50\text{ }\Omega, V_{CC} = 10\text{ V}, V_{BB} = 0.3\text{ V}\}$



مجموعه تست‌های آزمون سراسری

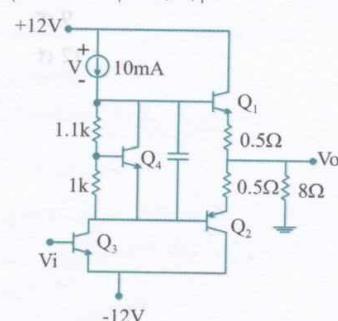
۱. در شکل رو به رو اگر ولتاژ خروجی $8V$ سینوسی باشد، راندمان تقریباً چند درصد است؟ (ارشد ۸۵)



- 40 (۱)
50 (۲)
65 (۳)
80 (۴)

۲. منبع جریان در شکل زیر برای عملکرد صحیح حداقل به ۲ ولت نیاز دارد. ($V_{min} = 2V$) حداقل دامنه ولتاژ خروجی و جریان بایاس کلکتورهای Q_1 و Q_2 به ترتیب به کدام گزینه نزدیکتر است؟ (ارشد ۸۶)

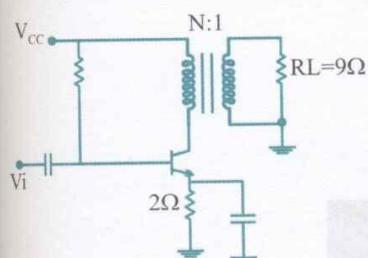
$$\left(\beta_{1,2} = 50, |V_{CE(sat)}| = 0.2V, |V_{BE}| = 0.7V \right)$$



- 50mA و 4v (۱)
50mA و 10v (۲)
70mA و 4v (۳)
70mA و 10v (۴)

۳. در تقویت‌کننده قدرت شکل مقابل حداکثر راندمان مدار چقدر است؟ و لتاژ اشباع ترانزیستور صفر فرض می‌شود.

(ارشد ۸۷)



$$N = \sqrt{2}$$

$$\%45 \quad (1)$$

$$\%42.5 \quad (2)$$

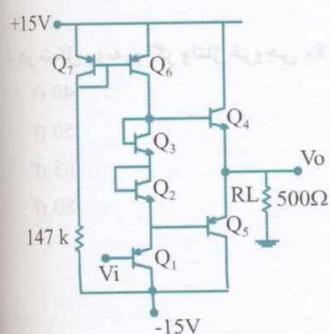
$$\%47.5 \quad (3)$$

$$\%50 \quad (4)$$

(ارشد ۸۷)

۴. در مدار زیر توان ماکزیمم مصرفی در بار و راندمان کدام است؟

$$(\beta = 100, |V_{BE(on)}| = 0.6, |V_{CE(sat)}| = 0.2)$$



ترانزیستورها با هم برابرند.

$$\eta = 52.36\% \text{ و } P_{L_{Max}} = 100 \text{ mw} \quad (1)$$

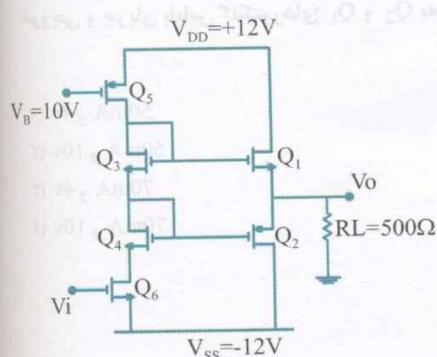
$$\eta = 78.5\% \text{ و } P_{L_{Max}} = 100 \text{ mw} \quad (2)$$

$$\eta = 74.35\% \text{ و } P_{L_{Max}} = 201.64 \text{ mw} \quad (3)$$

$$\eta = 52.36\% \text{ و } P_{L_{Max}} = 201.64 \text{ mw} \quad (4)$$

۵. در تقویت‌کننده توان زیر، رابطه جریان و ولتاژ ترانزیستورهای Mos به صورت $I_D = k_0 (|V_{GS}| - |V_T|)^2$ است.

اگر $|V_T| = 1V$ و $k_0 = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ باشد. حداکثر دامنه مثبت سیگنال خروجی بر حسب ولت برابر است با:



$$12 \quad (4)$$

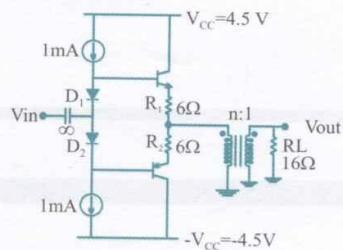
$$8 \quad (2)$$

$$9 \quad (3)$$

$$2 \quad (1)$$

۶. در مدار شکل زیر حداقل افت ولتاژ لازم در دو سر منابع جریان ۰.۳ ولت است. حداکثر راندمان توان آن چند درصد است؟ (ارشد ۸۸)

$$\left(\begin{array}{l} \beta = 49, |V_{BE}| = 0.7V \\ |V_{CE,sat}| = 0.3V \end{array} \right)$$



52 (۱)

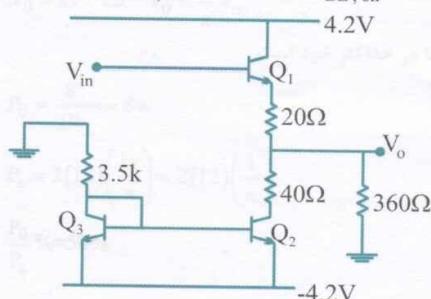
56 (۲)

61 (۳)

68 (۴)

۷. در مدار شکل مقابل مساحت پیوند بیس - امیتر ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 ۵ ده برابر مساحت بیس - امیتر ترانزیستور Q_3 است. دامنه متقارن خروجی V_o در حداکثر راندمان توان مدار بر حسب ولت کدام است؟ (ارشد ۸۹)

$$\beta \gg 1, V_{CE,sat} = 0.2V, V_{BE, on} = 0.7V, A_{E_{1,2}} = 10A_{E_3}$$



3.2 (۱)

3.8 (۲)

3.6 (۳)

4 (۴)

$$V_{CE_1} = V_{CE_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 1.4V$$

$$1.4V = V_{BE_1} + V_{BE_2} + I(0.5 - 0.5)$$

$$I = 10mA$$

$$V_o = 10mA(\beta)R_o = 4V$$

$$R'_1 = \beta^2 R_1 = 160\Omega$$

$$V_o = V_{CE_1} - \text{لشاع} I_{Q_3} = V_{CE_1} - 1.4V$$

$$V_o = V_{CE_1} \Rightarrow I_{Q_1} = \frac{V_{CE_1}}{R'_1}$$

پاسخنامه

۱. گزینه ۲ درست است.

$$V_0 = 8V \Rightarrow V_0 = \frac{2}{\pi} V_{cc}$$

در این صورت با این دامنه خروجی راندمان ۵۰ درصد و تلفات ترانزیستورها در حداکثر خود است.

$$P_0 = \frac{8^2}{2R_L} = 8W$$

$$P_s = 2(12) \left(\frac{I_0}{\pi} \right) = 2(12) \left(\frac{1}{\pi} \right)$$

$$\frac{P_0}{P_s} \% = 50\%$$

۲. گزینه ۳ درست است.

در ضرب کننده V_{BE} مدار Q_4 داریم:

$$V_{CE4} = V_{BE4} \left(1 + \frac{1.1}{1} \right) = 1.47V$$

$$1.47 = V_{BE_1} + V_{EB_2} + I(0.5 + 0.5)$$

$$I = 70mA$$

$$\hat{V}_o = 10mA(\beta)R_L = 4V$$

۳. گزینه ۱ درست است.

$$R'_L = n^2 \cdot R_L = 18\Omega$$

$$\hat{V}_{0-} = V_{CE} - \text{ولتاژ اشباع} = V_{cc} - 2I_Q$$

مدار برای حداکثر راندمان بایاس شده است، بنابراین داریم:

$$\hat{V}_{0-} = \hat{V}_{0+} \Rightarrow I_Q = \frac{\hat{V}_0}{R'_L} = \hat{I}_0$$

$$\hat{V}_0 = V_{cc} - \frac{2\hat{V}_0}{R'_L} \Rightarrow \hat{V}_0 = V_{cc} - \frac{2\hat{V}_0}{18\Omega} \Rightarrow \hat{V}_0 = \frac{9}{10}V_{cc}$$

$$\hat{P}_0 = \frac{\hat{V}_0^2}{2R'_L} = \frac{81}{100}V_{cc}^2 \cdot \frac{1}{18}$$

$$P_s = V_{cc} I_Q = V_{cc} - \frac{\hat{V}_0}{18} = V_{cc} \cdot \frac{9}{180} V_{cc}$$

$$\% \eta = \frac{\hat{P}_0}{P_s} \times 100 = 45\%$$

۴. گزینه ۱ درست است.

$$I_7 = I_6 = \frac{30 - 0.6}{147k} = 0.2 \text{ mA}$$

$$\hat{V}_0 = I_6 \beta R_L = 10 \text{ V}$$

$$\hat{P}_0 = \frac{\hat{V}_0^2}{2R_L} = 100 \text{ mw}$$

گزینه ۱ درست است زیرا گزینه ۲ با راندمان 78.5 درصد برای حالت ایده‌آل کلاس B است.

۵. گزینه ۲ درست است.

$$I_D = k_0 (V_{GS} - V_T)^2$$

$$|V_{GS_5}| = 2 \text{ V} \Rightarrow I_D = 4 \text{ mA}$$

جریان 4mA از Q3 و Q4 هم می‌گذرد، بنابراین $V_{GS} = V_{GS_4} = 2 \text{ V}$ است.

$$V_{GS_3} + V_{GS_4} = V_{GS_1} + V_{SG_2} = 4 \text{ V} \Rightarrow V_{GS_1} = V_{SG_2} = 2 \text{ V}$$

برای کار درست مدار Q5 به ناحیه تریوود نزود.

$$M_5 \text{ (فعال)} \Rightarrow V_S - V_D > V_{SG} - V_T \Rightarrow V_{D_5} < 11 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{0+} < V_{D_5} - V_{GS_1} \Rightarrow \hat{V}_{0+} < 9 \text{ V}$$

۶. گزینه ۲ درست است.

$$\hat{I}_0 = 1 \text{ mA} (1 + \beta) = 50 \text{ mA}$$

$$\hat{V}_0 = 50 \text{ mA} (16 \Omega) \times 2 = 1.6 \text{ V}$$

$$\hat{P}_0 = \frac{\hat{V}_0^2}{2R_L} = 0.08 \text{ W}$$

$$P_s = 2V_{cc} \frac{\hat{I}_0}{\pi} = 0.14 \text{ W}$$

$$\% \eta = \frac{P_0}{P_s} \times 100 = 56\%$$

توضیح: به دلیل وجود ترانسفورماتور V_0 دو برابر $[50 \text{ mA} (16 \Omega)]$ است.

۷. عزینه ۳ درست است.

$$I_3 = \frac{4.2 - 0.7}{3.5 \text{ k}} = 1 \text{ mA} \Rightarrow I_2, I_1 = 10 I_3 = 10 \text{ mA}$$

$$\hat{V}_{0_-} (\text{Q}_1) = I_1 \cdot R_L = 10 \text{ mA} (360 \Omega) = 3.6 \text{ V}$$

$$V_{E_1} = 10 \text{ mA} (20\Omega) = 0.2 \text{ V} \Rightarrow V_{CE_1} = 4.2 - 0.2 = 4$$

$$\hat{V}_{0_+} (\text{Q}_1) = \frac{4 - 0.2}{20 + 360} (360) = 3.8$$

$$\hat{V}_{0_-} (\text{Q}_2) = \frac{V_{CE_2} - V_{CE(\text{sat})}}{R_{ac}} \cdot R_L = \frac{3.8 - 0.2}{360 + 40} 360 \approx 3.7$$

نمودار (۱) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۲) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۳) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۴) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۵) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۶) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$

نمودار (۷) این تقویت کننده احتجاج به بادی‌افور محدود نموده و محدوده کمیاب

$+12 \text{ V}$ -12 V $10 \text{ k}\Omega$ $10 \text{ k}\Omega$

0.7 (v) 0.7 (v) $R_{ac} = 100\Omega$, $T_{C_{\text{sat}}} = 150^\circ \text{C}$, $T_A = 50^\circ \text{C}$

$V_{CE_1} = 50 \text{ mV}$, $\theta_{AC} = 1 \frac{\text{mV}}{\text{mV}}$, $\theta_{CE} = 0.1$

$T_{C_{\text{sat}}} = 180^\circ \text{C}$