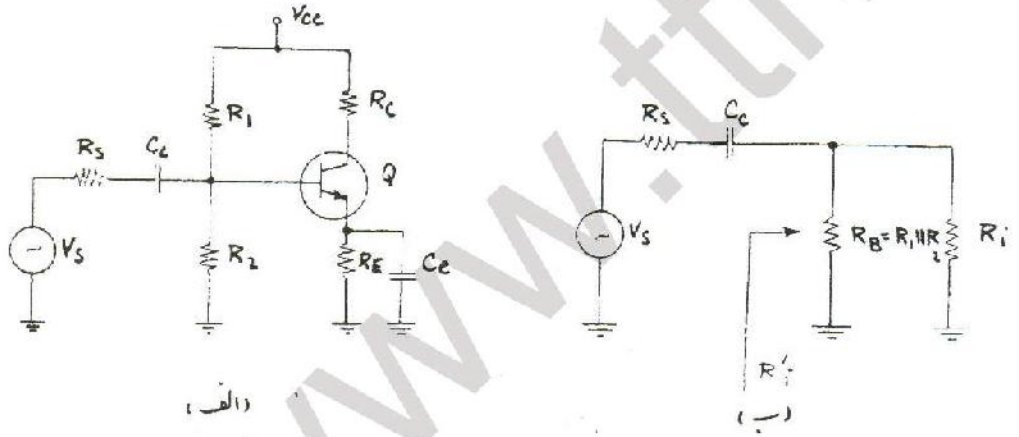
طرح مدارهای تقویت کننده دارد.

معمولاً طرح مدارهای تقویت کننده از تجزیه تحلیل آنها ساده تر است. زیرا در مسأله طرح، غیبت اطلاع از مشخصات مدار مورد نظر میتوان بعضی از عناصر یا پارامترهای مداری را طوری انتخاب نمود که در پاسخ فرکانسی ساده کننده ای برای تجزیه و تحلیل مدار بدست آید.

در این قسمت به بررسی اثر خازنهای کوپلاژ و بای پس در پاسخ فرکانسی پائین تقویت کننده های ترانزیستوری BJT و FET میپردازیم. از نتایج بدست آمده میتوان در طرح این تقویت کننده ها استفاده کرد و اثر هر دو خازن را با هم در نظر گرفت.

اثر خازن کوپلاژ C_c در تقویت کننده ترانزیستوری BJT

شکل الف ۷-۲ یک تقویت کننده CE را در حالت کلی همراه با خازنهای کوپلاژ C_c و بای پس C_e نشان میدهد. حال میخواهیم تاثیر خازن C_c را در پاسخ فرکانسی - پائین در تقویت ولتاژ این تقویت کننده بررسی نمائیم. با استفاده از مدار معادل نشان داده شده در شکل ب ۷-۲ میتوان تابع تبدیل فرکانس - پائین این تقویت کننده را بدست آورد*. با توجه به مدار معادل ملاحظه میشود



شکل ۷-۲ : الف) مدار تقویت کننده CE همراه با خازنهای بای پس و کوپلاژ.

ب) مدار معادل برای بدست آوردن اثر خازن C_c در دور و نظر گرفتن اثر خازن C_e.

در این مدار یک مدار بالاگذر RC است که فقط دارای یک خازن بوده و بنابراین یک فرکانس طبیعی[1] خواهد داشت. بعلت اینکه در فرکانس صفر (dc) خازن C_c به صورت مدار باز عمل میکند، لذا در تقویت در این فرکانس بعلت صفر سیگنال میکند. در فرکانس های بالا

---

[1] natural frequency

(*) . . . برای بررسی اثر خازن C_c تنها، در روی تابع فرکانس - پائین طرفین مشخصه خازن C_c الصاق کرده و در نظر گرفته شده تاثیر در مشخصه فرکانسی نداشته باشد.

www.ttnar.ir

(باقیمانده فرکانس‌های وسط باند) خازن C_c اتصال کوتاه شده و در بهره تقویت، مقدار ثابت A_0 را خواهد داشت. بنابراین با توجه به بحث عملکرد می‌توان تابع تبدیل مدار را بصورت زیر نوشت:

$$A_{VS} = \frac{A_0}{1 - j\, f_L/f} \qquad \text{(الف ۱۹-۲)}$$

در آن

$$f_L = \frac{1}{2\pi (R_S + R_i')\, C_c} \qquad \text{(ب ۱۹-۲)}$$

می‌باشد. با توجه به شکل ۲-۷ ب خط مرتبط در R_i' مقاومت معادل موازی R_B و R_i است. در رابطه (الف ۱۹-۲) A_0 بهره تقویت مدار در فرکانس‌های وسط باند است که مقدار آن را می‌توان با استفاده از پارامترهای سیگنال کوچک تراانزیستور بدست آورد.

مثال ۱-۲ = برای تقویت کننده CE با کوپلاژ RC مقادیر مقدار C_c را طوری بدست آورید که در فرکانس 3dB پایین باند فرکانس‌های وسط بهره تقویت آن، کمتر از 10^{Hz} نباشد. مقاومت منبع سیگنال $R_S = 1^{k}$ و $h_{ie} = 1^{k}$ و $R_B = 5^{k}$ می‌باشد.

حل: با استفاده از رابطه (ب ۱۹-۲) داریم:

$$C_c = \frac{1}{2\pi (R_S + R_i')\, f_L} \qquad \text{(ج ۱۹-۲)}$$

برای اینکه $f_L \le 10^{Hz}$ باشد باید داشته باشیم:

$$C_c \ge \frac{1}{2\pi (R_S + R_i')\, f_L}$$

$$R_i \simeq h_{ie} = 1^{k}$$

$$R_i' = h_{ie} \,//\, R_B = 1 \,//\, 5 = 0{,}83^{k}$$

$$C_c \ge \frac{1}{2\pi (1 + 0{,}83) \times 10^{3} \times 10} = 8.7^{\mu F}$$

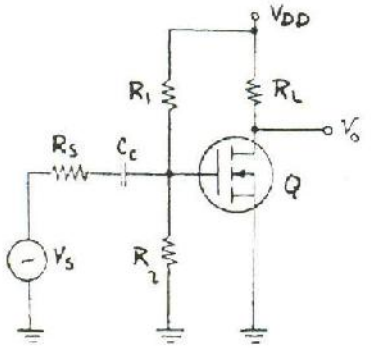
اثر خازن C_c در تقویت کننده ترانزیستوری FET

در تقویت کننده FET نیز می‌توان همان روش گفته شده در مورد BJT عمل کرد و فرکانس 3dB پایین را بدست آورد.

www.tnar.ir

امپدانس را مطابق بدست آمده از نظر همان رابطه (۲-۱۹) جزء بار قرار دهد در آن R'_i مشخص کننده امپدانس ورودی با در نظر گرفتن مقاومت بایاس لوله و A_o بهره ولتاژ تقویت کننده در وسط باند را نشان می دهد.

مثال ۲-۲ : برای تقویت کننده FET نشان داده شده در شکل ۲-۸ درصورتیکه :



$R_B = R_1 \| R_L = 500\ k\Omega$

$R_S = 50\ k\Omega$

$R_L = 10\ k\Omega$, $g_m = 1\ mmho$

باشد.

شکل ۲-۸ : تقویت کننده FET مثال ۲-۲ .

الف) مقدار حداقل C_c را طوری تعیین کنید که فرکانس 3dB پایین این تقویت کننده $50\ Hz$ باشد.

ب) بهره فرکانسی پایین این تقویت کننده را رسم نمائید.

حل : الف) با استفاده از رابطه (ج ۲-۱۹) و با جایگزین کردن $R_S = 50\ k$ ، $R'_i \approx R_B = 500\ k$ و $f_L = 50\ Hz$ در آن خواهیم داشت :

$$C_c = \frac{1}{2\pi (50+500) \times 10^3 \times 50} = 0.0058\ \mu F$$

ب) برای رسم بهره فرکانس - پایین این تقویت کننده ابتدا بهره تقویت وسط باند را بدست می آوریم. با استفاده از رابطه (الف ۲۸-۱) داریم :

$$A_o = \frac{V_o}{V_s}\ (\text{وسط باند}) = -\frac{R_B}{R_B + R_S} g_m R_L$$

$$A_o = -\frac{500}{550} \times 10 \times 1 = -9.1$$

بنابراین تابع تبدیل بهره فرکانس - پایین این تقویت کننده را می توان بصورت زیر نوشت :

$$A_{VS} = \frac{-9.1}{1 - j\ 50/f}$$

با استفاده از روابط فوق و بالاخره با مطالب گفته شده بهره فرکانسی پایین این تقویت کننده بصورت شکل ۲-۹

www.itnar.ir

که در آن

$$z'_e \triangleq (1+h_{fe})\frac{R_E}{1+j\omega C_e R_E} \qquad (۲-۲۱)$$

می‌باشد. با قرار دادن رابطه (۲-۲۱) در رابطه (۲-۲۰) می‌توان در جه تقویت A_{VS} را بدست آورد:

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{-h_{fe}R_C}{R+R'} \cdot \frac{1+j\omega C_e R_E}{1+j\omega C_e [R_E R/(R+R')]} \qquad (۲-۲۲)$$

که در آن

$$R \triangleq R_S + h_{ie} \quad , \quad R' \triangleq (1+h_{fe})R_E \qquad (۲-۲۳)$$

می‌باشد. با قرار دادن $\omega \to \infty$ در رابطه (۲-۲۲) در جه تقویت ولتاژ وسط باند بدست می‌آید:

$$A_o = \frac{-h_{fe}R_C}{R} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_S + h_{ie}} \qquad (۲-۲۴)$$

بنابراین می‌توان نوشت:

$$\frac{A_{VS}}{A_o} = \frac{1}{1+R'/R} \cdot \frac{1+j\,f/f_o}{1+j\,f/f_p} \qquad (۲-۲۵)$$

در آن

$$f_o \triangleq \frac{1}{2\pi C_e R_E} \quad , \quad f_p \triangleq \frac{1+R'/R}{2\pi C_e R_E} \qquad (۲-۲۶)$$

است*. ملاحظه می‌شود که f_o صفر تابع تبدیل در جه تقویت ولتاژ $\left(\frac{A_{VS}}{A_o}\right)$ و f_p قطب آن است. چون معمولاً $\frac{R'}{R} \gg 1$ است، در اینصورت $f_p \gg f_o$ بوده و بنابراین صفر و قطب این تابع فاصله زیادی از همدیگر خواهند داشت. بنابراین

(*) اگر شرط $R_1 \| R_2 \gg R_S$ برقرار نباشد در اینصورت در رابطه همان حالت فوق بدست می‌آید، و فقط باید در رابطه (۲-۲۶) بجای R' مقدار $R' \triangleq R_S \| R_B + h_{ie}$ قرار داده شود.

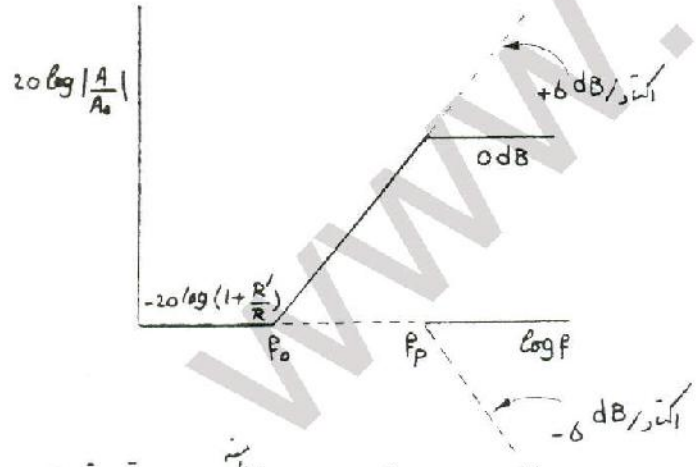
www.tfnar.ir

مثال : با فرض $R_S=0$ ، $R_E=1^{k}$ ، $C_E=100^{\mu F}$ ، $h_{fe}=50$ ، $h_{ie}=1.1^{k}$ و $R_C=2^{k}$ مقدار $f_o=1.6^{Hz}$ و مقدار $f_p=76^{Hz}$ داریم شناد .

مقدار $\left|\frac{A_{VS}}{A_o}\right|$ را حسب رسی بل بصورت زیر نوشته مرشود :

$$20\log\left|\frac{A_{VS}}{A_o}\right| = -20\log\left(1+\frac{R'}{R}\right) + 20\log\sqrt{1+(f/f_o)^2} - 20\log\sqrt{1+(f/f_p)^2} \qquad (۲-۲۷)$$

با توجه به مطالب گفته شده در قسمت ۲-٤ ، نتیجه مرشود جمله اول عبارت فوق یک خط مستقیم را نشان مردهد . جمله دوم دارای یک قطب گذرنده از $f=f_o$ با شیب مثبت 6^{dB} بر اکتاو و جمله سوم دارای یک قطب گذرنده از $f=f_p$ با همین مقدار شیب منفی مرباشد . این خطوط در شکل ۲-۱۱ همراه با نتیجه حاصله از جمع این خطوط رسم شده اند ، نشان داده شده اند . برای فرکانس های بالاتر از f_p ($f \gg f_p$) ، نتیجه جمع خطوط با شیب مثبت 6^{dB} بر اکتاو با خط دیگر همین مقدار شیب منفی ، در جمع نهایی با هم خنثی مرباشد . برای $f \gg f_p$ ، دریافت تقویت به مقدار A_o (دریافت تقویت وسط باند) تولید مرشود ، و بنابراین همانطور در شکل مرشود برای $f > f_p$ خط مستقیم دارای مقدار $20\log\left|A_{VS}/A_o\right| = 0^{dB}$ مرباشد .

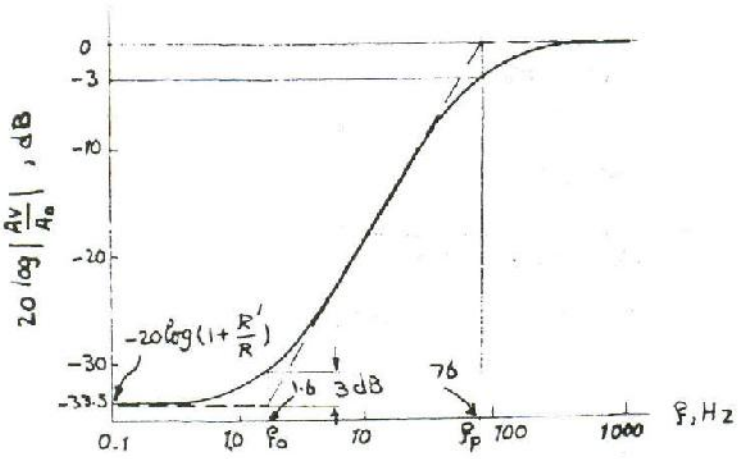


شکل ۲-۱۱ : نمودار ایده آل شده بود برای مدار تبدیل در یک صفر در $f=f_o$ و یک قطب در $f=f_p$ دارد . خطوط نقطه چین مانند و خطوط پر ، منحنی حاصل از مجموع آنها را نشان مردهند .

منحنی واقعی دامنه پاسخ برای تقویت کننده نشان داده شده در شکل الف ۲-۷ (بدون در نظر گرفتن اثر خازن C_c) در شکل ۲-۱۲ رسم شده است . مانند که از این منحنی با خطوط نقطه چین نیز نشان داده شده اند .

با فرض $f_p \gg f_o$ و با استفاده از روابط (۲-۲۵) و (۲-۲۶) ، مقدار $\left|\frac{A_{VS}}{A_o}\right|$ در $f=f_p$ برابر با

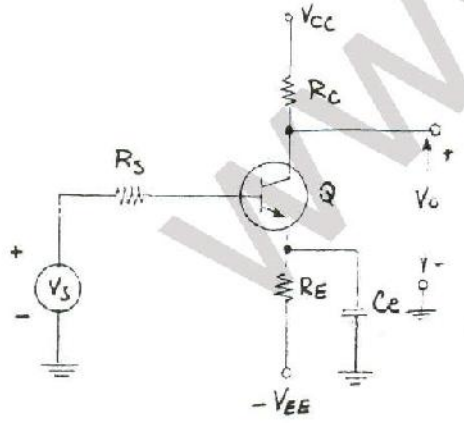
$$\left|\frac{A_{VS}}{A_0}\right| = \frac{1}{1+R'/R} \cdot \frac{f_p/f_0}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$



شکل ۲-۱۲ : پاسخ فرکانسی یک تقویت کننده با مقاومت امیتر بای پس شده است .

بنابراین $f = f_p$ فرکانسی است در آن در جه تقویت به اندازه 3dB افت پیدا میکند . لذا میتوان گفت در فرکانس 3dB پائین ، f_L ، تقریبا برابر f_p میباشد . اگر فرض $f_p \gg f_0$ صادق نباشد ، در اینصورت $f_L \neq f_p$ میشود . در اینحالت ممکن است در فرکانس 3dB انحنا داشته باشد .

مثال ۲-۳ : الف) برای مدارنشان داده شده در شکل ۲-۱۳ مقدار خازن بای پس را طوری حساب کنید در فرکانس 3dB پائین 50 Hz باشد . مشخصات ترانزیستور و مقاومت ها در مدار بصورت زیر میباشد :



شکل ۲-۱۳ : مدار مثال ۲-۳ .

$R_C = 910\ \Omega$ $\quad h_{ie} = 500\ \Omega$

$R_S = 1\ k$ $\quad h_{fe} = 40$

$R_E = 0.3\ k\Omega$

ب) پاسخ فرکانس - پائین مدار را رسم کنید .

حل : الف) با توجه به مدار داده شده داریم :

$$R = R_S + h_{ie} = 1.5\ k$$

$$R' = 41 \times 0,3 = 12,3\ k$$

در ضمن داریم :

$$\frac{R'}{R} = \frac{12.3}{1.5} = 8.2 \qquad 1+\frac{R'}{R} = 9.2$$

www.tnar.ir

چون $1+\frac{R'}{R}=9.2 \gg 1$ بوده و $f_p=(1+\frac{R'}{R})f_o$ می‌باشد، بنابراین می‌توان گفت در نتیجه صفر دوم فرکانس 3dB پایین کم بوده و مقدار این فرکانس را قطب تابع تقریب می‌نامند. داریم:

$$f_L = f_p = \frac{1+R'/R}{2\pi C_e R_E}$$

$$C_e = \frac{1+R'/R}{2\pi f_L R_E}$$

$$C_e = \frac{9.2}{2\pi \times 50 \times 0.3 \times 10^3} = 97.6\ ^{\mu F}$$

برای بدست آوردن فرکانس صفر تابع داریم:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_c R_E}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \times 97.6 \times 10^{-6} \times 0.3 \times 10^3}$$

$$f_o = 5.4\ Hz$$

ب) برای رسم تابع فرکانس مدار، ابتدا دامنه تقویت وسط باند A_o و دامنه تقویت dc را بدست می‌آوریم، داریم:

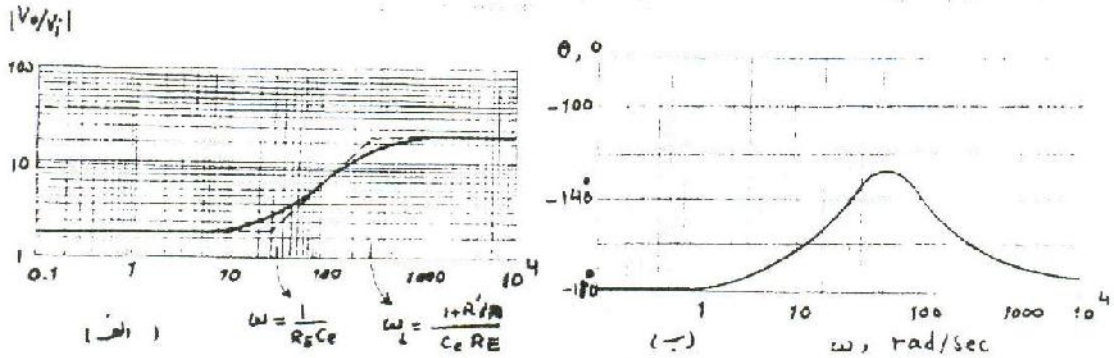
$$A_o = -\frac{h_{fe} R_c}{R} = -\frac{40 \times 0.910}{1.5} = -24.3$$

دامنه تقویت dc مدار را می‌توان مستقیماً با صفر قرار دادن فرکانس در رابطه (۲-۲۵) بدست آورد. داریم:

$$A_{dc} = \frac{A_o}{1+R'/R} = \frac{-24.3}{9.2} = -2.64$$

مقایسه این مقدار با مقدار A_o تأثیر مقاومت امیتر روی بهره تقویت را بطور واضح مشخص می‌کند.

شکل ۲-۱۴ تابع فرکانسی دامنه و فاز این تقویت کننده را در رابطه با نتایج بدست آمده از حل این مثال و بدست آوردن رسم شده است را نشان می‌دهد.

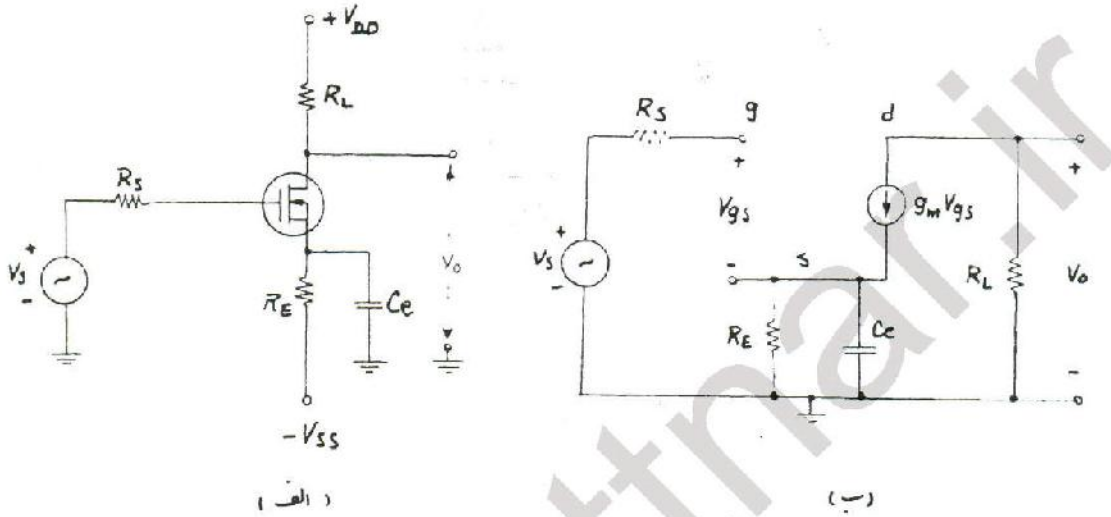


شکل ۲-۱۴ : تابع فرکانسی تقویت کننده مثال ۲-۳ : الف) دامنه ؛ ب) فاز .

www.tmar.ir

اثر خازن بای پاس C_e در تقویت کننده FET

شکل الف ۲-۱۵ یک تقویت کننده سورس - مشترک FET را نشان می دهد. خازن بای پاس برای سیگنال ac اثر مقاومت R_E* را که در سورس تقویت کننده قرار گرفته، کاهش می دهد، تا در نتیجه تقویت وسط باند را به حداکثر برساند. مدار معادل این تقویت کننده در شکل ب ۲-۱۵ رسم شده است. در این مدار می توان نوشت:



شکل ۲-۱۵ : الف) مدار تقویت کننده سورس مشترک FET با در منبع تغذیه؛
ب) مدار معادل برای بررسی اثر خازن C_e در بهره ولتاژ بای پاس.

$$V_o = -R_L g_m V_{gs} \qquad (۲-۲۸)$$

$$V_{gs} = V_s - g_m V_{gs} \cdot Z_e$$

$$V_{gs} = \frac{V_s}{1 + g_m Z_e} \qquad (۲-۲۹)$$

با قرار دادن رابطه (۲-۲۹) در (۲-۲۸) خواهیم داشت:

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R_L g_m}{1 + g_m Z_e} \qquad (۲-۳۰)$$

(*) برای تمایز مقاومت سورس با مقاومت داخلی منبع سیگنال از علامت R_E برای مقاومت سورس و مقاومت R_S برای مقاومت داخلی منبع سیگنال استفاده شده است.

www.ttnar.ir

در زمان

$$Z_e \triangleq \frac{R_E}{1+j\omega C_e R_E} \qquad (۲-۳۱)$$

می‌باشد. بنابراین می‌توان نوشت:

$$A_{VS} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{-R_L g_m}{1+g_m R_E/(1+j\omega C_e R_E)}$$

$$= \frac{-R_L g_m (1+j\omega C_e R_E)}{1+g_m R_E + j\omega C_e R_E} \qquad (۲-۳۲)$$

با توجه به اینکه

$$A_o = -g_m R_L \qquad (۲-۳۳)$$

است، می‌توان رابطه (۲-۳۲) را بصورت زیر نوشت:

$$\frac{A_{VS}}{A_o} = \frac{1}{1+g_m R_E} \cdot \frac{1+j\,f/f_o}{1+j\,f/f_p} \qquad (۲-۳۴)$$

در زمان

$$f_o \triangleq \frac{1}{2\pi C_e R_E} \quad , \quad f_p \triangleq \frac{1+g_m R_E}{2\pi C_e R_E} \qquad (۲-۳۵)$$

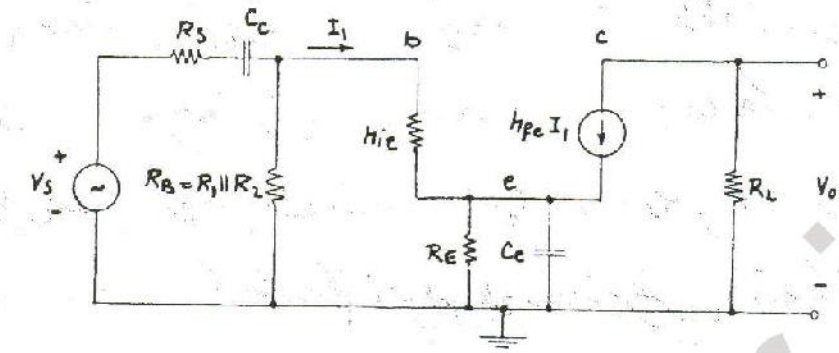
می‌باشد. این رابطه شبیه همان رابطه‌ای است که برای تقویت کننده ترانزیستوری BJT بدست آمد.

اثر هر دو خازن C_c و C_e در تقویت کننده BJT

یک تقویت کننده ترانزیستوری معمولاً دارای هر دو خازن C_c و C_e می‌باشد. در بررسی قبلی از هر یک از این خازنها در یکی از باندهای فرکانسی تنها یک در نظر گرفته شد. حال به بررسی توأم این خازنها می‌پردازیم.

مدار معادل تقویت کننده ترانزیستوری BJT شکل (الف-۷-۲) برای فرکانسهای میانی در شکل ۲-۱۶ نشان داده شده است. با توجه به اینکه در این مدار دو خازن وجود دارد، بنابراین تابع شبکه این مدار دارای دو فرکانس طبیعی خواهد بود. با بدست آوردن تابع تبدیل این

مدار می‌توان فرکانس را جداگانه تعیین نمود. در اینجا به علت تأثیر مدار هر یک از خازن‌ها روی خازن دیگر "(1)" فرکانس به دست آمده تابع هر دو خازن C_c و C_e خواهد بود. تجزیه و تحلیل چنین مداری معمولاً پیچیده است و مستلزم صرف وقت زیادی می‌باشد.



شکل ۲-۱۶ : مدار معادل تقویت کننده‌ی CE با در نظر گرفتن اثر هر دو خازن C_c و C_e.

با ساده نمودن تجزیه و تحلیل مدار و در بسیاری از موارد یک از دو خازن را تابع فرکانسی پائین می‌توان تعیین نمود با در نظر گرفتن اثر خازن C_e فرکانس 3dB پائین را با توجه به خازن C_c تعیین نمود. سپس با در نظر گرفتن اثر خازن C_c فرکانس 3dB پائین مربوط به خازن C_e را به دست می‌آوریم. اگر این دو فرکانس اختلاف قابل توجهی با هم داشته باشند (به اصطلاح از دو اکتاو یا بیشتر باشد) در این صورت فرکانس 3dB پائین تابع تقویت کننده، بزرگترین این دو فرکانس خواهد بود.

در صورتی که در مدار این دو قطب غالب به دست نیاید، در این صورت همانطوری که قبلاً گفته شد باید با استفاده از مدار معادل مشخص ۲-۱۶ تابع تبدیل کلی مدار را تعیین نمود و با رسم آن فرکانس 3dB پائین را تعیین نمود.

حال به بررسی طرح مدار تقویت کننده و انتخاب خازن‌های C_e و C_c بر اساس فرکانس 3dB پائین می‌پردازیم. همانطوری که قبلاً نیز گفته شد، مسئله طرح معمولاً ساده‌تر از مسئله تجزیه و تحلیل مداری باشد. در مسئله طرح با داشتن R_L مقادیر C_e و C_c مناسب برای مدار به دست آوریم. در اینجا نیز خط مشی در شخص نمودن R_L به تنهایی هر دو مقدار C_e و C_c را تعیین می‌نماید. یا به عبارت دیگر برای تعیین مقدار هر دو خازن می‌توان محدودیت دیگری نیز لحاظ نمود به هر نحو دلخواه و طرح دلخواه نمود. در اینجا است که اگر این محدودیت را بر اساس دانستن R_L به یکی از مقادیر خازن‌ها انتخاب نماییم، طرح مدار ساده‌تر خواهد بود.

در بررسی دو قسمتی که خط شد در مورد بررسی اثر C_e مقدار C_c را خیلی زیاد در نظر می‌گرفتیم در حالی که از آن صرف نظر می‌شد، و

(1) interacting

www.itnar.ir

همین ترتیب در برابر اثر C_c مقدار C_c زیاد در نظر گرفته می‌شود، لطفاً در پاسخ فرکانس پائین فقط توسط مقدار C_e تعیین می‌گردد.
در مسائل طرح نیز می‌توان همین ترتیب عمل نمود. بعنوان مثال، اگر C_e را خیلی زیاد در نظر بگیریم، در اینصورت می‌توان فرض نمود که فرکانس قطع پائین f_L تنها توسط C_c تعیین می‌شود. از طرف دیگر می‌توان مقدار C_c را زیاد در نظر گرفت لطفاً در فرکانس پائین f_L تنها توسط C_e تعیین گردد. در این مسائل در پیش می‌آید، مصمم مقدار زیاد برای خازن C_c یا C_e دو چوب از مدتهای فوق می‌شد. برای بدست آوردن چنین مصممی، در طرح تقویت کننده ابتدا مقدار خازن C_c یا C_e را بر اساس f_L بدست آورده و سپس یکی از خازنها را به مقدار ۱۰ برابر مقداری که بدست آمده بزرگتر انتخاب می‌کنیم. بنابراین طرح ما در مسائل تعیین f_L توسط یکی از این دو خازن، یا بعبارت دیگر اثر قطب مذکور توسط یکی از این خازنها در پاسخ فرکانس است، برقرار می‌شود. در ادامه روش طرح، توسط یک مثال عددی نشان داده می‌شود.

مثال ۲-۴ : برای مدار تقویت کننده‌ی نشان داده شده در شکل الف ۲-۷، مقادیر C_c و C_e را طوری تعیین کنید که در فرکانس 3dB پائین این تقویت کننده 50^{Hz} باشد. فرض می‌شود که $R_S = 1^{k}$، $R_E = 0.3^{k}$، $R_B = 10^{k}$ باشد. نقطه کار تقویت کننده $I_C = 2^{mA}$، $V_{CE} = 5.4^{V}$ بوده و در این نقطه کار، ترانزیستور دارای $\beta \simeq h_{fe} = 40$ می‌باشد.

حل : با استفاده از مدل نقطه کار ترانزیستور داریم

$$h_{ie} = \frac{26}{I_B} = \frac{26\beta}{I_E} \simeq 500^{\Omega}$$

اگر مقدار C_c زیاد در نظر گرفته شود، در اینصورت مقدار C_e، بر اساس اینکه به تنهایی f_L را تعیین می‌کند، بدست می‌آید. با توجه به مکانیزم تعیین مقدار این مثال با مثال ۲-۳، می‌توان مقدار C_e را همان $96.7^{\mu F}$ بدست آمده در مثال ۲-۳ در نظر گرفت.

اگر مقدار C_e را خیلی زیاد در نظر بگیریم، در اینصورت فرکانس 3dB پائین (f_L) فقط توسط خازن C_c تعیین می‌گردد، و بنابراین مقدار C_c بر اساس این فرکانس می‌شود. با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱۹ ج) داریم :

$$C_c = \frac{1}{2\pi(R_S + R_i')f_L} \qquad (۲-۱۹ ج)$$

www.itnar.ir

$$R'_i = R_i \parallel R_B \approx h_{ie} \parallel R_B$$

$$= 0.5 \parallel 10 \overset{k}{\approx} 0.5 \overset{k}{}$$

$$C_c = \frac{1}{2\pi(1+0.5)\times10^3\times50} = 2.12 \overset{MF}{}$$

در این از دو مقدار خازن C_e و C_c که به دست آمده دو برابر مقدار می‌باشد در نظر گرفته تا پیش فرض زیر گذشته باشد یکی از خازن‌ها و یا تقسیم f_L توسط یکی از خازن‌ها به تنهایی برقرار گشته. راهی است در انتخاب اینکه کدام یک از این دو خازن دو برابر در نظر گرفته شود باید بر اساس اندازه و میزان اهمیت تقسیم کار آن‌ها صورت بگیرد. در این مقدار خازن کوچکتر یعنی C_c را دو برابر در نظر می‌گیریم. بنابراین خازن‌های انتخاب شده برای مدار تقویت کننده به صورت زیر خواهد بود:

$$C_c = 21.2 \overset{MF}{} \approx 22 \overset{MF}{}$$

$$C_e = 96 \overset{MF}{} \approx 100 \overset{MF}{}$$

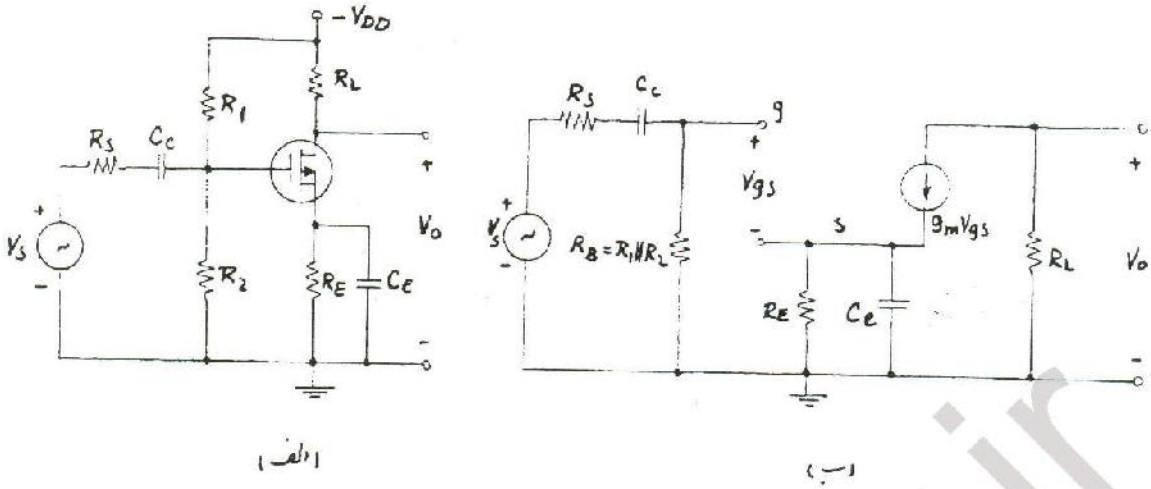
با این انتخاب قطب غالب، فرکانس پایین، فقط توسط خازن C_e تعیین شده و مقدار آن $f_L \approx 50 \overset{Hz}{}$ خواهد بود.

اثر هرود و خازن C_c و C_e در تقویت کننده FET

در تقویت کننده FET نیز نظیر تقویت کننده ترانزیستوری BJT معمولاً هرود خازن C_c و C_e در مدار تقویت کننده توان وجود دارند. در این نیز به اثر هرود خازن‌ها جهت تعیین فرکانس پایین در نظر گرفته شود. شکل ۱۷-۲ یک مدار تقویت کننده‌ی سورس مشترک FET را نشان می‌دهد. در شکل ب ۱۷-۲ مدار معادل این تقویت کننده با در نظر گرفتن اثر هرود خازن C_c و C_e ترسیم شده است. در این مدار نیز به علت وجود خازن C_c و C_e تابع تبدیل دارای دو فرکانس صفر خواهد بود. در این به علت مقاومت ورودی زیاد FET تعیین تابع تبدیل کلی مدار مشابه آن تقویت کننده ترانزیستوری BJT است، زیرا امپدانس ورودی زیاد FET باعث می‌شود در مدار خازن‌های C_c و C_e در این هم تأثیر داشته و در نتیجه نمودان تابع تبدیل کلی مدار را به سادگی از روی توابع تبدیل در این اثر مستقل هر یک از خازن‌های C_c و C_e قبلاً به دست آمد تعیین نمود. این تابع به صورت زیر خواهد بود. (به دست آوردن این تابع به عنوان تمرین پیچیده در کتابان واگذار می‌شود).

$$\frac{A_{VS}}{A_0} = \frac{1}{1+g_m R_E} \cdot \frac{1}{1-j\frac{f_{P_1}}{f}} \cdot \frac{1+j\frac{f}{f_{Z_1}}}{1+j\frac{f}{f_{P_2}}} \qquad (۲-۳۶)$$

www.itnar.ir



(الف) (ب)

شکل ۲-۱۷ : الف) مدار تقویت کننده ی سورس مشترک FET ؛

ب) مدار معادل مدار الف) برای محاسبه اثر توام C_C و C_e در پاسخ فرکانس پایین .

که در آن

$$f_{P_1} \triangleq \frac{1}{2\pi (R_B + R_S) C_C} \qquad (۲-۳۷)$$

و

$$f_{P_2} \triangleq \frac{1 + g_m R_E}{2\pi C_e R_E} \quad , \quad f_{o_2} \triangleq \frac{1}{2\pi C_e R_E} \qquad (۲-۳۸)$$

برای تمرین و تشریح روش طرح مدارهای تقویت کننده FET از روشی که گفته شده در مورد مدارهای تقویت کننده BJT می توان استفاده نمود .

۲-۶ : پاسخ پله ی یک تقویت کننده [1]

یک منبع ولتاژ برای بررسی کیفیت یک تقویت کننده [2] پاسخ آن به یک ورودی خاص می باشد . از تابع شکل موجهای متعدد ، ولتاژ پله [3] معمولترین شکل موج برای بررسی کیفی پاسخ فرکانسی تقویت کننده است . به دنبال پاسخ پله یک مدار ، پاسخ هر شکل موج دلخواهی را می توان

---

(۱) Step response (۲) Step voltage

(۳) Amplifier

بدست آورد . از مزایای دیگر استفاده از مدار شکل موج برای بررسی پاسخ فرکانسی آنست که پاسخ پله معمولاً اطلاعاتی را که بطور واضح نشان می‌دهد . علاوه براین ، از نقطه نظر عملی ، می‌دانیم که توسط سگنال‌های تولیدی مختلف می‌توان پالس[1] (یک پله کوتاه[2]) و یا موج مربعی[3] (یک پله تکراری[4]) برای آزمایش پاسخ فرکانسی بوجود آورد .

همانطور که گرفته شد یک تقویت کننده دارای محدوده فرکانسی خاصی بوده و وجود تقویت آن در فرکانس‌های پائین تر از یک فرکانس (f_L) و بالاتر از فرکانس دیگر (f_H) افت پیدا می‌کند . اگر پاسخ فرکانسی بالای یک تقویت کننده را بتوان با یک مدار یک قطبی پائین گذر [رابطه (۵-۲)] بیان نمود ، در اینصورت با دیگر می‌توان رابطه بین پاسخ فرکانسی و شکل موج خروجی - برای ورودی پله را بصورت زیر بدست آورد . در حالت کلی ، حتی برای تقویت کننده ای با مداری پیچیده ، بین اطلاعاتی لبه بالارونده[5] یک پله و پاسخ فرکانسی بالای تقویت کننده یک رابطه معنی دار وجود دارد . همچنین بین اطلاعاتی قسمت ثابت پالس[6] پاسخ پله و پاسخ فرکانسی - پائین تقویت کننده رابطه نزدیکی موجود است . بنگر دقت نکته مشخص در حین رابطه باید مورد توجه باشد ، زیرا پاسخ فرکانسی - بالا بهمان کیفیت تقویت کننده رابطه به تقویت کردن سگنال‌های سریع و پاسخ فرکانسی - پائین کیفیت آنرا نسبت به تقویت کردن فرکانس‌های کم تعیین می‌نماید . یکی از مشخصات ویژه یک پاسخ پله روشن است که این پاسخ ترکیبی از تغییرات ناگهانی و آهسته (فرکانس بالا) و تغییرات آهسته (فرکانس پائین) آن می‌باشد .

زمان صعود[7]

پاسخ مدار پائین گذر نشان داده شده در شکل ۲-۲ به یک ورودی پله با دامنه V ، یک پاسخ نمایی[8] با ثابت زمانی R_2C_2[9] می‌باشد . چنانکه ولتاژ خازن نظیر ناگهانی نمی‌تواند تغییر کند ، بنابراین خروجی از صفر شروع شده و بسمت حالت ثابت V میل می‌کند (شکل ۱۸-۲) . خروجی این مدار برابر است با :

$$v_o = V\left(1 - e^{-t/R_2C_2}\right) \qquad (۲-۳۹)$$

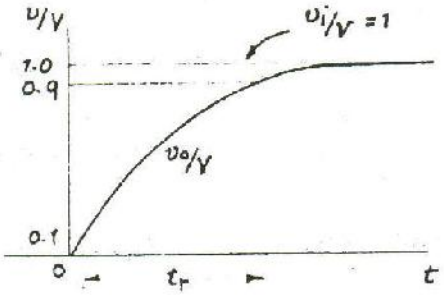
با استفاده از رابطه (۳۹-۲) می‌توان زمان لازم برای رسیدن خروجی به 0.1 مقدار نهایی آنرا بدست آورد . این زمان برابر $0.1R_2C_2$ است .

---

1) pulses
2) short step
3) square wave
4) repeated step
5) leading edge
6) flat
7) rise time
8) exponential
9) time constant

www.tnar.ir

می‌شد . همچنین زمان لازم برای رسیدن خروجی به ۰.۹ مقدار نهایی ، برابر $2.3R_1C_1$ بدست می‌آید . اختلاف بین این دو مقدار زمان صعود t_r مدار شکل ۲-۲ می‌باشد که در شکل ۲-۱۸ نشان داده شده است . این زمان مشخص کننده سرعت پاسخ تقویت کننده به یک جهش ورودی است . با استفاده از رابطه (۲-۷) می‌توان نوشت :



شکل ۲-۱۸ : پاسخ یک مدار پایین گذر RC . زمان صعود t_r در شکل مشخص شده است .

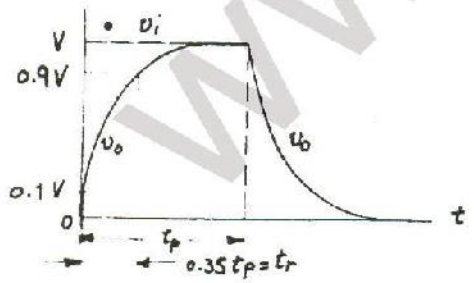
$$t_r = 2.2R_2C_2 = \frac{2.2}{2\pi f_H} = \frac{0.35}{f_H} \qquad (۲-۴۰)$$

عکس

نقطه مرجع در زمان صعود با فرکانس 3dB بالا متناسب می‌باشد . برای یک تقویت کننده با پهنای باند $(B.W. \approx f_H)$ 1MHz زمان صعود $t_r = 0.35$ HSec خواهد بود .

حال یک پالس با پهنای t_p را در نظر می‌گیریم . مرجع فرکانس 3dB بالای تقویت کننده را طوری انتخاب می‌نماییم که این سیگنال بدون اعوجاج زیاد ، تقویت شود . یک معیار قابل قبول برای این منظور : انتخاب f_H با اندازه عکس پهنای پالس می‌باشد . $f_H = \frac{1}{t_p}$.

با توجه به رابطه (۲-۴۰) ثابت زمانی مرتبط به $t_r = 0.35t_p$ است . با استفاده از این مقدار می‌توان شکل پالس خروجی را بدست آورد . شکل موج خروجی (خط پر) همراه با پالس ورودی (خط نقطه چین) در شکل ۲-۱۹ نشان داده شده‌اند . لبه‌های در لبه خط مرجع خروجی نقطه وضوع یک پالس را مشخص می‌کنند .



شکل ۲-۱۹ : پاسخ پالس مدار پایین گذر RC برای حالت $f_H = \frac{1}{t_p}$.

افت[1] یا کجی[2]

---

۱. Sag

۲. tilt

www.ttnar.ir

اگر یک تابع پله‌ای وارد یک مدار بالا ـ گذر نظیر مدار شکل ۱-۲ از دهم ، در این صورت خروجی این مدار بصورت زیر خواهد شد :

$$v_o = V e^{-t/R_1C_1} \qquad (۲-۴۱)$$

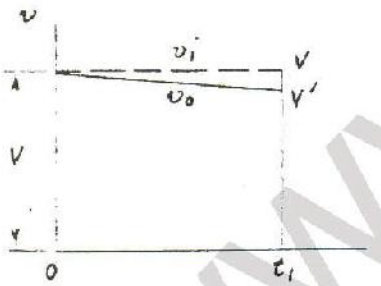
اگر زمان t در مقایسه با ثابت زمانی R_1C_1 کوچک باشد ، در این صورت رابطه خروجی را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$v_o \approx V(1 - t/R_1C_1) \qquad (۲-۴۲)$$

با مراجعه به شکل ۲-۲۰ ملاحظه می‌شود که خروجی کج شده و درصد این کجی یا افت[۵] در مدت زمان t_1 برابر است با :

$$P \triangleq \frac{V - V'}{V} \times 100\% = \frac{t_1}{R_1C_1} \times 100\% \qquad (۲-۴۳)$$

اگر ورودی یک موج مربعی متقارن ، ولتاژ پیک ـ تو ـ پیک[۶] V و پریود T باشد و $t_1 = T/2$ اختیار شود در این صورت این رابطه به شکل زیر ساده می‌گردد . اگر $f = \frac{1}{T}$ فرکانس موج مربعی باشد ، در این صورت با استفاده از رابطه (۲-۳) میزان افت P را به صورت زیر بدست آورد .



شکل ۲-۲۰ : پاسخ موج مربعی یک مدار بالا ـ گذر RC .

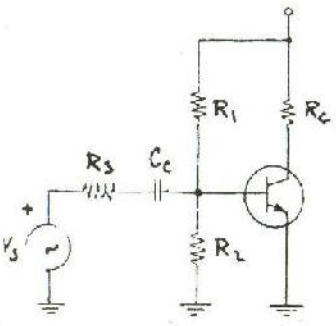
$$P = \frac{T}{2R_1C_1} \times 100 = \frac{1}{2 f R_1C_1} \times 100$$

$$= \frac{\pi f_L}{f} \times 100\% \qquad (۲-۴۴)$$

بطوری که در ملاحظه می‌شود ، مقدار کجی متناسب با فرکانس f است . اگر بخواهیم که موج مربعی با فرکانس $50\ Hz$ از نوع داری عبور کرده و دارای افت آن از ۱۰ درصد کمتر باشد ، در این صورت f_L آن مدار نباید از $1.6\ Hz$ تجاوز نماید .

مثال ۲-۵ : برای مدارنشان داده شده در شکل ۲-۲۱ اگر $R_B = 4^k$, $R_S = h_{ie} = 1^k$ باشد

مقدار خازن C_c را طوری بدست آورید که اگر به ورودی آن موج مربعی با فرکانس 50^{Hz} وصل شود، کمی خروجی از ده درصد بیشتر نشود.



شکل ۲-۲۱ : مدار مثال ۵-۲

حل : با توجه به رابطه (۲-۴۴) داریم :

$$P = \frac{\pi f_L}{f} \times 100\ \% \qquad (۲-۴۴)$$

$$P = \frac{\pi f_L}{50} \times 100 \leq 10$$

$$f_L \leq \frac{5}{\pi} \approx 1.6^{Hz}$$

با استفاده از رابطه (۲-۱۹ج) می‌توان مقدار خازن C_c را بدست آورد :

$$C_c = \frac{1}{2\pi (R_S + R_i')\, f_L} \qquad (۲-۱۹ج)$$

$$R_i' = R_B \,||\, h_{ie} = 4 \,||\, 1 = 0.8^k$$

$$C_c \geq \frac{1}{2\pi (1+0.8) \times 10^3 \times 5/\pi} = 55.6^{\mu F}$$

بررسی پاسخ فرکانس تقویت‌کننده توسط موج مربعی

مشاهده خروجی یک تقویت‌کننده و بررسی آن یک موج مربعی است (توسط اسیلوسکوپ[1]) یک آزمایش عملی مهمی است، توسط آن پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده مورد بررسی قرار می‌گیرد. این آزمایش را آزمایش موج مربعی[2] می‌نامند. با بهبود پاسخ فرکانسی، یک تقویت‌کننده می‌تواند بعضی از عناصر مداری را به آن افزود و در تنظیم مقدار این عناصر می‌توان پاسخ فرکانسی را بهتر نمود. در تعیین مقادیر این عناصر در تنظیم آنها، مشاهده تغییر اثر این عناصر در پاسخ فرکانسی، مورد نظر می‌باشد. یک روش، اندازه‌گیری خروجی در فرکانس‌های مختلف در سیم نمودار و سپس رسم نمودار آن بعد از اتمام تنظیم می‌باشد. این روش علاوه بر اینکه وقت زیادی می‌گیرد، در بعضی موارد تغییر مقدار پاسخ را نمی‌توان از نظر کیفیت مطلوب بدست آورد. روش دیگر استفاده از پاسخ پله است که اطلاعات مفیدی را در رابطه با پاسخ

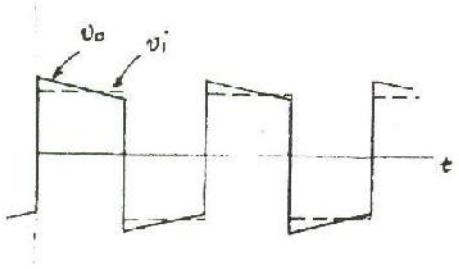
---

(۱) oscilloscope

(۲) square-wave testing

فرکانس تقویت کننده را تعیین می‌کند.

با اعمال یک سیگنال مربعی به ورودی تقویت کننده با بهره فرکانس مناسب، می‌توان با توجه به فرکانس پایین و بالای خروجی تقویت کننده را طبق همان سه مطالعه قرار داد. به عنوان مثال، فرض می‌شود ثابت زمانی فرکانس بالای یک تقویت کننده 1MS و ثابت زمانی فرکانس پایین آن 0.1^{S} باشد. در صورتی که ورودی این تقویت کننده یک سیگنال مربعی با زمان هم‌پریود آن و دامنه‌ی مثبت و منفی باشد، با اعمال شکل در ابتدا به صورت ترسیمی مشکل می‌شود که سیگنال مربعی با خروجی مثل هم نیست. دلیل این است که به علت زیاد بودن فرکانس سیگنال مربعی (کم بودن زمان تناوب) شیب سیگنال خروجی دیگر مانند سیگنال مربعی نخواهد شد. حال اگر زمان تناوب سیگنال مربعی را در حدود 0.01^{S} انتخاب کنیم، در ابتدا سیگنال مربعی دیده شده دگرگون نمی‌شود و سیگنال مشابه سیگنال خروجی خواهد شد. شکل سیگنال خروجی در این حالت در شکل ۲-۲۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲۲ : خروجی (خط پر) یک تقویت کننده با فرکانس 3dB پایین f_L (در دوره‌ی آن یک سیگنال مربعی (خط چین) مرتب شد.

۲-۷ : پاسخ فرکانس تقویت کننده چند طبقه

اگر به یک تقویت کننده یک طبقه، طبقه دیگری افزوده شود در نتیجه تغییرات در پاسخ فرکانسی کلی تقویت کننده دو طبقه بوجود می‌آید. در فرکانس‌های پایین، فرکانس قطع طبقه جدید باعث کاهش در بهره تقویت کلی می‌شود. در فرکانس‌های بالا نیز اتفاق می‌افتد. در تقویت کننده‌های چند طبقه اگر فرکانس‌های 3dB بالای طبقات مختلف تا حدی از یکدیگر دور باشند، در این صورت فرکانس 3dB بالای تقویت کننده‌ی چند طبقه توسط طبقه‌ای که دارای کمترین فرکانس 3dB بالا است تعیین می‌شود. به همین ترتیب اگر فرکانس‌های 3dB پایین طبقات مختلف زیاد باشند، فرکانس 3dB پایین تقویت کننده چند طبقه، توسط طبقه‌ای که دارای بزرگترین فرکانس 3dB پایین است مشخص می‌شود. بنابراین در حالت مشخص شده یک تقویت کننده چند طبقه با حاصلضرب بهره‌های طبقات مساوی در نظر گرفته می‌شود. وقتی که طبقه با پهنای باند کم باعث محدود شدن پهنای باند کلی خواهد شد.

---

(1) Multistage frequency response

حال اثر افزایش تعداد طبقات را روی پهنای فرکانسی یک تقویت کننده چند طبقه کاسکید[1] در نظر می‌گیریم. نظر به اینکه در این نوع تقویت کننده‌ها از طبقات یکسان استفاده می‌شود. اگر از اثر طبقات مختلف بر هم[2] صرف نظر شود، در اینصورت میزان فرکانس f_3 بالا و پائین تقویت کننده چند طبقه را از روی فرکانس 3dB هر یک از طبقات بدست آورد. تابع تبدیل چنین تقویت کننده‌ای از حاصل ضرب توابع تبدیل هر یک از طبقات متوالی در بهره بدست میاید. بنابراین، اگر هر یک از طبقات دارای یک قطب غالب بوده و فرکانس 3dB طبقه iام f_{H_i} باشد ($i = 1, 2, \dots, n$) در اینصورت f_H^* (فرکانس 3dB بالا، n طبقه) از رابطه زیر بدست میاید:

$$\frac{1}{\sqrt{1+(f_H^*/f_{H_1})^2}} \cdots \frac{1}{\sqrt{1+(f_H^*/f_{H_i})^2}} \cdots \frac{1}{\sqrt{1+(f_H^*/f_{H_n})^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad (۲-۴۵)$$

اگر فرکانس 3dB بالا طبقات متوالی با یکدیگر یکسان باشد، در اینصورت داریم:

$$f_{H_1} = f_{H_2} = \cdots = f_{H_i} = \cdots = f_{H_n} = f_H$$

بنابراین f_H^* را میتوان بصورت زیر بدست آورد:

$$\left[\frac{1}{\sqrt{1+(f_H^*/f_H)^2}}\right]^n = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

و یا:

$$\frac{f_H^*}{f_H} = \sqrt{2^{1/n}-1} \qquad (۲-۴۶)$$

برای فرکانس 3dB پائین یک تقویت کننده n طبقه با طبقات یکسان، f_L^* بهمین ترتیب میتوان بطور زیر بدست آورد:

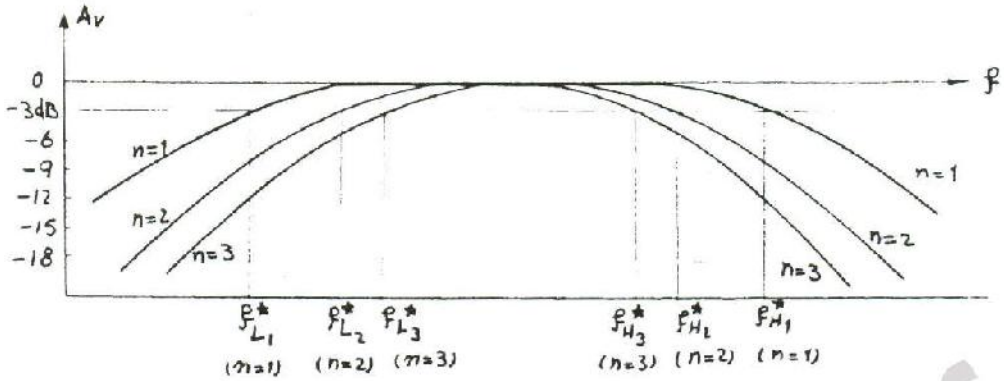
$$\frac{f_L^*}{f_L} = \frac{1}{\sqrt{2^{1/n}-1}} \qquad (۲-۴۷)$$

اثر افزایش طبقات یکسان متوالی در شکل ۲-۲۳ بطور واضح دیده میشود. برای یک طبقه تقویت کننده فرکانس قطع $f_{L_1}^*$ و $f_{H_1}^*$ میباشد. برای تقویت کننده n طبقه کاسکید با طبقات یکسان با توجه به تقویت بهره در فرکانس بالا و پائین افزایش می‌یابد:

---

(۱) Cascade

(۲) interaction



شکل ۲-۲۳ : اثر افزایش تعداد طبقات در فرکانس‌های 3dB دوباند تقویت کننده .

بطور مثال اگر بهره تقویت کننده $12\,dB$ باشد یا $40\,dB$ بر شود ، دو باند در فرکانس‌های $f_{L_1}^*$ و $f_{H_1}^*$ دارای تقویت کننده یک طبقه است از چنین تقویت $6\,dB$ خواهیم داشت . اگر نقاط $3dB$ را بدست آوریم ، این نقاط منطبق بر $f_{L_2}^*$ و $f_{H_2}^*$ خواهند شد ، یعنی حاصل در بهره تقویت به $3\,dB$ میرسد . بطور مشابه ، بهنای باند تقویت کننده دو طبقه نسبت به یک طبقه کاهش می‌یابد . همینطور دارای تقویت کننده سه طبقه است در بهره تقویت در فرکانس‌های بالا و پائین $18\,dB$ برابر یا $60\,dB$ بر شود خواهیم داشت .

در روابط (۲-۴۶) و (۲-۴۷) در فرکانس $3dB$ بالا و پائین یک تقویت کننده n طبقه را مشخص میکند ضریب $\sqrt{2^{1/n}-1}$ ضلت میکند . در جدول ۲-۳ مقدار این ضریب برای مقادیر مختلف n داده شده است .

جدول ۲-۲

n	$\sqrt{2^{1/n}-1}$
1	1
2	0.64
3	0.51
4	0.44
5	0.39

بعنوان مثال برای $n=2$ ، فرکانس $3dB$ بالا ، $f_{H_2}^* = 0{,}64\, f_{H_1}$ است یعنی 64% مقدار آن در تقویت کننده یک طبقه است . برای همین مقدار n ، $f_{L_2}^* = \frac{1}{0{,}64} f_{L_1} = 1{,}55 f_{L_1}$ میشود . برای $n=3$ ، $f_{L_3}^* = 1.96 f_{L_1}$ ، $f_{H_3}^* = 0.51 f_{H_1}$ خواهیم داشت .

مثال ۲-۶ : فرکانس $3\,dB$ بالا و پائین یک تقویت کننده چند طبقه را در دو طبقه یکسان با

www.tinar.ir

$f_{L_1} = 100\ ^{Hz}$ و $f_{H_1} = 1\ ^{MHz}$ لوله بدست آورده و پهنای باند آن با پهنای باند هر یک از طبقات مقایسه نمایید

حل : داریم :

$$f^*_{L_2} = 1{,}55\, f_{L_1} = 15{,}5\ ^{Hz}$$

$$f^*_{H_2} = 0.64\, f_{H_1} = 0{,}64\ ^{MHz}$$

$$B.W.^*_2 = f^*_{H_2} - f^*_{L_2} \approx f^*_{H_2} = 0.64\ ^{MHz}$$

$$B.W._1 = f_{H_1} - f_{L_1} \approx f_{H_1} = 1\ ^{MHz}$$

بطوریکه ملاحظه میشود پهنای باند تقویت کننده دو طبقه 0.64 برابر پهنای باند تقویت کننده یک طبقه است .

www.ttnar.ir

فصل ۳

تقویت کننده های توان

۳-۱ : مقدمه

یک سیستم تقویت کننده معمولاً از چندین تقویت کننده متوالی تشکیل میشود که وظیفه تقویت یک سیگنال ضعیف (که از منبعی نظیر میکروفون[1] یا هد[2] یک سیستم صوتی دریافت میشود) را دارند. خروجی یک سیستم تقویت کننده دارای مبدلی[3] است که انرژی الکتریکی سیگنال دریافتی را به شکل دیگری از انرژی تبدیل میکند. بعنوان مثال مبدل از بلندگو[4]، لامپ تصویر[5] و یا عناصر دیگری نظیر سرو موتور[6] بعنوان مبدل نام برد. بنابراین وظیفه تقویت کننده، سیگنال ضعیف منبع را تقویت شده و توان کافی برای راه انداختن چنین مبدلهایی را ایجاد میکند. طبقات ورودی وسایل سیستمهای تقویت کننده به منظور تقویت سیگنال کوچک بکار میروند. در این تقویت کننده ها معمولاً مورد بررسی قرار گرفت بسامد خاصی از قبیل خط تلفن[7] و در چه تقویت مورد نظر میباشد. چون جریان و ولتاژ منبع سیگنال ورودی خیلی کم میباشد، بنابراین در چنین تقویت کننده ای، مسأله توان و بازدهی[8] حائز اهمیت نیست. برای راه اندازی مبدل خروجی سیستم، باید جریان و ولتاژ سیگنال خروجی دارای مقدار کافی بزرگ باشد. در این فصل مورد بررسی تقویت کننده های سیگنال بزرگ[9] که در طبقات خروجی سیستم برای راه اندازی مبدلهایی نظیر بلندگو و سرو موتور بکار میروند، میپردازیم. یک تقویت کننده سیگنال بزرگ باید دارای بازدهی بالا باشد و قادر به ایجاد توان زیاد در حدود چند وات تا چندین صد وات باشد.

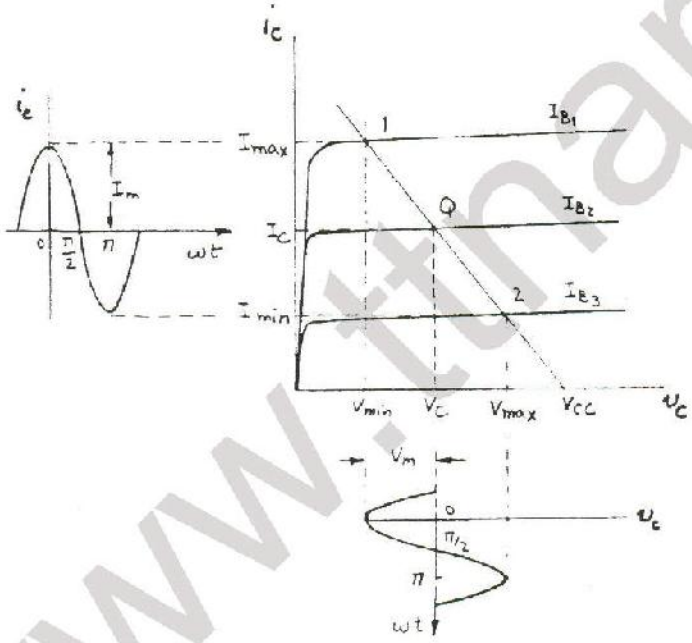
---

(1) Microphone
(2) head
(3) Transducer
(4) Loud speaker
(5) Cathode Ray Tube (CRT)
(6) Servo Motor
(7) Line-Fit
(8) Efficiency
(9) Large-Signal

عدد مهم در تقویت کننده های توان ، بازده توان مدار ، مقدار حداکثر توان ، و تطبیق امپدانس[1] تقویت کننده با بار عنصر خروجی آن می باشد .

۲-۳ : طبقه بندی تقویت کننده ها[2]

در تقویت کننده ای که قبلاً مورد مطالعه قرار گرفت ، المنت فعال تقویت کننده ترانزیستور بود که در وسط ناحیه فعال کار[3] عنصر فعال قرار گرفت (شکل ۱-۲) . در تقویت کننده ای توان نیز همانطور که در مورد تقویت کننده های قبلی مشاهده شد ، چنین المنت فعال کار مطلوب نبوده و نباید



شکل ۱-۳ : شخصه ی خروجی و شکل موج جریان و ولتاژ خروجی یک تقویت کننده ی کلاس A .

ضرورت از نقاط کار دیگری به عنوان المنت کار تقویت کننده استفاده می شود . بر این اساس طبقه بندی تقویت کننده های توان بصورت تقویت کننده ای کلاس A ، B ، AB و C صورت می گیرد . زیرا به بررسی کلاس های مختلف بر اساس نحوه المنت کار می پردازیم .

کلاس A

یک تقویت کننده کلاس A ، تقویت کننده ای است که در آن المنت کار ، در تمام سیکل ورودی طوری بایاس شده که جریان از جمع خروجی

---

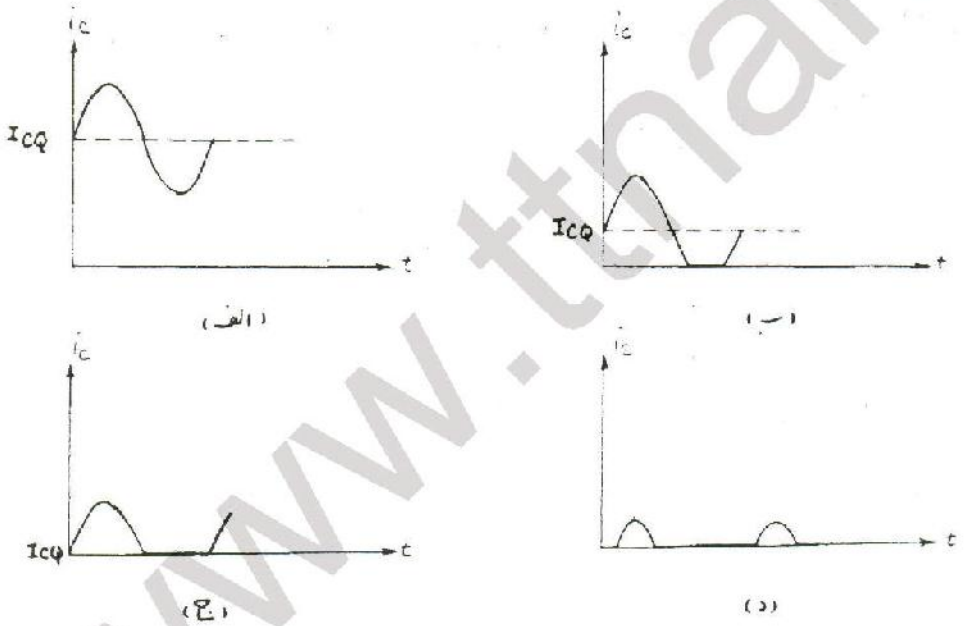
(۱) Impedance matching
(۲) amplifier classification
(۳) operating range

www.itnar.ir

جریان کلکتور ، یا جریان زدن) در هر سیکل سیگنال ورودی برقرار نگه (شکل الف ۲-۲) . که تقویت کننده سیگنال کلاس A ـ
چنان در ناحیه خطی نخصه ی عنصر فعال کار میکند .

کلاس B

در تقویت کننده کلاس B نقطه کار در نخصه جریان در نقطه واقع میشود که توان اتلاف شده صفر و ولتاژ dc حتیالم باشد . بنابراین
در این کلاس ، جریان یا ولتاژ نقطه کار تقریبا صفر میباشد . اگر سیگنال ورودی تقویت کننده سینوسی باشد در این صورت تنها نیم سیکل
از آن تقویت میشود (شکل ج ۲-۲) . بعنوان مثال اگر جریان نقطه کار تقویت کننده را صفر بگیریم ، در این صورت جریان خروجی
که نیم سیکل مساوی صفر خواهد شد .



شکل ۲-۳ : جریان کلکتور در الف) کلاس A ؛ ب) کلاس AB ؛
ج) کلاس B ؛ د) کلاس C .

کلاس AB

در تقویت کننده کلاس AB نقطه کار بین دو حالت کلاس A و کلاس B واقع میشود . بنابراین سیگنال خروجی نظیر شکل
ب ۲-۳ برای مدت زمان کمتر از نیم سیکل سیگنال ورودی ، مساوی صفر میشود .

کلاس C

در تقویت کننده کلاس C نقطه کار طوری انتخاب میشود که خروجی تقویت کننده برای ورودی سینوسی نظیر شکل د ۲-۳ در مدت

www.tnar.ir

زمان تغییر از نیم سیکل سیگنال ورودی، صفر باشد.

۳-۳ : اعوجاج

در بررسی عملکرد تقویت کننده‌ها، سیگنال کوچک، عنصر فعال (BJT یا FET) بصورت مدل خطی در نظر گرفته شد. در واقع این مدل سازی جهت دامنه کم سیگنال ورودی، در اطراف نقطه کار عنصر، درست بود. در تقویت کننده‌ها، سیگنال بزرگ، بعلت کار کردن عنصر در نواحی غیر خطی، شکل سیگنال خروجی با سیگنال ورودی تفاوت خواهد بود. علاوه بر این هرگاه تعدادی از سیگنال ورودی در خروجی با دامنه متفاوت و یا در مدت زمانی از سیکل ورودی خروجی صفر باشد، در خروجی اعوجاج حاصل خواهد شد. این نوع اعوجاج در بعلت خاصیت غیر خطی بودن مشخصه عنصر ایجاد می‌شود، اعوجاج غیر خطی[1] یا اعوجاج دامنه[2] نامیده می‌شود. همچنین را در مبحث تقویت کننده‌ها و محدودیت عناصر مداری آن، ایجاد می‌شود اعوجاج فرکانسی می‌نامند*.

هنگام که سیگنال خروجی دارای اعوجاج دامنه می‌شود، شکل آن با شکل ورودی یکسان نخواهد بود. یک روش برای تعیین چنین تغییر، در خروجی، استفاده از سری فوریه می‌باشد. همانطوری که در فصل ۲ نیز اشاره شد، با استفاده از سری فوریه می‌توان سیگنال‌های فرکانسی مختلف را مجموع تعدادی هارمونیکی با تعیین نمود. سیگنال‌های فرکانسی چنین مجموعه‌ای از فرکانس اصلی خود موج خواهند بود. بعنوان مثال، یک سیگنال مثلث با زمان تناوب $1\,msec$ باشد، دارای فرکانس اصلی $1\,kHz$ است و سیگنال‌های فرکانسی یا هارمونیکهای این سیگنال دارای فرکانس‌های $2\times 1 = 2\,kHz$ و $3\times 1 = 3\,kHz$ و ... خواهند بود. فرکانس $2\,kHz$ را هارمونیک دوم[4] و فرکانس $3\,kHz$ را هارمونیک سوم و همین ترتیب فرکانس $n\times 1 = n\,kHz$ را هارمونیک nام می‌نامند. فرکانس اصلی را هارمونیک اول می‌گویند.

اعوجاج هارمونیک دوم

در بررسی سیگنال کوچک تقویت کننده با ترانزیستوری عنصر فعال بصورت مدل خطی در نظر گرفته شد. بعنوان مثال رابطه بین i_b و i_c که مشخصه انتقال ترانزیستور می‌باشد با یک رابطه خطی ($i_c = h_{fe} i_b$) نشان داده شد. بطوری که می‌دانیم، تقویت کننده سیگنال بزرگ، تقویت کننده بصورت غیر خطی عمل کرده و در نتیجه خروجی دچار اعوجاج می‌شود. برای بررسی چنین اعوجاجی

---

(1) nonlinear distortion
(2) amplitude distortion
(3) second harmonic
(*) به فصل ۲ مراجعه شود.

www.itnar.ir

مرکیز در رابطه بین جریان i_c و i_b بصورت خطی نبوده بلکه توان این رابطه را با یک عبارت بصورت زیر نشان داد :

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2 \qquad (۳-۱)$$

که در آن G_1 و G_2 ضرایب ثابتی می‌باشد .

حال فرض می‌شود جریان بین i_b بصورت یک سیگنال سینوسی باشد :

$$i_b = I_{bm} \cos \omega t \qquad (۳-۲)$$

با قرار دادن این رابطه در رابطه (۳-۲) خواهیم داشت :

$$i_c = G_1 I_{bm} \cos \omega t + G_2 I_{bm}^2 \cos^2 \omega t$$

با در نظر گرفتن اینکه $\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t$ رابطه جریان کلکتور را با احتساب جریان نقطه کار آن (I_{CQ}) بصورت زیر می‌توان نوشت :

$$i_c = i_c + I_{CQ} = I_{CQ} + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t \qquad (۳-۳)$$

که در آن B_0 و B_1 و B_2 ضرایبی برحسب G_1 و G_2 می‌باشد . این رابطه را می‌توان توجیه فیزیکی نمود . رابطه (۳-۳) نشان می‌دهد که با اعمال یک سیگنال سینوسی به ورودی عنصری با مشخصه دینامیکی نمایی شکل ، جریان خروجی علاوه بر فرکانس اصلی این سیگنال ، دارای دو مولفه هارمونیک دوم و یک جریان ثابت نیز خواهد بود . این جریان ثابت را می‌توان به جریان نقطه کار I_{CQ} افزوده و مولفه dc جریان کلکتور را به صورت $I_{CQ} + B_0$ در نظر گرفت . بنابراین ملاحظه می‌شود که غیرخطی بودن منحنی شکل مشخصه باعث ایجاد اعوجاجی در موج خروجی می‌شود که فرکانس آن دوبرابر فرکانس موج سینوسی ورودی است . همچنین ، با اعمال سیگنال سینوسی در ورودی سیگنال خروجی نظیر موج یکسو شده دارای مقدار متوسط میشود .

مقادیر B_0 و B_1 و B_2 برای یک مقاومت بار مشخص را می‌توان از روی شکل موج خروجی بدست آورد . ما در اینجا به شکل ۳-۱

www.tnar.ir

شکل موج شکل ۳-۵ :

$$i_C = I_{max} \qquad \omega t = 0 \text{ برای}$$

$$i_C = I_{CQ} \qquad \omega t = \pi/2 \text{ برای} \qquad (۳-۴)$$

$$i_C = I_{min} \qquad \omega t = \pi \text{ برای}$$

با قرار دادن این مقادیر در رابطه (۳-۳) خواهیم داشت :

$$I_{max} = I_{CQ} + B_0 + B_1 + B_2$$

$$I_{CQ} = I_{CQ} + B_0 - B_2 \qquad (۳-۵)$$

$$I_{min} = I_{CQ} + B_0 - B_1 + B_2$$

با استفاده از این روابط می‌توان مقادیر B_0 ، B_1 و B_2 را بدست آورد :

$$B_0 = B_2 = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_{CQ}}{4} \qquad (۳-۶)$$

و

$$B_1 = \frac{I_{max} - I_{min}}{2} \qquad (۳-۷)$$

برای مشخص کردن مقدار درصد اعوجاج خروجی، اعوجاج هارمونیک دوم را تعریف می‌کنیم :

$$D_2 \triangleq \frac{|B_2|}{|B_1|} \qquad (۳-۸)$$

(برای بیان این پارامتر بصورت درصد، مقدار آن را در 100 ضرب می‌کنیم .) مقادیر I_{max} ، I_{min} و I_{CQ} را می‌توان بسهولت از روی منحنی مشخصه ترانزیستور و خط بار تعیین نمود .

ایجاد هارمونیکهای مرتبه - بالا [1]

در قسمت قبل ملاحظه شد که برای اینکه دامنه سیگنال خروجی از مقدار معینی بیشتر نشود، باید از ترانزیستورهایی با منحنی مشخصه خطی‌تر استفاده کرد . اگر

---

[1] high-order harmonics

تقویت معمولاً برای تقویت کننده ی پر سوئینگ [1] خروجی آنها کم می باشد ، لکار می رود . برای یک تقویت کننده ی توان با سوئینگ ورودی زیاد ، لازم است در نقطه ی انتقال از ناحیه فعال به ناحیه قطع کار به صورت یک سری از عبارات توان بالای جریان جمع بصورت زیر نشان داد :

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2 + G_3 i_b^3 + \cdots \qquad (۳-۹)$$

حال اگر فرض کنیم در سیگنال ورودی یک سیگنال سینوسی باشد در رابطه (۳-۲) مشخص شده است ، در اینصورت خروجی به صورت زیر خواهد شد :

$$i_C = I_{CQ} + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t + \cdots \qquad (۳-۱۰)$$

لطفاً در ملاحظه می شود که سوئینگ سوم و سوئینگ های بالاتر نیز ایجاد می گردد . مقادیر B_0 ، B_1 ، B_2 ، B_3 و .... را می توان از همان روش قبلی بدست آورد .

در این حالت ، هارمونیک را بصورت زیر تعریف می کنیم :

$$D_2 \triangleq \frac{|B_2|}{|B_1|} \quad , \quad D_3 \triangleq \frac{|B_3|}{|B_1|} \quad , \quad \cdots \quad D_n \triangleq \frac{|B_n|}{|B_1|} \quad \cdots \qquad (۳-۱۱)$$

که در آن D_n ($n = 2, 3, 4, \ldots$) هارمونیک n ام را نشان می دهد .

توان خروجی

اگر هارمونیک خروجی ناچیز باشد ، در اینصورت با فرض جریان خروجی بصورت سینوسی $i_o = B_1 \cos \omega t$ توان خروجی بصورت زیر خواهد شد :

$$P_1 = \frac{B_1^2 R_L}{2} \qquad (۳-۱۲)$$

در حالت کلی با در نظر گرفتن هارمونیک های بالاتر ، توان کلی خروجی بصورت زیر در می آید :

---

(1) Swing

www.ttnar.ir

$$P = (B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + \cdots)\frac{R_L}{2} = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \cdots)P_1$$

یا

$$P = (1 + D^2)P_1 \qquad (۴-۱۳)$$

که در آن ضریب هارمونیک کل (THD)[1] یا ضریب اعوجاج[2] بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$D \triangleq \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \cdots} \qquad (۴-۱۴)$$

اگر ضریب اعوجاج ۱۰ درصد باشد، در اینصورت

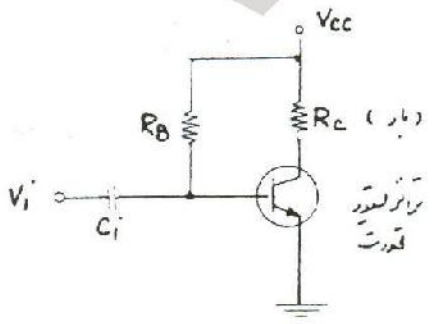
$$P = [1 + (0.1)^2]P_1 = 1.01 P_1$$

توان خروجی فقط ۱ درصد از توان سوئینگ اصلی بیشتر خواهد بود. بنابراین با نگاهداشتن توان اصلی P_1 روی سطح مناسب تقویت کننده از نظر غیرخطی بودن هم مناسب خواهد شد.

۴-۳ : تقویت کننده توان کلاس A

یک تقویت کننده ساده ترانزیستوری با بایاس ثابت[3] در مرز توان آنرا بعنوان تقویت کننده سیگنال بزرگ کلاس A نگاه داشته، در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. تنها تفاوت بین این مدار و مدار سیگنال کوچک در دامنه سیگنال و توان نامی ترانزیستور می‌باشد. در این مدار دامنه سیگنال در حدود ولت است و ترانزیستور باید قادر به تحمل چنین ولتاژی باشد. همانطور که قبلاً نشان داده شد، این مدار بعلت داشتن بازدهی کم، تقویت کننده مناسبی برای سیگنال بزرگ نیست.

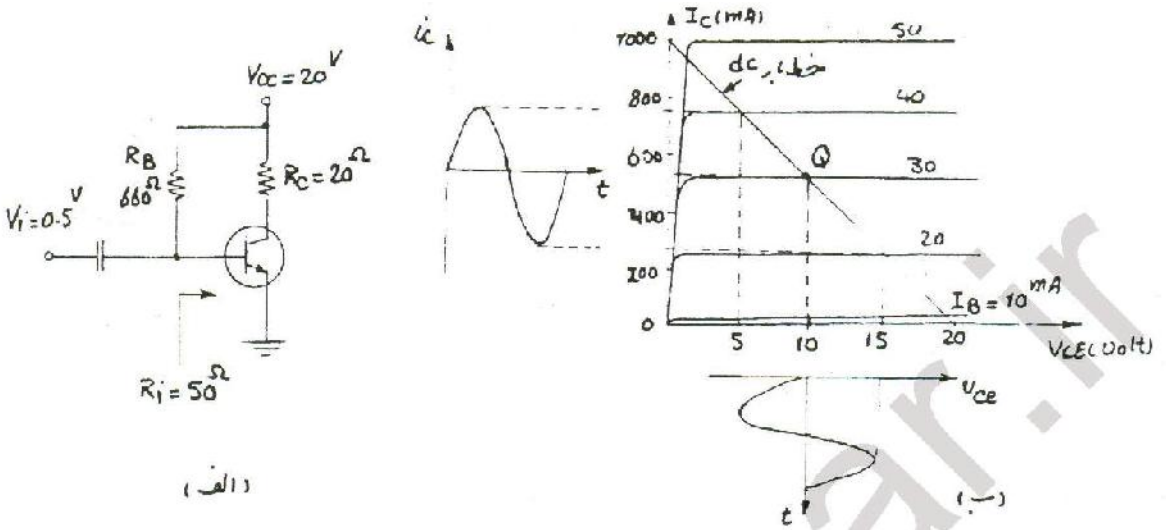
شکل الف ۴-۲ یک مدار نمونه برای تقویت کننده توان



شکل ۴-۲ : تقویت کننده سیگنال بزرگ کلاس A.

(۱) Total harmonic distortion (۲) distortion factor (۳) fixed bias

ترانزیستوری را با مقادیر مناسب نشان می‌دهد. در شکل ب-۴-۵ نیز مشخصه کلکتور ترانزیستور همراه با خط بار و جریان و ولتاژ خروجی رسم شده. سیگنال ورودی از یک مولد با سیگنال سینوسی با دامنه 0.5^{V} می‌باشد. خروجی از دو سر مقاومت بار 20^{Ω} گرفته می‌شود.



شکل ۴-۵ : الف) مدار تقویت کننده ترانزیستوری کوپل A ؛ ب) شکل موج خروجی ولتاژ و جریان همراه مشخصه خروجی.

با توجه به مقاومت بار و مشخصه ترانزیستور، نقطه کار ترانزیستور بصورت $I_{CQ} = 500^{mA}$ و $V_{CE} = 10^{V}$ بدست می‌آید.

دامنه سیگنال ورودی را می‌توان بصورت زیر بدست آورد:

$$I_i = \frac{V_i}{R_i} = \frac{0.5}{50} = 10^{mA}$$

با توجه به مشخصه خروجی ترانزیستور ملاحظه می‌شود که برای دامنه ورودی 10^{mA} سیگنال، دامنه سیگنال جریان خروجی (جریان مقاومت بار) در حدود 250^{mA} خواهد بود. همینطور دامنه ولتاژ خروجی برابر 5^{V} می‌گردد. با توجه به این مقادیر می‌توان بهره تقویت جریان، ولتاژ، و توان را برای این مدار بطریق زیر بدست آورد:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{5^{V}}{0.5^{V}} = 10$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{250^{mA}}{10^{mA}} = 25$$

$$A_p = A_v A_i = (10)(25) = 250$$

تقویت کننده سیگنال کوچک بعلت کم بودن توان سیگنال، بسته توان تقویت کننده و مقدار توان تحمیل شده توسط ترانزیستور مورد بررسی قرار گرفت. تقویت کننده سیگنال بزرگ توان خروجی را با مقدار قابل ملاحظه‌ای بالا برده و بازدهی مدار تقویت کننده از اهمیت خاصی برخوردار می‌باشد. تقویت کننده ترانزیستوری منبع تغذیه dc را برای مدار کوپل کامپیوتر منبع تهیه توان

مدار می‌باشد . توان dc تحمیل داده شده توسط این منبع به مدار ، در مقاومت بار و ترانزیستور به صورت گرما تلف می‌شود همچنین توان خروجی (توان ac بار) نیز توسط منبع تغذیه dc تأمین می‌گردد . در حقیقت بخشی از توان داده شده در شکل الف ۴-۵ تبدیل توان dc دریافتی از منبع تغذیه - توان ac (توان خروجی) در سر بار (مقاومت $20\,\Omega$ در این مثال) می‌باشد . در صورتی که بار ، یک بلندگو باشد ، در اینصورت توان ac باعث تولید صدا خواهد شد .

محاسبات توان

در این قسمت به بررسی توان تأمین شده توسط منبع تغذیه ، توان تلف شده در مقاومت بار و ترانزیستور پرداخته و بازدهی توان مدار را بدست می‌آوریم . محاسبات توان در تقویت کننده‌ی توان از اهمیت خاصی برخوردار می‌باشد . زیرا در یک مدار تقویت کننده اگر توان تلف شده توسط ترانزیستور از حد معینی بالاتر رود ، باعث سوختن آن می‌گردد . بنابراین ، این محاسبات ابزار مناسبی برای انتخاب ترانزیستور مناسب برای مدار تقویت کننده بدست می‌دهد . علاوه بر این ، محاسبات توان ، به انتخاب مقاومت‌ها توان مناسب کمک می‌کند . سر انجام در مقاومت‌ها ، اندازه‌های مختلف توان (۱/۸ W ، ۱/۴ W ، ۱/۲ W ، ۱ W ، ۲ W و ...) قابل دسترسی می‌باشند بنابراین دانستن مقدار توان مقاومت ، در انتخاب کدام طرح مدار از نظر اقتصادی تر صرفه جویی می‌باشد .

مقدار توان متوسط تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc برابر است با :

$$P_i(dc) = P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} \qquad (۵-۱۵)$$

همانطوری که ملاحظه می‌شود این مقدار عبارتست از حاصلضرب ولتاژ منبع تغذیه dc در مقدار متوسط جریانی که از این منبع کشیده می‌شود . این جریان متوسط برابر جریانی است که در نقطه‌ی Q شکل ۵-۴ شکل موج خروجی اعوجاج نداشته باشد برابر جریان نقطه‌ی کار می‌باشد .

مقدار توان ac تحویل داده شده به بار برابر است با :

$$P_L = P_o(ac) = R_L I_{C_{rms}}^2 = \frac{R_L I_{CP}^2}{2} \qquad (۵-۱۶)$$

علاوه بر این مقداری از توان منبع به صورت dc در مقاومت بار کلکتور به صورت حرارت تلف می‌شود مقدار این توان یا توان از حاصلضرب مقاومت کلکتور در مربع جریان نقطه‌ی کار بدست آورد :

$$P_{R_C} = P_R(dc) = R_C \cdot I_{CQ}^2 \qquad (۴-۱۷)$$

توان تلف شده در ترانزیستور را می‌توان با کم کردن توان تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc و سایر توان‌های تلف شده از توان ورودی بدست آورد:

$$P_C = P_{dis} = P_i - P_o - P_{R_C} \qquad (۴-۱۸)$$

این توان به صورت حرارت در ترانزیستور تلف می‌شود و مقدار آن نباید از توان مجاز مشخص شده در برگه اطلاعات بیشتر شود.

راندمان یا بازدهی مدار را می‌توان از نسبت توان dc تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc به مدار و توان متناوب ac بار به صورت زیر تعریف نمود.

$$\%\text{ بازدهی} = \eta \triangleq \frac{P_o(ac)}{P_i(dc)} \times 100 \qquad (۴-۱۹)$$

مثال ۱-۳ : برای مدار بایاس داده شده در شکل ۴-۱۵ الف توان تلف شده و بازدهی مدار را در صورتی که مقادیر زیر معلوم باشند بدست آورید.

حل :

$$P_i(dc) = V_{CC} I_{CQ} = (20^{V})(500^{mA}) = 10^{W}$$

$$P_o(ac) = R_C I_{C_{rms}}^2 = \left(\frac{0.25^{A}}{\sqrt{2}}\right)^2 (20^{\Omega}) = 0.625^{W}$$

$$P_{R_C}(dc) = R_C I_{CQ}^2 = (20^{\Omega})(0.5^{A})^2 = 5^{W}$$

$$P_C = P_i - P_o - P_{R_C} = 10 - 0.625 - 5 = 4.375^{W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 = \frac{0.625}{10} \times 100 = 6.25\%$$

با توجه به مقادیر بدست آمده در مثال فوق ملاحظه می‌شود که مقدار بازدهی مدار یعنی $\eta = 6.25\%$ مقدار کم و نامطلوبی است و بنابراین چنین مداری نمی‌تواند یک مدار تقویت کننده خوب برای توان‌های بالا باشد. بطور مثال اگر توان مشخص شده 10^{W} توان تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc، در صدد نصف آن در ترانزیستور و نصف دیگر آن در مقاومت بار به صورت حرارت تلف می‌شود،

www.tnar.ir

وتنها مقدار حداکثر آن بصورت توان ac در دو سر بار ظاهر میگردد . بنابراین تلفات حاصل در این مدار با جفت اتصال مستقیم مقاومت بار 20^{Ω} (بلندگو) در حالت بدون داشتن بازدهی خوبی نیست .

با انتخاب نقطه کار مناسب و بوسیله تقویت کننده کلاس A و یا بالاتر میتوان جریان خروجی بازدهی این مدار را تا 25% افزایش داد . بعنوان مثال با توجه به شکل ۵-۴ اگر ولتاژ دو سر بار (ولتاژ خروجی) بصورت سینوسی با حداکثر دامنه باشد ، خواهیم داشت :

$$V_{o(p-p)} \simeq 20^{V} \quad , \quad I_{o(p-p)} \simeq 1000^{mA} = 1^{A}$$

و با توجه به توان خروجی برابر است با *

$$P_{o(ac)} = \frac{V_{o(p-p)} I_{o(p-p)}}{8} = \frac{(20^{V})(1^{A})}{8} = 2.5^{W}$$

که در اینصورت بازدهی مدار مقدار حداکثر خود را داشته و بصورت زیر بدست میآید :

$$\eta = \frac{P_{o(ac)}}{P_{i(dc)}} \times 100 = \frac{2.5^{W}}{10^{W}} \times 100 = 25\%$$

برای هر سیگنال ورودی دیگر با دامنه سیگنال خروجی کمتر از سوئینگ ماکزیمم گفته ، مقدار بازدهی کمتر از 25% خواهد شد . دقت کنید در جمله توان ورودی (توان تحویل داده شده توسط منبع dc) در این مثال در مقدار 10^{W} ثابت میماند و کلکتور ، مقدار سوئینگ ولتاژ خروجی بدست آمده و مقدار آنی جریان نقطه کار (بدون در نظر گرفتن ورودی) تعیین میکند .

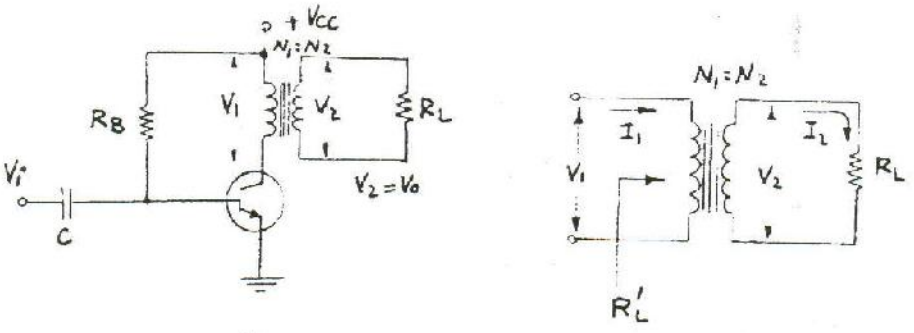
۵-۳ : تقویت کننده توان با کوپلاژ ترانسفورمری

نوع دیگری از تقویت کننده کلاس A بعنوان تقویت کننده توان با کوپلاژ ترانسفورمری است که دارای بازدهی بهتری نسبت به تقویت کننده کلاس A میباشد که در قسمت قبل مورد مطالعه قرار گرفت . شکل الف ۵-۵ مدار یک تقویت کننده توان با استفاده از کوپلاژ ترانسفورمری را نشان میدهد که در آن بوسیله نقطه کار و مشخصات مربوط به توان و بازدهی آن مدار تعیین میگردد . در بررسی ac این مدار ، امپدانس دیده شده در سمت اولیه ترانسفورماتور ، که در مدار یک ترانسفورماتور "ایده آل" میباشد . در یک ترانسفورماتور ایده آل در شکل ۵-۵ نشان داده شده است ، روابط زیر برقرار است :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \qquad (۵-۲۰)$$

(*) $P_{o(ac)} = V_{o(rms)} I_{o(rms)} = \frac{V_{o(p)}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{o(p)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{o(p-p)/2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{o(p-p)/2}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{o(p-p)} I_{o(p-p)}}{8}$

www.tnar.ir



(الف) (ب)

شکل ۵-۵ : تقویت کننده توان با کوپلاژ ترانسفورماتوری .

$$\frac{I_1}{I_L} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{n} \qquad (۵-۲۱)$$

$$\frac{R'_L}{R_L} = \frac{V_1/I_1}{V_2/I_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = n^2 \qquad (۵-۲۲)$$

با توجه به رابطه (۵-۲۲) ملاحظه میشود که مقاومت ظاهری که از دو سر اولیه ترانسفورماتور دیده میشود (R'_L) بستگی به نسبت دورهای اولیه و ثانویه ترانسفورماتور (n) و بار (R_L) دارد . از این خاصیت ترانسفورماتور در تطبیق امپدانس[1] استفاده میشود .

خط بار dc (استاتیک)

با توجه به مدار نشان داده شده در شکل الف ۵-۳ و با فرض اینکه مقاومت اهمی سیم پیچ اولیه ترانسفورماتور قابل صرف نظر کردن باشد ، مدار معادل خط بار dc این مدار را بصورت زیر نوشت .

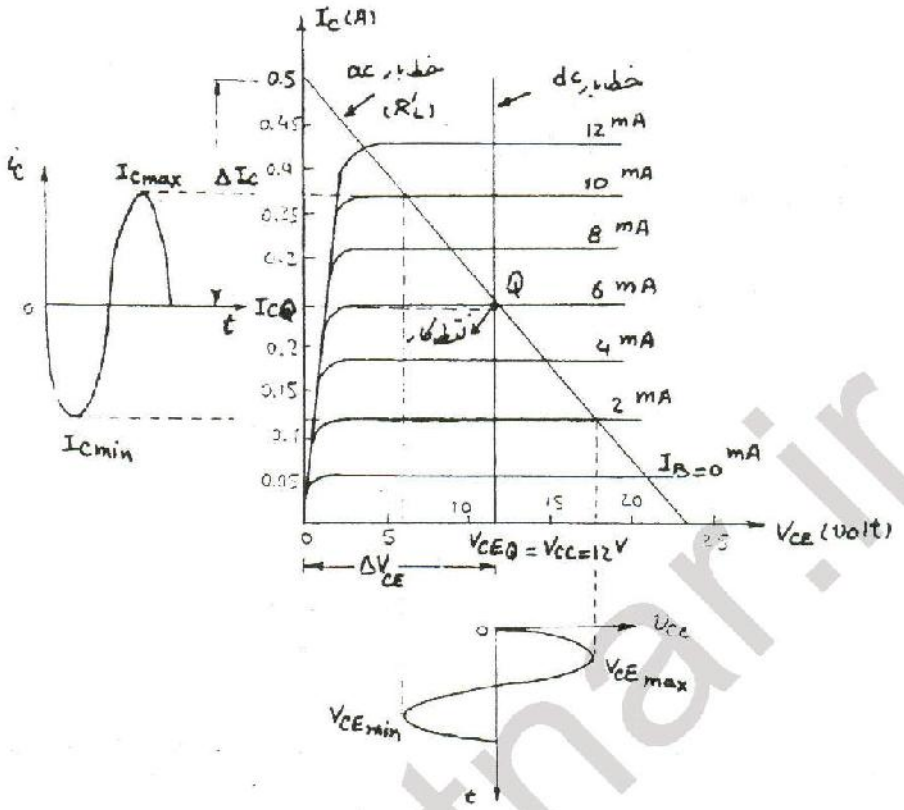
$$V_{CC} = V_{CE} \qquad (۵-۲۳)$$

بطوریکه ملاحظه میشود این رابطه یک خط عمودی ، که از نقطه $V_{CE} = V_{CC}$ در محور افقی عبور میکند ، را نشان میدهد . این خط بار در شکل ۵-۶ نشان داده شده است . این خط بار برای ترانسفورماتوری ایده آل با مقاومت اهمی صفر میباشد در صورتیکه در ترانسفورماتور واقعی سیم پیچ اولیه دارای مقاومت میباشد خط بار بصورت مورب و شیب آن از این مقاومت تبعیت خواهد نمود .

نقطه کار ثابت مداری را میتوان از محل برخورد خط بار dc با منحنی مشخصه جریان بیس انتخاب کرد .

خط بار ac (دینامیک)

(1) Impedance matching



شکل ۳-۶ : خط بار dc و ac و شکل موجهای ولتاژ خروجی و تغییرات کننده توان کلکتور ترانزیستور .

برای بدست آوردن خط بار ac ابتدا باید مقاومت باری را که مقاومت بار ac را بدست آورد . این مقاومت بار، مقاومتی است که از دیدگاه ترانزیستور دارد. شکل (۳-۶) مقدار آن را نشان میدهد که نسبت به مقاومت بار (R_L) از روی رابطه (۳-۲۲) بدست آورد . مقدار این مقاومت (R'_L) شیب خط بار ac مشخص شده ($-\frac{1}{R'_L}$) و با توجه به اینکه این خط از نقطه کار نیز عبور میکند می توان آن را ترسیم نمود و یا رابطه زیر را بدست آورد :

$$i_c - I_{CQ} = -\frac{1}{R'_L}(v_{CE} - V_{CC}) \qquad (۳-۲۴)$$

رابطه (۳-۲۴) معادله خط بار دینامیکی را نشان میدهد . برای رسم این خط ، با توجه به اینکه شیب خط $-\frac{1}{R'_L}$ بوده و از نقطه ای کار عبور میکند می توان به صورت زیر عمل نمود .

اگر تغییر ولتاژ ac خروجی را از ولتاژ نقطه کار تا سطح صفر ولت ، ΔV_{CE} در نظر بگیریم ، در اینصورت تغییرات جریان متناظر با این تغییرات ولتاژ از رابطه زیر بدست میآید :

www.tnar.ir

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_{CE}}{R'_L} \qquad (۳-۲۵)$$

با بدست آوردن مقدار ΔI_C این مقدار را می‌توان بر روی لوح جریان - جریان نقطه کار انتخاب شده و نقطه حداکثر را به نقطه کار وصل کرده و امتداد داد تا خط بار دینامیکی بدست آید. این عمل در شکل ۳-۶ نشان داده شده است. با رسم خط بار دینامیکی (ac) تلاقی شرط در سوئینگ سیگنال خروجی در کلکتور از مقدار V_{CC} (مقدار منبع تغذیه dc) تا دو برابر می‌رود. در حقیقت ولتاژ دوسر اولیه ترانسفورماتور می‌تواند مقدار زیادی گفته در طرح چنین تقویت کننده‌ای با بایاس کلاس A، با رسم خط بار دینامیکی، مقدار ولتاژ خروجی از خط بار دینامیکی از مقدار V_{CE} مجاز V_{CE} در مشخصات سازنده داده شده (V_{CEmax} یا BV_{CEO}) تجاوز نماید. با بایاس کلاس A خط بار دینامیکی باید در ناحیه کار مجاز ترانزیستور واقع شود.

سوئینگ سیگنال و توان ac خروجی

با توجه به شکل ۳-۶ مقادیر پیک تا پیک سوئینگ سیگنال خروجی (جریان و ولتاژ) بصورت زیر در می‌آید:

$$V_{during} = V_{CE(P-P)} = V_{CE_{max}} - V_{CE\,min} \qquad (۳-۲۶)$$

$$I_{during} = I_{C(P-P)} = I_{C_{max}} - I_{C_{min}} \qquad (۳-۲۷)$$

با در نظر گرفتن این مقادیر می‌توان، توان ac ایده‌آل ترانسفورماتور را بدست آورد:

$$P_{o(ac)} = V_{CE(rms)}\, I_{C(rms)}$$

$$= \frac{V_{CE(P-P)/2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{C(P-P)/2}}{\sqrt{2}}$$

$$P_{o(ac)} = \frac{(V_{CE_{max}} - V_{CE\,min})(I_{C_{max}} - I_{C_{min}})}{8} \qquad (۳-۲۸)$$

با فرض اینکه ترانسفورماتور ایده‌آل است و بازده آن صد درصد باشد، این توان در مقاومت بار R_L ظاهر خواهد شد. با در نظر گرفتن ترانسفورماتور ایده‌آل فرض کنید توان ac در مقاومت بار برابر با رابطه (۳-۲۸) در نظر می‌گیریم.

محاسبه توان و بازدهی مدار

www.tnar.ir

قسمت قبل توان خروجی را تقویت کننده توان کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری بدست آمد. حال به محاسبه توان تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc، توان تلف شده در تقویت کننده، و بازده کلی این مدار می‌پردازیم. توان ورودی dc یا توان مصرفی از منبع تغذیه از رابطه (۱۵-۳) یعنی از حاصلضرب ولتاژ dc در جریان dc کلکتور بدست آورد.

$$P_i(dc) = P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} \qquad (۱۵-۳)$$

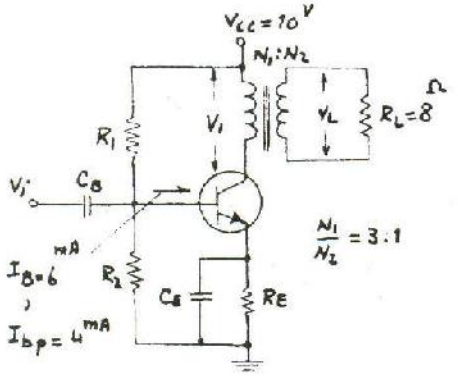
تقویت کننده شکل الف ۵-۵ بعلت اینکه از کوپلاژ ترانسفورماتور استفاده می‌کند، از توان تلف شده توسط سیم پیچ اولیه صرف نظر می‌کنیم. بنابراین تقویت کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری تنها توان تلف شده در ترانزیستور در نظر گرفته شده و مقدار آن از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$P_C = P_{dis} = P_i - P_o \qquad (۲۹-۵)$$

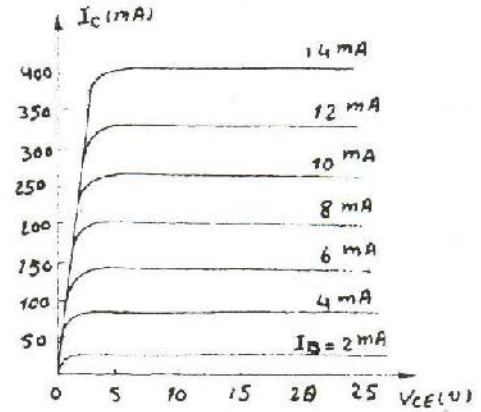
در رابطه P_C توان تلف شده یا تفاضل (در ترانزیستور) است که به صورت حرارت درمی‌آید. این رابطه نشان می‌دهد که تقویت کننده از توان الغا می‌کند. توان تلف شده توسط ترانزیستور اختلاف بین توان dc تحویل داده شده توسط منبع تغذیه dc و توان ac تحویل شده توسط بار می‌باشد. بنابراین اگر توان تحویل شده صفر باشد، در اینصورت توان تلف شده در ترانزیستور حداکثر خواهد گردید، و این مقدار همان توان تحویل داده شده توسط منبع تغذیه می‌باشد. با عبارت دیگر با کاهش بار، ترانزیستور دارای حداکثر تلفات گردیده و از طرف دیگر هنگامی که بار حداکثر توان ac را از مدار تحویل بگیرد، آن تلفات به مقدار حداقل خود خواهد رسید. بدیهی است که مقدار مفید برای ترانزیستور بار دار یک حالت (یعنی حالتی که تلفات ترانزیستور مانزیم است) در نظر گرفته شود. هنگامی که بار در مدار نباشد تلفات ترانزیستور کم می‌شود، بنابراین در نظر گرفتن بدترین حالت، برای انتخاب ترانزیستور، اطمینان مدار را افزایش خواهد داد.

مثال ۲-۳ : مدار نشان داده شده در شکل الف ۷-۳ که تقویت کننده توان کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری را در برابر اندازه یک بلندگوی $8\,\Omega$ طرح شده است، را نشان می‌دهد. نسبت تبدیل ترانسفورماتور 3:1 ($n = \frac{N_1}{N_2}$) می‌باشد. اگر مقاومت های بایس طوری انتخاب شده باشند که جریان بایس dc برابر $6\,mA$ بوده و مقدار جریان سیگنال پیک برابر منبع سیگنال $7\,mA$ در مقدار بهترین شرایط، دارای دامنه $4\,mA$ باشد، بهره منحنی ترانزیستور در شکل ب-۷-۳ نشان داده شده است. مقادیر زیر را بدست آورید:

www.tnar.ir



(الف)



(ب)

شکل ۳-۷ : الف) مدار تقویت کننده توان مانوشته ترانزیستوری مثال ۳-۲ :

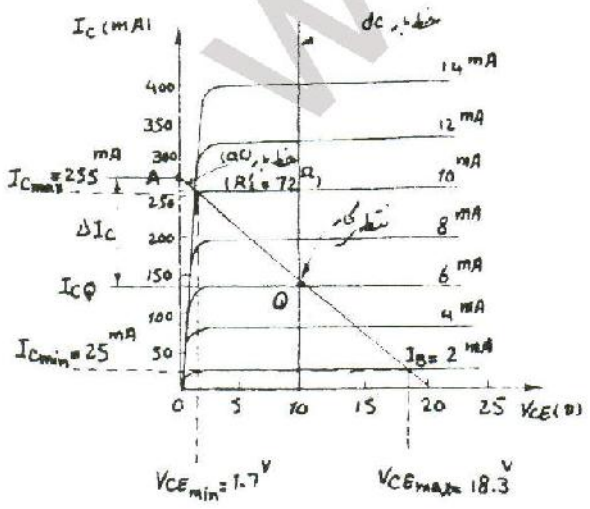
ب) مشخصه خروجی ترانزیستور مدار (الف) .

الف) $I_{C_{min}}$ ، $I_{C_{max}}$ ، $V_{CE_{min}}$ و $V_{CE_{max}}$.

ب) تعداد دور حریان و ولتاژ دوسر بار و توان آن .

ج) بازدهی مدار .

حل : الف) با رسم خط بار dc روی مشخصه ترانزیستور (خط عمود بوده (از مقاومت R_E صرف نظر شده) و از نقطه‌ای $I_B=6^{mA}$ میگذرد ($V_{CEQ}=V_{CC}=10^V$ (شکل ۳-۸) میتوان نقطه کار مدار بدست آورد . با توجه به شکل ۳-۸ و برآورد داریم :



شکل ۳-۸ :

$$I_{CQ}=140^{mA} \quad , \quad V_{CEQ}=10^V$$

مقدار بدست آمده توسط خط گذرنده از نقطه کار با توجه به رابطه (۳-۲۲) بدست میآوریم ، داریم :

$$R'_L=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L=n^2 R_L$$

$$R'_L=(3)^2(8)=72^\Omega$$

با استفاده از مقدار R'_L ، خط بار ac را رسم میکنیم : با شیب $\frac{1}{72\Omega}$ -

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_{CE}}{R'_L} = \frac{10\ V}{72\ \Omega} = 139\ mA$$

با صرف نظر $I_C = 140 + 139 = 279\ mA$ مدار محل حرکت (نقطه A) به نقطه کار Q خط بار dc بدست می‌آید.

با توجه به اینکه جریان سینگنال بین $4\ mA$ می‌باشد، می‌توان مقادیر ماکزیمم و مینیمم جریان I_C و ولتاژ V_{CE} را بدست آورد. با توجه به شکل ۸-۳ داریم:

$$V_{CEmin} = 1.7\ V \quad , \quad I_{Cmin} = 25\ mA$$

$$V_{CEmax} = 18.3\ V \quad , \quad I_{Cmax} = 255\ mA$$

ب) برای بدست آوردن مقادیر مؤثر جریان و ولتاژ بار داریم:

$$V_{CE} = V_{ip} = \frac{V_{CEmax} - V_{CEmin}}{2} = \frac{18.3 - 1.7}{2} = 8.3\ V$$

$$V_{Lp} = \frac{N_2}{N_1} V_{ip} = \frac{1}{3} \times 8.3 = 2.77\ V$$

$$V_{Lrms} = 2.77/\sqrt{2} = 1.96\ V$$

و از اینجا داریم:

$$I_{Lrms} = \frac{V_{Lrms}}{R_L} = \frac{1.96}{8} = 0.245\ A = 245\ mA$$

ج

$$P_L = R_L I^2_{Lrms} = (8\ \Omega)(0.245\ A)^2 = 0.48\ W = 480\ mW$$

برای بدست آوردن مقدار ماکزیمم توان خروجی ac از رابطه (۳-۲۸) توان بدست آوریم:

$$P_{o(ac)} = \frac{(V_{CEmax} - V_{CEmin})(I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8} \qquad (۳-۲۸)$$

$$= \frac{(18.3 - 1.7)(255 - 25)}{8} = 480\ mW$$

درجه کلکتور است. زیرا ترانزیستور باید توان تلف شده ولتاژ اولیه و ثانویه آن را بگیرد.

ج) برای بدست آوردن بازدهی مدار داریم:

$$P_i = V_{CC} \cdot I_{CQ} = (10)(140) = 1400\ mW = 1.4\ W$$

$$\eta = \frac{P_{o(ac)}}{P_i} = \frac{480}{1400} \times 100 = 34.3\ \%$$

www.tnar.ir

لطورکلی منحنی مشخصه دریک مدار بازدهی نسبت به مدار مشابه کلاس A کمتر می باشد .

بازدهی حداکثر از نظر تئوری

از نظر تئوری بازدهی مدارتقویت کننده کلاس A معمولا 25% ودرای مدار تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورمری 50% می باشد . این مطلب را می توان با استفاده از روابط مطرح نیز نشان داد . به عنوان مثال برای تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورمری داریم :

$$P_{o(ac)} = \frac{V_{CEP}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CP}}{\sqrt{2}} = \frac{R'_L I_{CP}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CP}}{\sqrt{2}}$$

$$P_{o(ac)} = \frac{1}{2} R'_L I_{CP}^2 \qquad (۲-۵۰)$$

با استفاده از روابط (۲-۵۰) و (۲-۱۵) و تعریف بازدهی [رابطه (۲-۱۹)] می توان نوشت .

$$\eta = \frac{1}{2} R'_L \frac{I_{CP}^2}{V_{CC} I_{CQ}} \qquad (۲-۵۱)$$

لطورکلی منحنی مشخصه را نمایش متناسب با مقدار دامنه جریان سیگنال خروجی (I_{CP}) می باشد و اگر این مقدار را حداکثر خود یعنی I_{CQ} در نظر بگیریم در حقیقت بازدهی را مقدار حداکثر خواهیم یافت . با انتخاب نقطه کار در وسط خط بار dc سیگنال خروجی به مقدار حداکثر خود یعنی I_{CQ} می رسد با صرف نظر کردن از ($V_{CE\,sat}$) خواهیم داشت :

$$I_{CQ} = I_{CP} \qquad (۲-۵۲)$$

و

$$V_{CC} = R'_L \cdot I_{CQ} \qquad (۲-۵۳)$$

با قرار دادن روابط (۲-۵۲) و (۲-۵۳) در رابطه (۲-۵۱) مقدار بازدهی حداکثر از نظر تئوری برای مدار تقویت کننده توان کلاس A با کوپلاژ ترانسفورمری بدست می آید . داریم :

$$\eta_{max} = \frac{1}{2} R'_L \cdot \frac{I_{CQ}^2}{R'_L \cdot I_{CQ}^2} \times 100 = \frac{1}{2} \times 100$$

$$\eta_{max} = 50\%$$

www.tnar.ir

بهمین ترتیب برای مدار تقویت کننده کلاس A می‌توان حداکثر بازدهی از نظر تئوری را برابر 25% بدست آورد. (به عنوان تمرین به عهده دانشجویان واگذار می‌شود.)

مثال ۳-۳ : با استفاده از یک ترانزیستور قدرت با مشخصات زیر

$$P_{dis,max} = 4^{W} \quad , \quad BV_{CEO} = 40^{V} \quad , \quad I_{Cmax} = 1^{A}$$

یک تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری طوری طرح کنید که ماکزیمم توان خروجی به بار $R_L = 10^{\Omega}$ تحویل دهد. منبع تغذیه لازم، توان خروجی و راندمان دو حالت اولیه و ثانویه ترانزیستور را تعیین نمائید.

حل : ناحیه کار مفید ترانزیستور در مشخصه خروجی در شکل ۹-۳ نشان داده شده است. برای تحویل حداکثر توان به بار باید بازدهی مدار حداکثر شود، به عبارت دیگر سوئینگ خروجی حداکثر باشد. با استفاده از روابط (۳-۲۰) و (۳-۲۲) داریم :

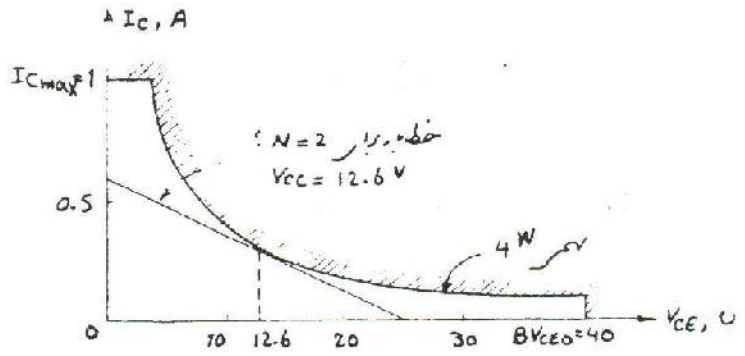
$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{2P_{o(ac)}}{R'_L}} \qquad (۳-۴۴)$$

از طرفی چون بازدهی 50% مقدار $P_{o(ac)}$ با نصف $P_{C_{max}}$ برابر بوده و همچنین با استفاده از رابطه (۳-۲۲) و رابطه (۳-۳۴)، رابطه توان بصورت زیر است :

$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{dis}}{n^2 R_L}} \qquad (۳-۴۵)$$

با در نظر گرفتن مقادیر داده شده در فرض مسئله و در نظر گرفته شدن حداکثر توان داریم :

$P_o = P_{dis,max} = 4^{W}$ ، $R_L = 10^{\Omega}$



شکل ۹-۳ : ناحیه کار مفید و خط بار برای مثال ۳-۳ .

www.itnar.ir