$$Z_2 > \frac{1}{h_{oe}} \qquad (۵-۲۲)$$

درحهره‌ی تقویت توان A_p

$$A_p = \frac{A_i^2 R_L}{R_i} \qquad (\text{رابطه‌ی } ۵-۱۸)$$

با قرار دادن روابط کامل بجای A_i و $Z_i\,(R_i)$ در رابطه (۵-۱۸) و سپس استفاده از مقادیر پارامترهای h در رابطه‌ی تقریبی شده، می‌توان نشان داد که:

$$A_p \approx \frac{h_{fe}^2 R_L}{h_{ie}} \qquad (۵-۲۳)$$

نظر خلاصه، روابط دقیق و تقریبی برای هرکدام از کمیتهای مورد بحث در جدول ۵-۲ نشان داده شده‌اند.

جدول ۵-۲ : مقادیر کامل و تقریبی کمیتهای مورد نظر برای یک تقویت کننده امیتر مشترک.

کمیت	رابطه کامل	رابطه تقریبی
A_i	$A_i = \frac{h_{fe}}{1+h_{oe}Z_L}$	$A_i = h_{fe}$
A_v	$A_v = \frac{-h_{fe}Z_L}{h_{ie}+(h_{ie}h_{oe}-h_{fe}h_{re})Z_L}$	$A_v = \frac{-h_{fe}Z_L}{h_{ie}}$
Z_1	$Z_1 = h_{ie} - \frac{h_{fe}h_{re}Z_L}{1+h_{oe}Z_L}$	$Z_1 = h_{ie}$
Z_2	$Z_2 = \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{fe}h_{re}}{h_{ie}+R_S}}$	$Z_2 > \frac{1}{h_{oe}}$
A_p	$A_p = \frac{A_i^2 R_L}{R_i}$	$A_p = \frac{h_{fe}^2 R_L}{h_{ie}}$

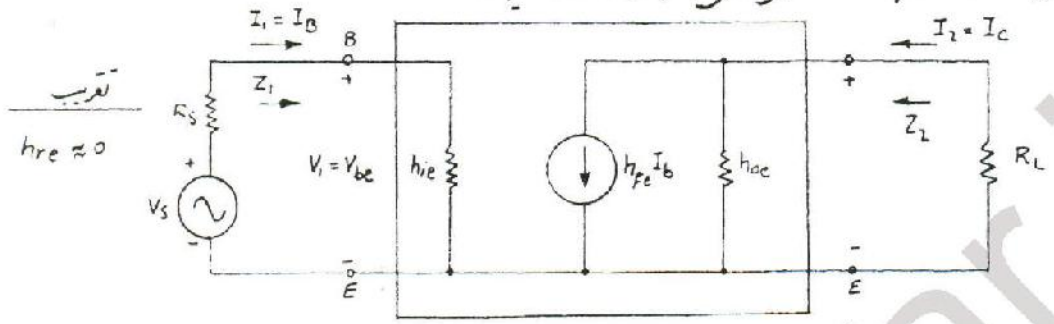
مقادیر دقیق و تقریبی هرکدام از کمیتهای فوق، با استفاده از مقادیر پارامترهای h مهیب مساله، در جدول ۵-۳ درج شده است.

جدول ۵-۳ : مقادیر دقیق و تقریبی برای کمیتهای تقویت کننده ترانزیستوری با استفاده از مقادیر پارامترها قسمت ۵-۸.

کمیت	محاسبه دقیق	محاسبه تقریبی
A_i	47.62	50
A_v	-97.5	-100
Z_1	975 Ω	1000 Ω
Z_2	53.3 kΩ	$Z_2 > 40$ kΩ
A_p	4650	5000

www.ttnar.ir

حال توجه خود را به مدار معادل سطوح فرکانس و اثرات تقریبهای مذکور را بررسی می‌نماییم. در مدار معادله، بجز امپدانس Z_2، پارامتر دیگر h_{re} در روابط تقریبی همیشه از کمیتها ظاهر می‌شود، بر این اساس، منبع ولتاژ کنترل شده $h_{re} V_2$ را می‌توان برای تعیین سطح تقریبی هرکدام از کمیتهای A_i، A_v، و Z_i مدار اتصال کوتاه حائز اهمیت فوق. برای تعیین مقدار Z_2، مدار خارج داشت در هرگاه $h_{re} V_2$ حذف شود، Z_2 بدست آمده از مقدار واقعی آن قدری کم خواهد بود. حذف $h_{re} V_2$ از مدار معادل ساده‌تر خواهد شد. با مدار تقریبی شکل ۳۰-۵ خواهد شد. با مدار اخیر در قسمت بررسی شد داریم:



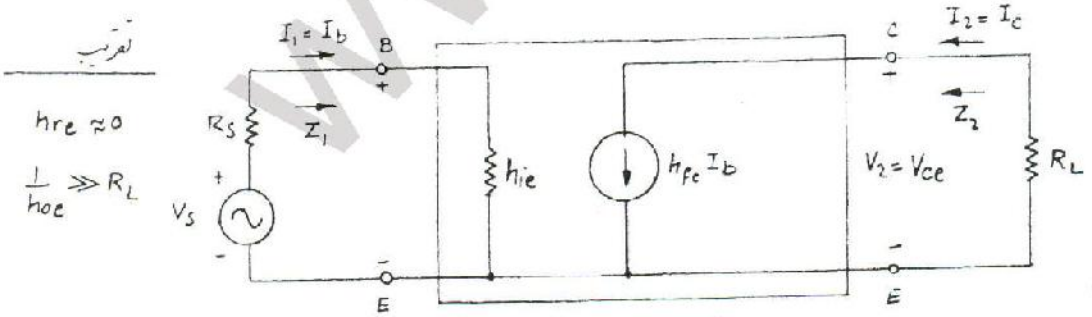
شکل ۳۰-۵ : مدار شکل ۱۸-۵ با بکارگیری تقریب $h_{re} \approx 0$.

$$\frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{25 \times 10^{-6}} = 40^{k}$$

و $Z_L = 2^k$ فرض و با در نظر گرفتن موازی این دو مقاومت خواهیم داشت:

$$40^k \| 2^k = \frac{40^k \times 2^k}{40^k + 2^k} = \frac{80^k}{42^k} = 1.91^k \approx 2^k = Z_L$$

در تقریب موازی، ترکیب موازی $\frac{1}{h_{oe}}$ و Z_L میتوان به مقاومت معادل مشخص در اندازه‌ای خیلی نزدیک به مقاومت باقی است. بر این اساس میتوان پارامتر h_{oe} را در مرحله دوم تقریب از مدار شکل ۳۰-۵ حذف نمود و مدار معادل ساده‌شده شکل ۳۱-۵ را بدست آورد.

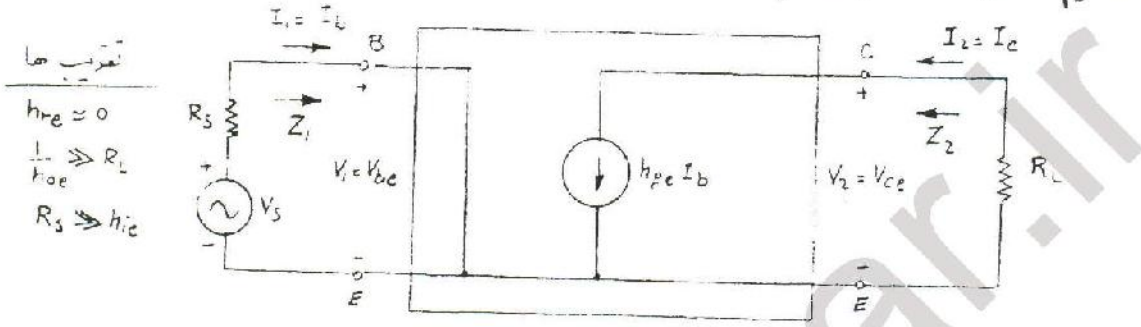


شکل ۳۱-۵ : مدار شکل ۳۰-۵ با بکارگیری تقریب $\frac{1}{h_{oe}} \gg R_L$.

برای بدست آوردن کمیتهائی مانند جریان، ولتاژ خروجی، مدار شکل ۳۱-۵ مستقیماً عملیات تکنیکی از مدار معادل با پیروی کامل لازم دارد. قبل از بکارگیری مدار تقریبی شکل ۳۱-۵ چنانچه تحلیل دقیق‌تری مطلوب باشد، در نظر گرفته شود که مدار نهائی بدست آمده در حالت کلی شامل h_{re} و h_{oe}^{-1} از مدار معادل حذف شده و $Z_2 = R_L$ (مدار باز) می‌شود.

در این دسته ، ممکن است در این تقریب کاملاً غیرقابل قبول بنظر برسد . بهرحال باید در نظر داشته باشیم در دارای مرحله بعدی ترانزیستور Z_i در مقابله با سایر عناصر مدار ، این مقاومت مدار باز در نظر گرفته میشود .

معمولاً از تقریب دیگری نیز استفاده میکنیم در این تقریب نقش ترانزیستور را بعنوان یک عنصر کنترل شده با جریان[1] مشخص میسازد . و بعضی از منابع مقاومت R_S در بعنوان مجموع مقاومت داخلی منبع و مقاومت مورد نیاز شده با منبع (که برای محدود کردن جریان ورودی مدار بکار میرود) در نظر گرفته میشود ، از نظر مقدار خیلی بزرگتر از h_{ie} میباشد . براین اساس اگر مقاومت h_{ie} را از مدار معادل حذف کنیم ، شکل ۳۲-۵ بدست خواهد آمد .



شکل ۳۲-۵ : مدار شکل ۳۱-۵ با یک بعنوان تقریب $R_S \gg h_{ie}$.

از شکل ۳۲-۵ واضح است که تنها ارتباط[2] بین مدار ورودی و خروجی ، منبع جریانی است که اندازه آن توسط جریان I_b کنترل میشود . ممکن است در بعضی موارد تعداد شاخه‌ای که برای استفاده از این مدار تقریبی باید برقرار شود ، کاهش آنرا در یک مدار معادل برای ترانزیستور محدود میسازد . ولی باید توجه داشت که در اغلب کاتالوگ[3] تنها پارامتر مشخص شده برای ترانزیستور h_{fe} میباشد . این مقدار میتواند در استفاده از مدار معادل تقریبی شکل ۳۲-۵ اشکالی را بوجود آورد . این مشکل را در بخش بعد خواهید دید .

مثال ۴-۵ : برای مثال ۱-۵ از روش تقریبی استفاده نمود و نتایج حاصله را مقایسه نمائید .

حل : ($h_{fe} = 50$ ، $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$ ، $h_{oe} = 20 \times 10^{-6}$ ، $h_{ie} = 1^k$) .

الف) $A_i \simeq h_{fe} = 50$ (مقدار بدست آمده در مثال ۱-۵ ، بند 48.1)

ب) $A_v \simeq - \frac{h_{fe} Z_L}{h_{ie}} = - \frac{50 (2 \times 10^3)}{1^k} = -100$

(مقدار بدست آمده در مثال ۱-۵ ، بند 98 -)

ج) $Z_i = 200^k \| Z_i \simeq 200^k \| h_{ie} = h_{ie} = 1^k$

(مقدار بدست آمده در مثال ۱-۵ ، بند 0.981^k)

د) $Z_2 > 1/h_{oe} = 1/20 \times 10^{-6} = 50^k$

---

1) current - controlled device
2) link
3) manuals

www.tmar.ir

د) $Z_o = 2k \| > 50^k \approx 2^k$ (مقدار بدست آمده در مثال ۱-۵، ص 1.96^k)

هـ) $A_p = A_v A_i \approx (-100)(50) = 5 \times 10^3$ (مقدار بدست آمده در مثال ۱-۵، ص 4.7×10^3)

در هر مورد، اگر منظور بدست آوردن حدود بالا یا تخمینات مدار باشد، این مقادیر با حداقل دقت زحمت بدست می‌آیند.

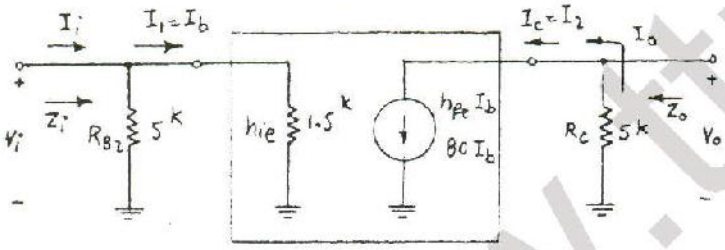
از مثال ۱-۵ می‌توان نتیجه گرفت که برای یک مدار بایاس ثابت با مقادیر نوعی، داریم:

$$A \approx h_{fe}, \quad A_v \approx \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}}, \quad Z_i \approx h_{ie},$$

$$Z_2 > \frac{1}{h_{oe}} \quad \text{و} \quad Z_o \approx R_L$$

مثال ۵-۵ : مثال ۵-۲ را با استفاده از مدل تقریبی حل نمود و نتایج حاصله را مقایسه کنید.

حل: با استفاده از مدار معادل تقریبی شکل ۲۲-۵، بصورت شکل ۲۳-۵ در می‌آید.



شکل ۲۳-۵ : مدار معادل تقریبی برای مدار شکل ۲۲-۵.

داریم که h_{oe} حذف شده است زیرا

$$\frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20\ \mu A/V} = 50^k$$

$$50^k \| 5^k \approx 5^k$$

(نسبت ۱۰:۱)

علاوه بر این، R_{B1} نیز حذف شده است زیرا، $R_{B1} \| R_{B2} = 50^k \| 5^k \approx 5^k$ (نسبت ۱۰:۱)

الف) A_v :

$$V_o = -I_o R_C = -h_{fe} I_b R_C$$

و

$$I_b = \frac{V_i}{h_{ie}}$$

بنابراین

$$V_o = -h_{fe}\left(\frac{V_i}{h_{ie}}\right) R_C$$

و

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} R_C$$

این همان رابطه‌ای است که برای مدار بایاس ثابت بدست آمد.

با قرار دادن مقدار در این رابطه خواهیم داشت:

$$A_v = \frac{-(80)}{1.5\ k}(5^k) \approx 267$$

www.tmar.ir

Z_i :

با توجه به شکل ۳۷-۵ داریم :

$$Z_i = h_{ie} = 1^{k}$$

Z_o :

با توجه به شکل ۳۷-۵ داریم :

$$Z_o\big|_{V_i=0} = R_L = 3^{k}$$

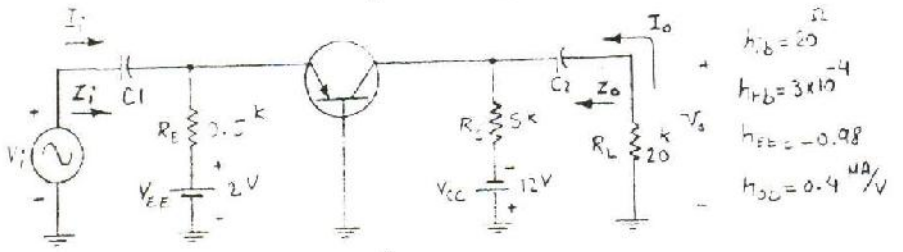
مثال ۷-۵ : با در نظر گرفتن مقاومت مدار در شکل ۳۸-۵ کمیتهای زیر را بدست آورید :

الف) $A_i = I_o/I_i$.

ب) $A_v = V_o/V_i$.

ج) Z_i .

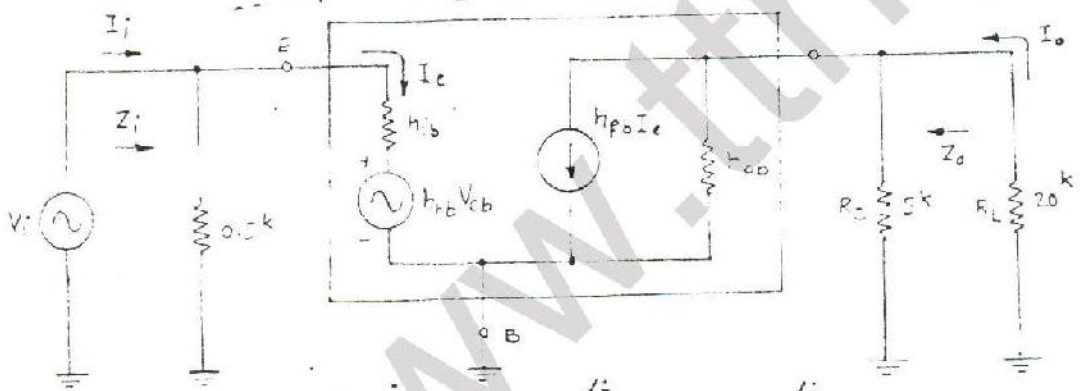
د) Z_o .



شکل ۳۸-۵ : مدار مثال ۷-۵ .

حل :

با جایگزین کردن منابع dc و خازنها توسط مدار اتصال کوتاه مدار شکل ۳۹-۵ بدست میاید .



شکل ۳۹-۵ : مدار شکل ۳۸-۵ پس از قرار دادن مدار معادل بایرد .

همانطوری که قبلاً گفته مدار معادل بس ثرک دقیقاً همان شکل مدار معادل امیتر مشترک را دارد . و در بکارگیری آن مدار معادل با پارامترهای زیربرد بس مشترک استفاده میشود . در این مدار معادل، $h_{re}V_{ce}$ ، $h_{rb}V_{cb}$ ، $h_{fe}I_b$ ، $h_{fb}I_e$ تبدیل میشوند . در ضمن با توجه به اینکه $1/h_{ob}$ از $1/h_{oe}$ بزرگتر است و مقدار h_{re} معمولاً نزدیک مقدار h_{rb} است ، تقریبهای بکار رفته در حالت امیتر مشترک ($h_{rb}\approx 0$ ، $1/h_{ob} \approx \infty^{\Omega}$) نیز استفاده می باشد .

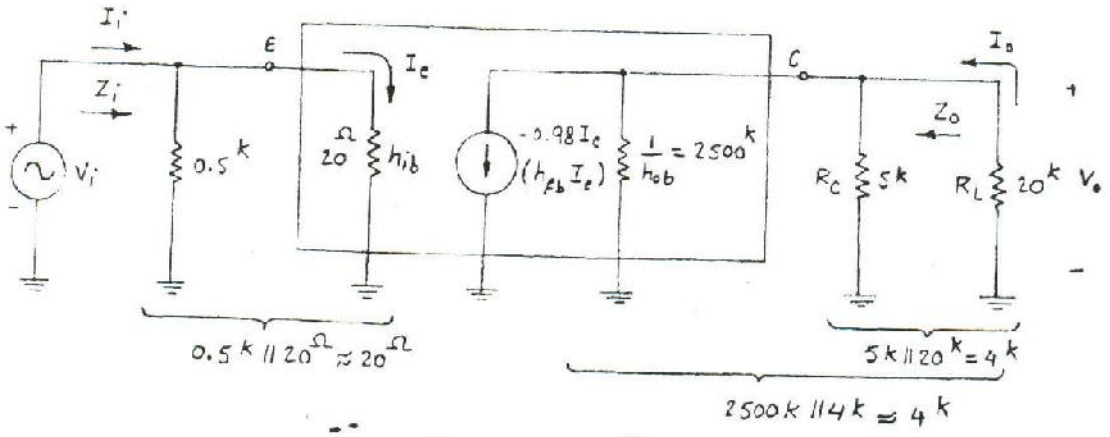
با بکارگیری تقریب $h_{rb}\approx 0$ در مدار شکل ۳۹-۵ ، مدار شکل ۴۰-۵ بدست میاید . با حذف مقاومتهای 500^{Ω} ، 2500^{k} ($1/h_{ob}$) ، بعلت موازی شدن آنها با مقاومت بار کوچکتر ، مدار شکل ۴۱-۵ بدست خواهد آمد :

الف) $A_i = (I_o/I_i)$:

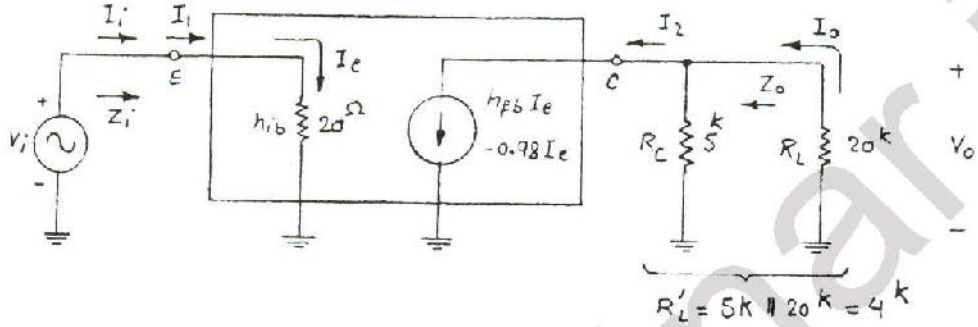
(با استفاده از قاعده تقسیم جریان)

$$I_o = \frac{(5k)(I_i)}{5^{k}+20^{k}} = 0.2\, I_i$$

www.tmar.ir



شکل ۵-۴۰ : مدار شکل ۵-۳۹ بعد از بکارگیری تقریب $h_{rb} \simeq 0$



شکل ۵-۴۱ : مدار شکل ۵-۴۰ بعد از حذف تقریبی بعضی از مقاومتها و سادگی

و

$$I_2 = h_{fb} I_c = h_{fb} I_1 = h_{fb} I_i$$

$$A_i = \frac{I_2}{I_i} = h_{fb} \quad \text{(ترانزیستور)}$$

بنابراین :

$$I_o = 0.2\, I_2 = 0.2\, h_{fb}\, I_i$$

و

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \approx 0.2\,(h_{fb}) = 0.2\,(-0.98) = -0.196$$

همانطور که انتظار داشتیم ضریب تقویت جریان در مدار مبنای مشترک کمتر از واحد می‌باشد.

ب) $A_v = \frac{V_o}{V_i}$:

با استفاده از

$$R'_L = 5^k \| 20^k = R_C \| R_L$$

$$V_o = -I_2 R'_L = -h_{fb} I_c R'_L$$

$$I_c = I_i = \frac{V_i}{h_{ib}}$$

و

بنابراین :

$$V_o = -h_{fb} \left(\frac{V_i}{h_{ib}}\right) R'_L$$

و در نهایت :

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fb}}{h_{ib}} R'_L$$

www.ttnar.ir

مقدار دقیق از مدار معادل کامل برای A_v بدست آمده که برابر 261.44 می‌باشد.

ب) A_i :

$$I_o = h_{fe} I_b$$

با استفاده از قاعده تقسیم جریان :

$$I_b = \frac{5^k (I_i)}{5^k + 1.5^k} = 0.769\, I_i$$

$$I_o = h_{fe}(0.769\, I_i) = (80)(0.769) I_i = 61.52 I_i \quad ,$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \simeq 61.52$$

در نتیجه :

مقدار بدست آمده قبلی برابر 55.71 می‌باشد.

ج) Z_i :

$$Z_i \simeq 5^k \| 1.5^k = 1.15^k$$

مقدار بدست آمده قبلی برابر 1.065^k می‌باشد.

د) Z_o :

همانطور خودمان را با شرط $V_i = 0$ تغذیه می‌کنیم. بنابراین،

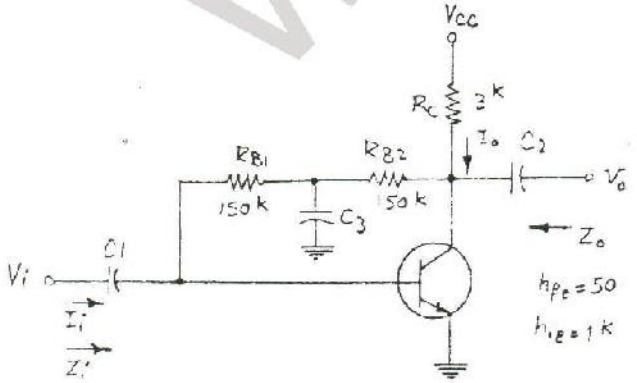
$$I_b = \frac{V_i}{h_{ie}} = 0 \quad , \quad h_{fe} I_b = 0 \quad \text{(معادل یک مدار باز)} \quad \therefore$$

$$Z_o = 5^k$$

و

مقدار بدست آمده قبلی 4.9^k می‌باشد. با مقایسه این مقادیر ملاحظه می‌شود در روش این فصل در مقایسه با روش قبلی در صورت بدست آوردن آنها شده، تقریب خوبی است.

مثال ۶-۵ : برای مدار شکل ۳۴-۵ با استفاده از مدار تقریبی، مقادیر A_v ، A_i ، Z_i و Z_o را بدست آورید. شرایط مدار طوری است که می‌توان از h_{re} و h_{oe} صرف نظر نمود.



شکل ۳۴-۵ : مدار مثال ۶-۵ .

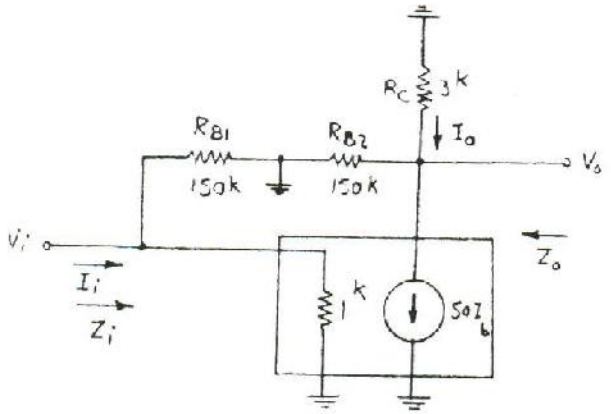
حل :

با اتصال کوتاه کردن منبع dc همانطور که در مدار اتصال کوتاه، مدار شکل ۳۵-۵ بدست می‌آید.

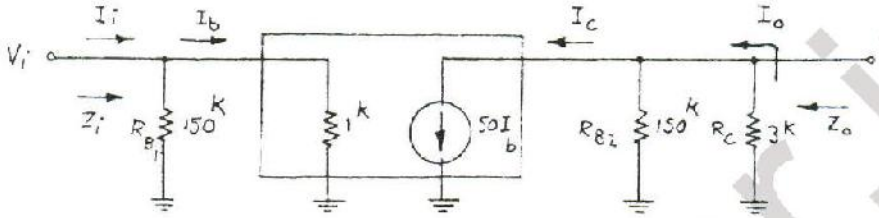
با رسم مجدد مدار، مدار شکل ۳۶-۵ و با الگو

www.tinar.ir

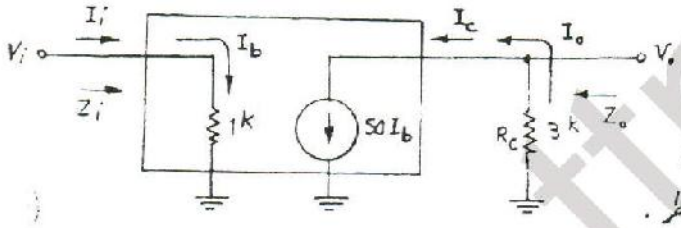
شکل ۵-۳۷ بدست میاید .



شکل ۵-۳۵ = مدار شکل ۵-۳۴ پس از جایگزینی مدار معادل تقریبی و اتصال کوتاه کردن منبع dc و مقاومت .



شکل ۵-۳۶ : مدار شکل ۵-۳۵ مجدداً رسم شده است .



شکل ۵-۳۷ : مدار شکل ۵-۳۶ بعد از کار بردن تقریبها مورد نظر .

با توجه به شکل ۵-۳۷ داریم :

$$V_o = -I_o R_L = -h_{fe} I_b R_L$$

از طرفی :

$$I_b = \frac{V_i}{h_{ie}}$$

لذا :

$$V_o = -h_{fe} \left(\frac{V_i}{h_{ie}} \right) R_L$$

در نتیجه :

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} R_L$$

این همان نتیجه ای است که برای مثالهای ۵-۴ و ۵-۵ نیز بدست آمد .

A_i :

با توجه به شکل ۵-۳۷ داریم :

$$\therefore I_i = I_b$$

و

$$\therefore I_o = h_{fe} I_b$$

از آنجا نتیجه میشود که :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_{fe} I_b}{I_b} = h_{fe} = 50$$

www.tinar.ir

به شباهت این رابطه با رابطه‌ای که برای تقویت ولتاژ ترکیب امیتر مشترک به دست آمد، دقت نمایید. همچنین دقت کنید که در اثر بار اضافه شده به مدار، فقط تغییر R_L به مقدار R'_L است که معادل موازی دو مقاومت R_C و بار اضافه شده R_L می‌باشد.

با قرار دادن مقادیر عددی در رابطه فوق خواهیم داشت:

$$A_v = -\frac{(-0.98)(4\times10^3)}{20} = 196$$

مشابه این رابطه‌ای که برای تقویت ولتاژ بطور تابعی از بهره جریان و امپدانس‌ها بدست آمد، همچنین با توجه به مقدار مثبت آن نشان داده می‌شود که ورودی و خروجی همفاز می‌باشند (توجه کنید که در این رابطه مقدار A_v فاقد علامت منفی است).

ج) $Z_i \approx h_{ib} = 20^{\Omega}$

د) $Z_o\big|_{V_i=0} \approx R_C = 5^{k}$

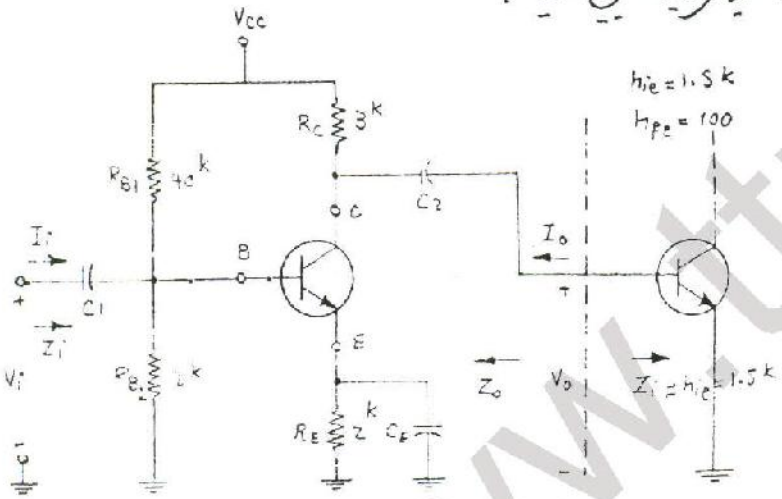
مثال ۸-۵: برای مدار شکل ۵-۴۲ کمیتهای زیر را تعیین نمایید:

الف) $A_i = I_o/I_i$.

ب) $A_v = V_o/V_i$.

ج) Z_i.

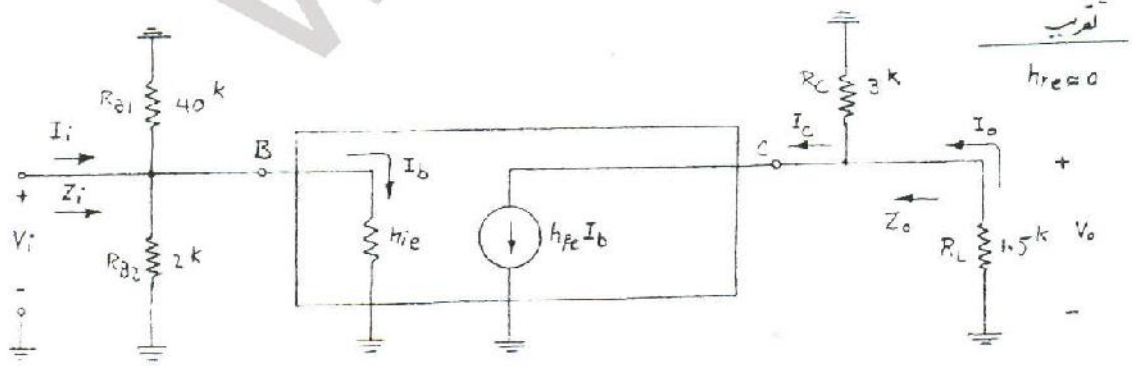
د) Z_o.



شکل ۵-۴۲: مدار مثال ۸-۵.

حل: با قرار دادن مدار اتصال کوتاه جای منبع dc خازنها و جایگزین کردن ترانزیستور با مدار معادل هیبرید تقریبی، شکل ۵-۴۳ بدست آید.

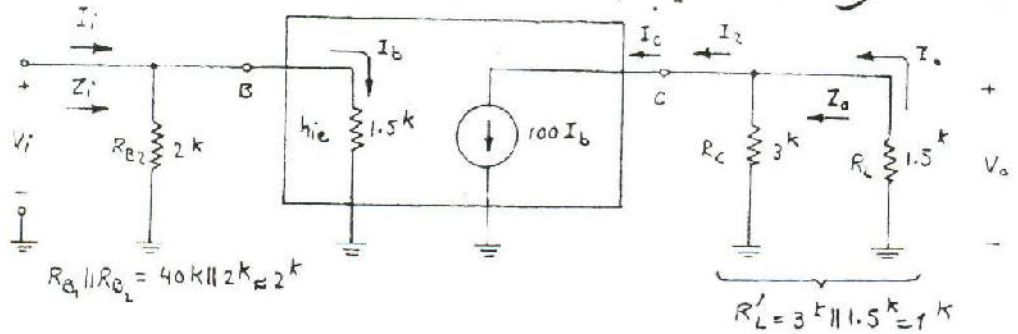
در این مدار، دقت کنید که بعلت اتصال کوتاه شدن خازن C_E مقاومت 2^{k} از مدار خارج می‌شود.



شکل ۵-۴۳: مدار شکل ۵-۴۲ بعد از بکارگیری مدار معادل هیبرید تقریبی ($h_{re}=0$).

www.ttnar.ir

با نظر گرفتن عناصر سوار مدار شکل ۴۴-۵ نتیجه خواهد شد .



شکل ۴۴-۵ : مدار شکل ۴۳-۵ پس از حذف بعضی از عناصر سوار .

الف) $A_i = (I_o/I_i)$:

با استفاده از شکل ۴۴-۵ ، $I_2 = 100\, I_b$ می‌باشد . یعنی جهت جریان تقویت جریان ترانزیستور $A_i = I_c/I_b = h_{fe}$ است .

با استفاده از قاعده تقسیم جریان در مدارهای موازی داریم :

$$I_b = \frac{2^k I_i}{2^k + 1.5^k} = 0.571\, I_i$$

و

$$I_o = \frac{3^k I_2}{3^k + 1.5^k} = 0.667\, I_2$$

با قرار دادن مقادیر ، بدست می‌آید :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \left[\frac{I_o}{I_2}\right]\left[\frac{I_2}{I_i}\right] = \left[\frac{I_o}{I_2}\right]\left[\frac{I_2}{I_b}\right]\left[\frac{I_b}{I_i}\right]$$

$$= [0.667][100][0.571]$$

$$= 38.1$$

ب) $A_V = (V_o/V_i)$:

با استفاده از این ترکیب تقریبی ترکیب CE و CB نتیجه زیر حاصل است :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe} R'_L}{h_{ie}}$$

$$= \frac{-(100)(1\times10^3)}{1.5\times10^3} = -66.7$$

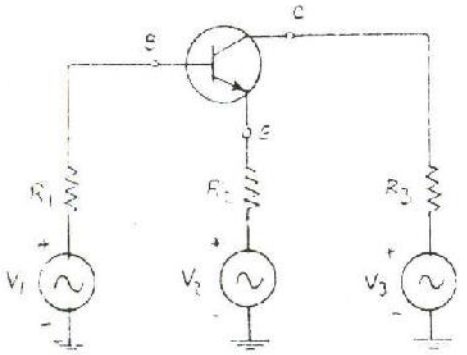
ج) $Z_i \approx R_{B_2} \| h_{ie} = 2^K \| 1.5^K = 0.86^k$

د) $Z_o|_{V_i=0} \approx R_C = 3\,k$

۵-۷ : مدارهای متعادل تفریقی بیس ، کلکتور و دامیتر

در تجزیه و تحلیل مدارهای تاکنون بررسی کردیم ، فرض بر این است که منابع سیگنال دیفرانسیل هستند که تاثیری بر جریان ، ولتاژ بیس ، کلکتور

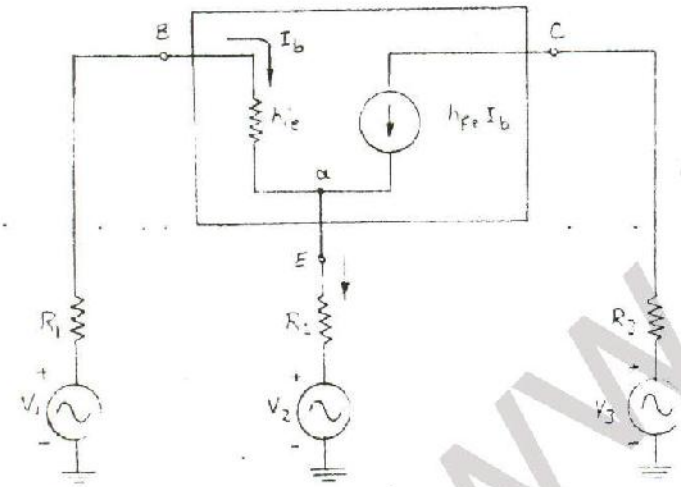
و امپدانس ، می‌پردازیم . در این بخش روش تقریبی مدار معادل بر حسب امپدانس ، بیس ، و یا کلکتور ترانزیستور در ترکیب امپدانس مشترک با بیس متصل (شکل ۵-۴۵) .



شکل ۵-۴۵ : مدار نمونه‌ای در رابطه آوردن مدارهای معادل بیس ، کلکتور و امپدانس نگاه خواهد رفت .

تقریبهای $h_{re} \approx 0$ و $1/h_{oc} \approx \infty$ (مدار باز) در روابط رابطه ۵-۶ نگاه رفت ، روابط نیز مورد استفاده قرار خواهد گرفت (این تقریبها فقط وقتی معتبرند که $\frac{1}{h_{oc}} \gg R_3, R_2$ باشد) . برای در نظر گرفتن اثر منبع دوم ، در هر حلقه از مزدی ترانزیستور وصل می‌شوند ، مدار شکل ۵-۴۵ را در نظر می‌گیریم . قسمت این مدار را که در رابطه می‌آوریم هنگام رسم خواهد شد در مدارهای معادل بدست آمده باشد .

با جایگزین کردن مدار معادل تقریبی برای ترانزیستور مدار شکل ۵-۴۵ ، مدار شکل ۵-۴۶ نتیجه خواهد شد .



شکل ۵-۴۶ : مدار شکل ۵-۴۵ پس از جایگزین کردن مدار معادل با پرد تقریبی برای ترانزیستور .

مدار بیس

جریان در امپدانس R_2 عبور می‌کند را مرتبط به استفاده از قانون جریان کیرشهف در گره a بدست آورد .

$$I_{R_2} = I_b + h_{fe} I_b = (1 + h_{fe}) I_b$$

با بکار بردن قانون ولتاژ کیرشهف حلقه‌ای نشان داده شده در شکل ۵-۴۶ مرتبط است :

$$V_1 - I_b R_1 - h_{ie} I_b - (1 + h_{fe}) I_b R_2 - V_2 = 0$$

یا بعبارت دیگر :

$$I_b R_1 + h_{ie} I_b + (1 + h_{fe}) I_b R_2 = V_1 - V_2$$

از حل رابطه فوق نسبت جریان بیس ، بدست می‌آوریم :

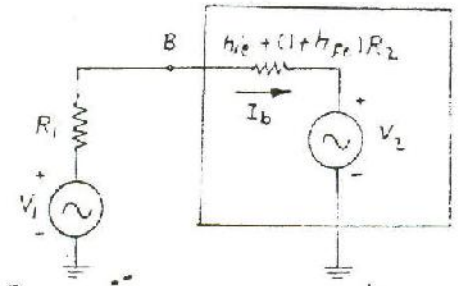
$$I_b = \frac{V_1 - V_2}{R_1 + h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_2} \qquad (۵-۲۴)$$

مداری که رابطه (۵-۲۴) را آن صدق می‌کند ، در شکل ۵-۴۷ نشان داده شده است .

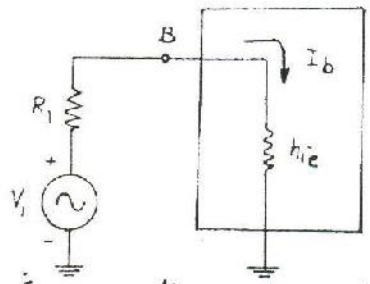
با دقت در شکل ۵-۴۷ ملاحظه می‌شود که هر سیگنال (V_3) با مقاومت بار (R_3) که در کلکتور است نیز همین قرارگیری

www.ttnar.ir

در مدار معادل تقریبی بیس مشترک نمی‌گذرد . همچنین مدار بیس مشترک به‌طور مستقل از مقاومت بار R_2 و منبع V_2 در ورودی جریان بیس I_b



شکل ۵-۴۷ : مدار معادل تقریبی بیس مشترک ترانزیستور .

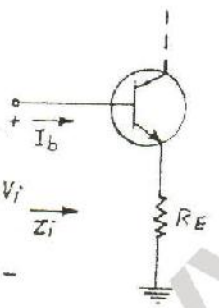


شکل ۵-۴۸ : مدار شکل ۵-۴۷ با توجه به $R_2=0$ ، $V_2=0$.

دارد ، مثبت اهمی می‌دهیم . توجه کنید در مدار امیتر مشترک ، اگر شرایط $R_2=0$ ، و $V_2=0$ باشد مدار شکل ۵-۴۷ همان مدار شکل ۵-۴۸ بدست می‌آید که قبلاً بدان آشنا شده‌ایم .

با توجه به مدار شکل ۵-۴۷ مشاهده شد که در قسمت خروجی $(1+h_{fe})$ ، هر مقاومتی که در مدار بیس ظاهر شود به صورت مقاومتی بزرگتر در مدار بیس ظاهر خواهد شد .

معمولاً $h_{fe}\gg 1$ است و $(1+h_{fe})\approx h_{fe}$ می‌شود . علاوه بر این با توجه به تجربه مشخص شده است که $(h_{fe}+1)R_2\approx h_{fe}R_2\gg h_{ie}$ است و معمولاً می‌توان با استفاده از تقریب از h_{ie} صرف نظر نمود . بنابراین ، برای ترکیب ترانزیستور نظیر شکل ۵-۴۹ ، امپدانس ورودی را به طور تقریبی می‌شود :



شکل ۵-۴۹ : تأثیر مقاومت R_E در امپدانس ورودی .

$$Z_i \approx h_{fe} R_E \qquad (۵-۲۵)$$

و از اینجا نتیجه می‌شود

$$I_b \approx \frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{h_{fe}R_E}$$

مدار امیتر

اگر رابطه (۵-۲۴) را در $(1+h_{fe})$ ضرب کنیم ، رابطه زیر بدست می‌آید :

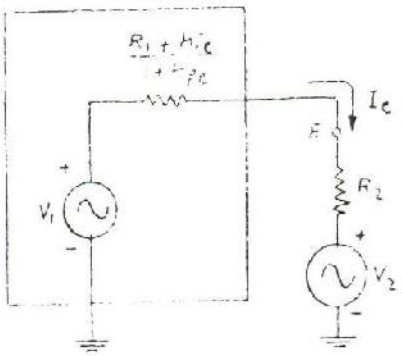
$$(1+h_{fe})I_b = (1+h_{fe})\left[\frac{V_1-V_2}{R_1+h_{ie}+(1+h_{fe})R_2}\right]$$

و از اینجا بدست می‌آوریم :

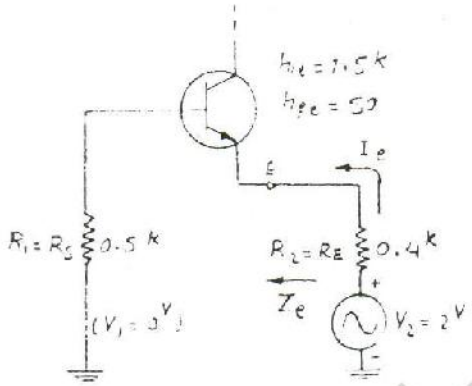
$$(1+h_{fe})I_b = I_e = \frac{V_1-V_2}{\frac{R_1+h_{ie}}{1+h_{fe}}+R_2} \qquad (۵-۲۶)$$

www.tnar.ir

مدار شکل ۵-۵۰ ، مداری است که رابطه (۵-۲۶) را آن صدق می‌نماید .



شکل ۵-۵۰ : مدار معادل تقریبی امیتر تزاز است .



شکل ۵-۵۱

مدار امیتر تزاز توضیح نشان دهنده این واقعیت است که منبع سیگنال (V_1) و مقاومت بار (R_3) در ورودی کلکتور مربوط به این مدار منعکس می‌گردد . همچنین دقت کنید که V_1 و جریان I_e از گذاشتن یک مقاومت منعکس شده در مدار بیس تقسیم شده بر عامل $(1+h_{fe})$ معمولاً کوچک می‌باشد .

اگر در مدار شکل ۵-۵۱ تقریب $(1+h_{fe}) \approx h_{fe}$ را بکار ببریم و $R'_S = R_S + h_{ie}$ را تعریف نماییم، خواهیم داشت :

$$Z_e = \frac{R_1 + h_{ie}}{1+h_{fe}}$$

و

$$Z_e \approx \frac{R'_S}{h_{fe}} \Big|_{R'_S = R_S + h_{ie}} \qquad (۵-۲۷)$$

برای مدار شکل ۵-۵۱ می‌توان نوشت :

$$I_e \approx \frac{V_2}{R_2 + Z_e} = \frac{V_2}{R_2 + \frac{R'_S}{h_{fe}}}$$

که برای مقادیر داده شده در آن شکل، خواهیم داشت :

$$I_e = \frac{2}{400 + \frac{(0.5+1.5)\times 10^3}{50}} = \frac{2}{400+40} = \frac{2}{440}$$

$$= 4.55^{mA}$$

به مقدار کوچک مقاومت منعکس شده Z_e توجه کنید . این اندازه کوچک بخاطر تقسیم شدن بر ضریب h_{fe} می‌باشد .

مدار کلکتور

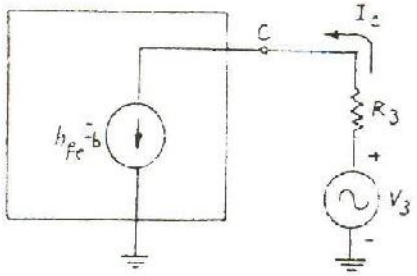
جریان I_e برابر $h_{fe} I_b$ بعلاوه مقدار کمی از عناصر مداری می‌باشد . ولتاژ کلکتور برابر است با :

www.ttnar.ir

$$V_c = V_3 - I_c R_3 = V_3 - h_{fe} I_c R_3$$

این معادله نیز مستقیماً از مدار خارجی حاصل می‌شود. مدار خاصی برای کلکتور در شکل ۵-۵۲ داده شده است. می‌توان تصور کرد که I_b تعیین شده، بنابراین می‌توان ولتاژ یا جریان کلکتور را تعیین کرد.

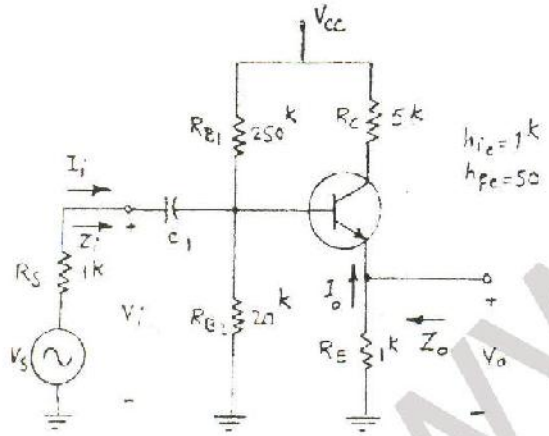
قرار دادن مدارهای معادل به دست آمده در مثالهای قبلی و نیز در قسمت‌های دیگر توضیح داده خواهند شد. به خاطر سپردن این مدارهای معادل در کارهای تجربی بسیار مفید خواهند بود. همچنین در تجزیه و تحلیل شبکه‌ها می‌توانند ابزار مفیدی باشند.



شکل ۵-۵۲ : مدار معادل تقریبی کلکتور برای ترانزیستور

مثال ۵-۹ : ترکیب ترانزیستوری شکل ۵-۵۳ یک مدار امیتر فلوور[1] است که اغلب برای تطبیق امپدانس[2] بکار می‌رود؛ یعنی، این مدار دارای امپدانس ورودی (Z_i) زیاد و امپدانس خروجی (Z_o) کم می‌باشد، دو ویژگی خاصیت برخلاف تقویت کننده امیتر مشترک است.

اثر مدار امیتر فلوور را بهتر از هر مدار دیگری می‌توان با ترانزیستور مناسب برای تطبیق یک منبع با امپدانس بالا به یک بار با امپدانس پایین مشاهده کرد. توان نگرانی حاصل می‌گردد. تجزیه و تحلیل زیر نشان خواهد داد که تقویت ولتاژ مدار امیتر فلوور همواره کمتر از واحد است.



شکل ۵-۵۳ : مدار مثال ۵-۹.

برای مدار شکل ۵-۵۳ مقادیر زیر را بدست آورید:

الف) Z_i.

ب) Z_o.

ج) $A_{v_1} = V_o/V_S$ و $A_{v_2} = V_o/V_i$.

د) $A_i = I_o/I_i$.

حل: با حذف منبع dc و قرار دادن مدار اتصال کوتاه بجای آن، مدار شکل ۵-۵۴ بدست می‌آید.

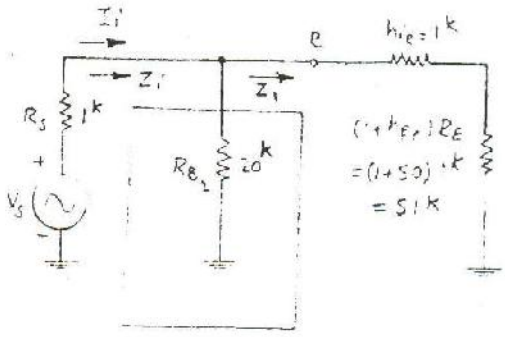
الف) با استفاده از مدار معادل حسی (شکل ۵-۵۵)، می‌توان نوشت:

$$Z_1 = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_2 = 52 \text{ k}$$

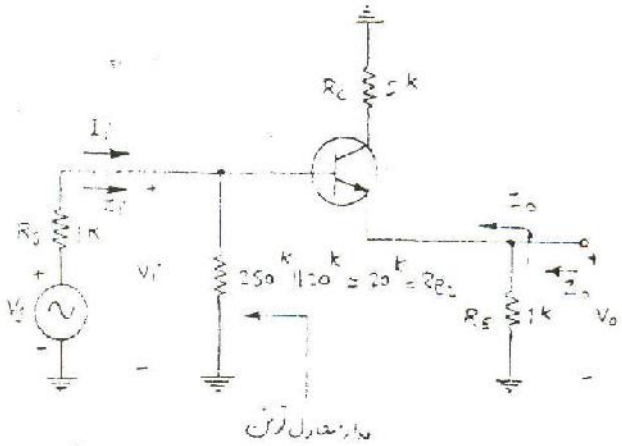
---

1) emitter follower

2) Impedance matching



شکل ۵-۵۵ : جایگذاری مدار معادل تقریبی بین
و مدار شکل ۵-۵۴ .



شکل ۵-۵۴ : مدار شکل ۵-۵۳ در برای تعیین دقیق
سنتیال کلکتور دوباره رسم شده است .

(کاستمنه در مقایسه با امپدانس ورودی $Z_i = h_{ie}$ تقریب کننده‌ی تراز تقریبی اصلی مقاومت بزرگ است) .

$$Z_i = 20^k \| 52^k = 14.5^k$$

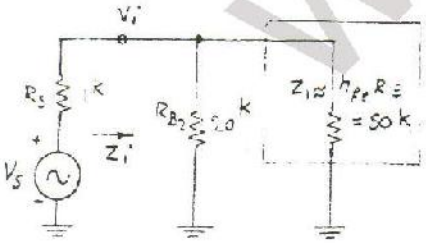
دقیقتر

اگر با راه‌طی (۵-۲۵) و توالط آن تقریب را انجام دهیم ، مدار معادل تقریبی شکل ۵-۵۶ بدست می‌آید و $Z_i = h_{fe}R_E = 50^k$
و $Z_i = 20^k \| 50^k \approx 14.3^k$ می‌شد . این نتیجه مقدار تقریبی بدست آمده از مدار معادل تقریبی کاملی نزدیک است در
تجزیه و تحلیل‌های بعدی از آن استفاده خواهیم نمود ، مگر آنکه خلاف آن ذکر شده باشد .

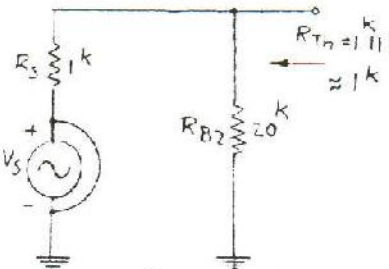
ب) مدار معادل تونن قسمتی از شکل را در شکل ۵-۵۴ مشخص شده بدست آوریم تا مدار ورودی دارای همان فرم اصلی شکل
۵-۴۵ باشد . یعنی باید مقادیر R_1 و V_1 را بدست بیاوریم تا در مدار معادل اصلی در برای تعیین Z_o بکار می‌رود مقادیر صحیح
بکار روند .

R_{Th} (شکل ۵-۵۷)

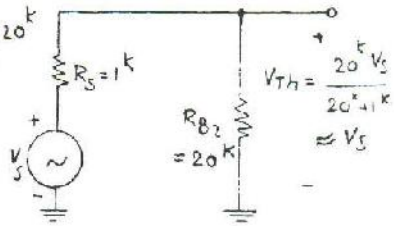
V_{Th} (شکل ۵-۵۸)



شکل ۵-۵۶ : تقریبی که معمولاً برای پیدا
کردن امپدانس ورودی مدارهای که دارای
مقاومت امیتر بدون خازن‌های بای پاس هستند
بکار می‌رود .



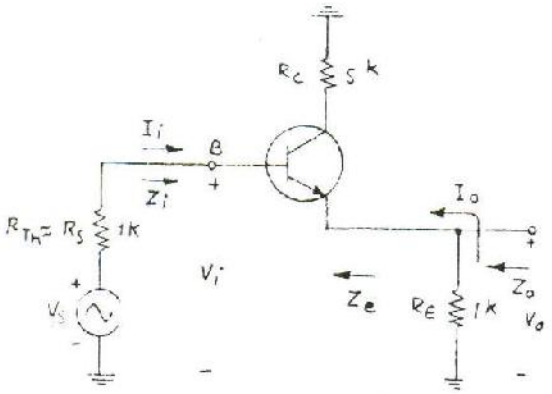
شکل ۵-۵۷ : تعیین R_{Th} برای
قسمتی از مدار نشان داده شده در
شکل ۵-۵۴ .



شکل ۵-۵۸ : تعیین V_{Th} برای
قسمتی از مدار نشان داده شده در
شکل ۵-۵۴ .

www.tinar.ir

با جایگذاری مدار معادل تونن در شکل ۵-۵۴ ، مدار شکل ۵-۵۹ بدست می‌آید .



شکل ۵-۵۹ : مدار شکل ۵-۵۴ بعد از جایگزین کردن مدار معادل تونن .

با استفاده از مدار معادل امیتر با $V_S = 0$ (طبق تقریب) برای تعیین Z_o خواهیم داشت (شکل ۵-۶۰) :

$$Z_e = \frac{R'_S}{h_{fe}} = \frac{1^k + 1^k}{50} \approx 40^{\Omega}$$

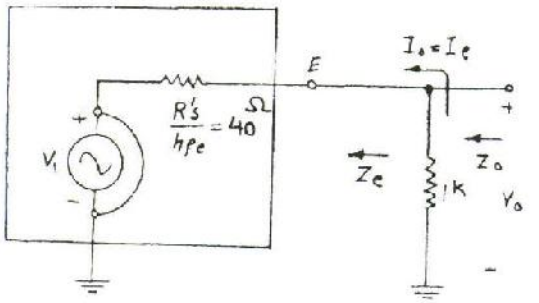
و

$$Z_o = Z_e \parallel R_L = 40 \parallel 1000 \approx 40^{\Omega}$$

ج) با توجه به شکل ۵-۵۳ ملاحظه می‌شود در اختلاف بین کمترین ولتاژ خروجی V_o و ولتاژ ورودی V_i فقط افت ولتاژ V_{be} بوسیله پیوند بین امیتر حس می‌شود . برای تجزیه و تحلیل ac مداری که شامل مقاومت امیتر دیود خازن باشد همان تقریبی را داده شده در رابطه (۵-۲۸) را معمولاً بکار برید .

$$V_{be} \approx 0^{V} \qquad (۵-۲۸)$$

(برای حالت ac و مقاومت امیتر دیود خازن بای پس)



شکل ۵-۶۰ : مدار معادل امیتر با $V_S = 0$.

با استفاده از این تقریب خواهیم داشت :

$$V_o \approx V_i \quad , \quad A_{V_2} = \frac{V_o}{V_i} \approx 1$$

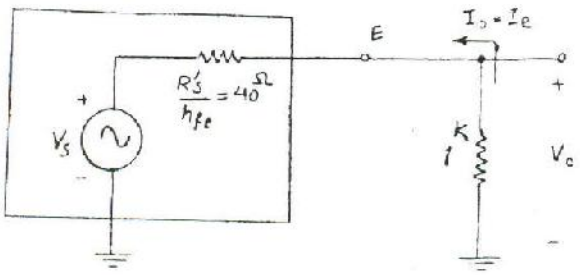
برای محاسبه $A_{V_1} = \frac{V_o}{V_S}$ می‌توان با مراجعه به شکل ۵-۵۲ نوشت :

$$V_i = \frac{50\,k\,(V_S)}{50^k + 1^K} \approx 0.98\,V_S$$

و

$$A_{V_1} = \frac{V_o}{V_S} = \left[\frac{V_o}{V_i}\right]\left[\frac{V_i}{V_S}\right] = [\approx 1][0.98] = 0.98$$

صحت رابطه (۵-۲۸) را می‌توان با استفاده از مدار معادل امیتر شکل ۵-۶۱ ترتیب داده که عبارتست از :



شکل ۵-۶۱ : مداری برای تعیین A_{V_1} بکار می‌رود .

$$V_o = \frac{1^k}{1^k + 40} = 0.96\,V_S$$

و

$$A_{V_2} = \frac{V_o}{V_S} = 0.96 \approx 1$$

www.ttnar.ir

د) با استفاده از مدار معادل امیتر داریم :

$$I_o = I_e = -\frac{V_s}{1.040\,k}$$

و با استفاده از شکل ۵-۶۲ داریم :

$$I_i = \frac{V_s}{R_s + Z_i} = \frac{V_s}{1^k + 14.3^k} = \frac{V_s}{15.3^k}$$

$$V_s = I_i\ 15.3^k$$

با قرار دادن این نتیجه در رابطه فوق بدست میآوریم :

$$I_o = -\frac{I_i\ 15.3^k}{1.040\,k}$$

و

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-15.3^k}{1.040\,k} = -14.7$$

مثال ۵-۱۰ : تقویت کننده دیفرانسیلی (تفاضلی) "منفصله" مدهای بررسی قرار خواهد گرفت . در این مثال برای نشان دادن محاسبات استفاده از مدارهای بس ، امیتر ، کلکتور که تقویت کننده تفاضلی ساده را تشکیل میدهند بررسی میکنیم . در شکل سالهای قبل ، این تقویت کننده که شکل ساده است در حساسیتها با در اختلاف در ولتاژ ورودی است ، تولید میکند .

در شکل ۵-۶۲ چنین مداری نشان داده شده است . فرض میشود که در این شکل ، ترانزیستورها ورودی یکسان دارند بس امیتر تراز استفاده داده میشود :

حل :

با استفاده از مدار معادل امیتر و همچنین متصل کوتاه کردن منبع dc و جایگزینی مدار نشان داده شده در شکل ۵-۶۳

بدست میآید که در آن داریم :

$$V_o = -I_o(5\,k) = -50\,I_b(5^k)$$

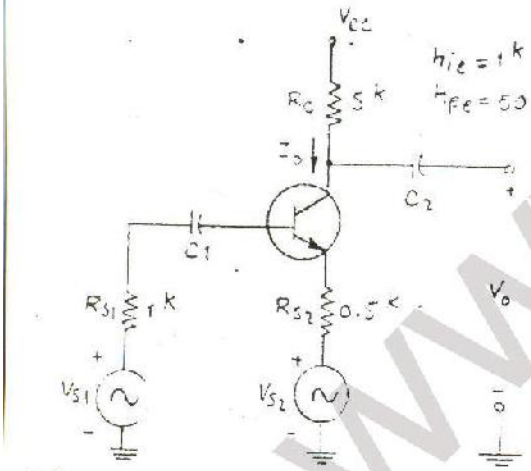
با استفاده از "مدار معادل بس" شکل ۵-۶۴

بدست میآید که در آن داریم :

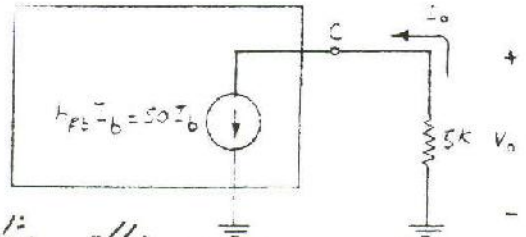
$$I_b \approx \frac{V_{s1} - V_{s2}}{R_{s1} + h_{fe}R_{s2}} = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{1^k + 25\,k}$$

$$= \frac{V_{s1} - V_{s2}}{26\,k}$$

اگر این مقدار را در رابطه ای برای تعیین V_o بدست آورده ایم جایگزین کنیم ، خواهیم داشت :

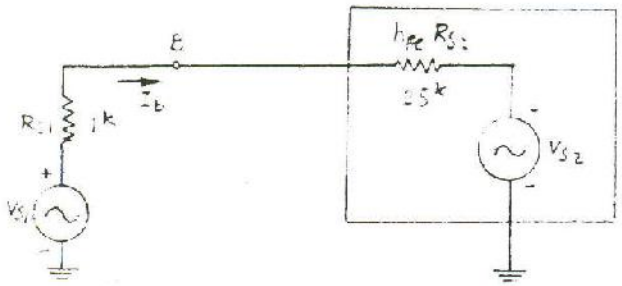


شکل ۵-۶۲ : مدار مثال ۵-۱۰ ـ تقویت کننده تفاضلی



شکل ۵-۶۳ : مدار معادل کلکتور در مدار شکل ۵-۶۲

www.tbnar.ir



$$V_o = -50 I_b S^k = -50 \frac{V_{S_1} - V_{S_2}}{26\,k} S^k$$

$$= \frac{-250 (V_{S_1} - V_{S_2})}{26\,k}$$

و

$$V_o \approx 9.62 (V_{S_1} - V_{S_2})$$

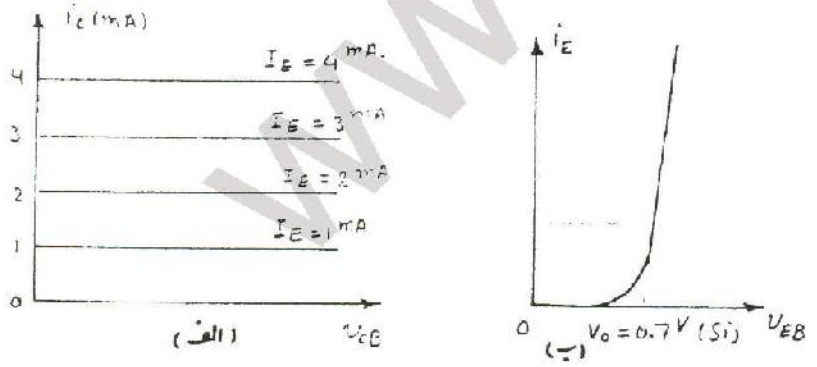
شکل ۵-۶۴ : استفاده از مدار معادل بس در مدار شکل ۵-۶۲ .

مبدل ولتاژ کلکتور تقریباً 9.62 را ایجاد میکند . همانطور که قبلاً گفته شد ، تقویت کننده دیفرانسیلی (تفاضلی) در فصل ۱۱ بصورت مبسوط مورد بررسی قرار خواهد گرفت .

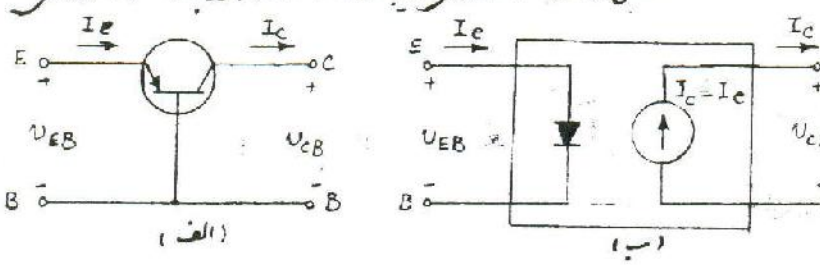
۵-۸ : روشی دیگر

در ابتدای این فصل یک روش دیگر برای بدست آوردن مدار معادل تقریبی برای ترانزیستور مورد توجه قرار گرفته که در آن یکی از پارامترهای ترانزیستور از شرایط کار dc تعیین میگردد . همانطور که قبلاً در فصل ۳ دیدیم معمولاً در کاتالوگ ها ارقام مشخصه ترانزیستور ، پارامتر h_{ie} برای نقطه کار مشخص داده میشود . همچنین در شکل ۵-۱۴ ملاحظه نمودیم که h_{ie} تغییرات زیادی با تغییر $I_C (\approx I_E)$ دارد . حال این سئوال مطرح میشود که اگر بخواهیم ترانزیستور را در نقطه ای غیر از نقطه کار داده شده در کاتالوگ بکار ببریم ، h_{ie} را چه مقداری باید در نظر بگیریم ؟ مدار معادل در اکثر اوقات بدست میآوردیم این امکان را به ما میدهد که یک مقدار معادل برای h_{ie} بدست بیاوریم (با استفاده از شرایط کار dc) و در نتیجه خصوصیات را با ارقام داده شده در مشخصه ی سازنده محدود نمائیم .

برای بدست آوردن مدار معادل [1] که بررسی دقیق مشخصه ی ورودی و خروجی ترانزیستور بس مشکل در شکل ۵-۶۵ بصورت تقریبی چسبیده شده است آغاز میکنیم . با توجه به خطوط مستقیم در ناحیه ی فعال مشخصه های کلکتور بکار رفته و همچنین مشخصه ی دیود بای مدار معادل ، از تغییرات مشخصه ورودی با تغییر V_{CB} (بعلت اثر early) صرفنظر میکنیم . مدار معادل را در شکل ۵-۶۶ در نظر گرفت .



شکل ۵-۶۵ : مشخصه ی تقریبی CB ؛ الف) خروجی ؛ ب) ورودی



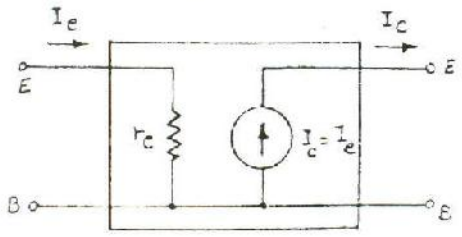
شکل ۵-۶۶ : الف) ترکیب
CB ؛ ب) مدار معادل تقریبی
CB با استفاده از تقریب شکل
۵-۶۵ .

www.tnar.ir

تابعاً برای تجزیه تحلیل ac مرتبان همدانی دوبندی دو امتیاز ترانزیستور بیس مشترک را با استفاده از معادله (۵-۱۰) [همانطوریکه در برای مقاومت ac دیود در نظر گرفته شد] بدست بیاوریم . جمله r_B را در نظر نگیرم تا سادگی این روش همچنان در روشهای مختلف حفظ شود . همچنین همانطوری در فصل اول ذکر شد ، پیشرفت روشهای ساخت ، کم کم مرتبان r_B را که "هدف" محسوب می‌شود در این صورت فقط اختلاف کمی در دقت محاسبات و حجم جزوه داشت . بهرحال ، در صورت لزوم مرتبان مقداری برای r_B (در ترانزیستور) در روابط مدل تجزیه تقسیم مشخص ، در نظر گرفت . در حال حاضر همدانی دوبندی ترکیب بیس مشترک را بصورت زیر تعریف مینمایم :

$$r_e = \frac{26\ mV}{I_E\ (mA)} \quad \Omega \qquad (۵-۲۹)$$

در رابطه I_E جریان dc امیتر ترانزیستور است . در رابطه فوق از جریان امیتر استفاده شده است ، زیرا همانطوری که در شکل ۵-۶۵ دیده میشود جریان گذرنده از دیود ، I_E میباشد . نتیجه بحث فوق در مدار معادل ورودی ، در شکل ۵-۶۷ نشان داده شده است .

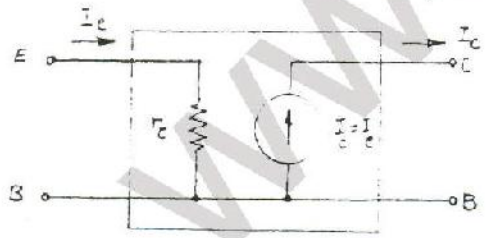


شکل ۵-۶۷ : مدار معادل تقریبی بیس مشترک .

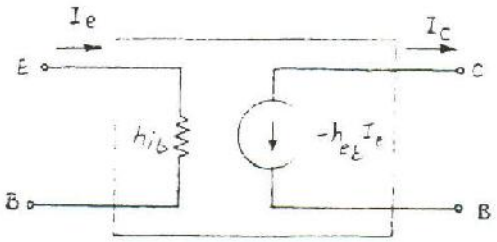
در شکل الف ۵-۶۵ بردش دیده میشود در صورتی که کلکتور بصورت تقریبی بسته شده باشد تا در هر نقطه از شخصه رابطه $I_C = I_E$ برقرار باشد . چنین تقریبی منجر به مدار معادل خواهد شد شکل ۵-۶۶ و ۵-۶۷ میگردد . حال با در نظر گرفتن تقریب ، مدار معادل ac تعریف میشود .

شباهت چنین مداری با مدار ساده شده دیود شکل ۵-۶۸ دقت کنید . مقایسه بین این دو مدار بسادگی نشان میدهد :

$$h_{ib} = r_e$$
$$h_{gb} = 1 \qquad (۵-۳۰)$$



شکل ۵-۶۷ : مدار معادل تقریبی CB .



شکل ۵-۶۸ : مدار معادل دیود تقریبی CB .

مثال زیر نحوه استفاده از مدار معادل جدید را نشان خواهد داد .

مثال ۵-۱۱ : برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۶۹ ، مکتبهای A_V ، A_i ، Z_i و Z_o را بدست آورید :

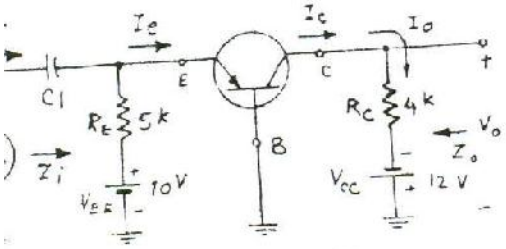
حل : شرایط dc مدار بصورت زیر است :

www.tinar.ir

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{10 - 0.7}{5k} = \frac{9.3}{5k} = 1.86\ mA$$

و

$$r_e = \frac{26^{mV}}{I_E} = \frac{26^{mV}}{1.86^{mA}} \simeq 14^{\Omega}$$

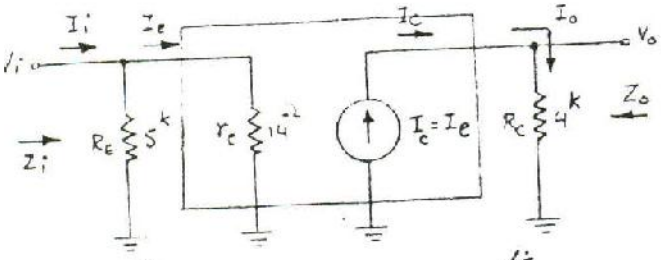


شکل ۵-۲۹ : مدار مثال ۵-۱۱ .

مدار ac مدار فوق به صورت زیر است :

این مدار را دوباره به صورت شکل ۵-۷۰ رسم میکنیم :

: A_v



شکل ۵-۷۰ : مدار معادل ac برای مدار شکل ۵-۲۹ .

$$V_o = I_c R_c = I_e R_c$$

و

$$I_e = \frac{V_i}{r_e}$$

بنابراین

$$V_o = \left(\frac{V_i}{r_e}\right) R_c$$

لذا

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_c}{r_e}$$

این نتیجه را با نتیجه بدست آمده در مثال ۵-۷ مقایسه کنید در آن :

$$|A_v| = \frac{h_{fb}}{h_{ib}} R'_L$$

با قرار دادن $R'_L = R_c$ ، $h_{fb} = 1$ ، $h_{ib} = r_e$ در رابطه فوق ، همان رابطه $A_v = \frac{R_c}{r_e}$ بدست میآید . با قرار دادن مقدار عددی در رابطه ، بدست میآوریم :

$$A_v = \frac{R_c}{r_e} = \frac{4k}{14} = 285.71$$

: A_i

چون $R_E \| r_e \simeq r_e$ است ، لذا :

$$I_o = I_c = I_e = I_i$$

و

$$A_i \simeq 1 \simeq h_{fc}$$

این همان نتیجه ایست که در مثال ۵-۷ بدست آمده است .

: Z_i

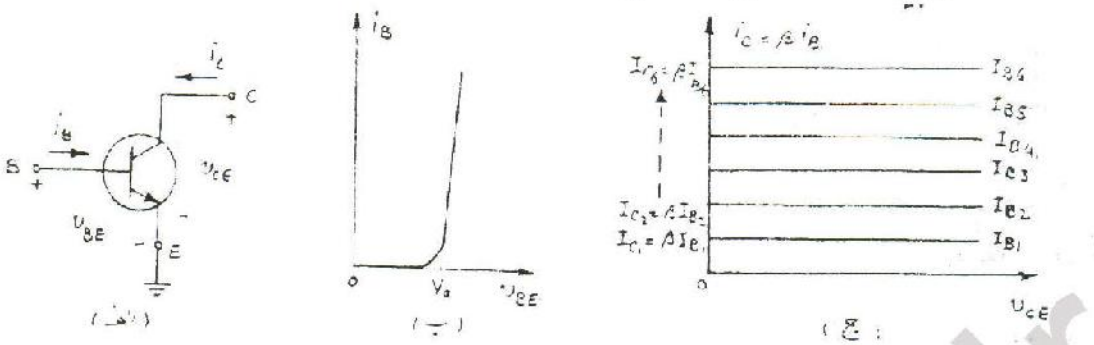
$$Z_i \simeq r_e = h_{ib} = 14^{\Omega}$$

: Z_o

$$Z_o \Big|_{V_i = 0} = R_c = 4^{k}$$

www.tnar.ir

برای مدار امیتر مشترک نشان داده شده در شکل الف ۵-۷۱ مشخصه ورودی و خروجی به صورت تقریبی به ترتیب در شکل ب ۵-۷۱ و ج ۵-۷۱ رسم شده اند. مشخصه رسم شده به صورت تقریبی شخصه یک دیود (با صرف نظر کردن از اثر V_{CE} بر روی آن) رسم شده است و داریم:



شکل ۵-۷۱ : الف) ترکیب CE ؛ ب) مشخصه ورودی ؛ ج) مشخصه خروجی.

$$r_{ac} = \frac{26\ mV}{I_B} \qquad (\text{الف } ۵-۳۱)$$

از طرفی:

$$I_E \approx I_C = \beta I_B \ , \quad I_B \approx \frac{I_E}{\beta}$$

بنابراین داریم:

$$r_{ac} = \frac{26\ mV}{I_B} = \frac{26\ mV}{I_E/\beta} = \beta\left(\frac{26\ mV}{I_E}\right)$$

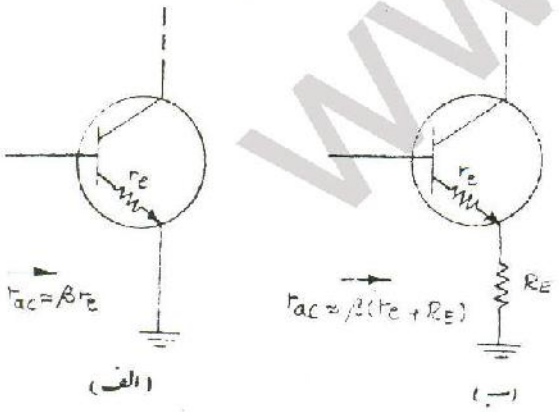
$$r_{ac} = \beta r_e \qquad (\text{ب } ۵-۳۱)$$

رابطه (۵-۳۱) را برای همان شکل رابطه (۵-۲۵) که قبلاً برای تقاضل اثر مقاومت امیتر در مدار بیس بدست آمد ($Z_i \approx h_{fe} R_e$) داریم. در این مورد نیز مقاومت r_e به صورت مقاومتی در امیتر ظاهر شده، بدست آورد.

با توجه به شکل ب ۵-۷۲ داریم:

$$r_{ac} = \beta(r_e + R_E) \approx \beta R_E \qquad (۵-۳۲)$$

بنابه مطالب گفته شده در فوق، مدار دیودی ترکیب امیتر مشترک با مدار دیودی نظیر شکل ۵-۷۳ تقریب خوبی، و همانطور که در شکل الف ۵-۷۴ مشاهده می‌شود، امپدانس ورودی به صورت βr_e نشان داده می‌شود، زیرا r_e توسط I_E (نه I_B) تعیین می‌گردد. تقریبی که در شکل (ج ۵-۷۱) نشان داده شده، β را در سراسر مشخصه ثابت در نظر گرفته است. حالت کلی این تقریب نادرست است. لیکن در محدوده مقادیر داده شده بارها مورد استفاده قرار گرفته و تقریبات آن برای

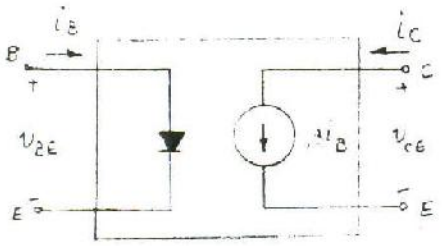


شکل ۵-۷۲ : تعیین r_{ac} برای ترکیب امیتر مشترک : الف) با مقاومت بار، ب) با مقاومت بار

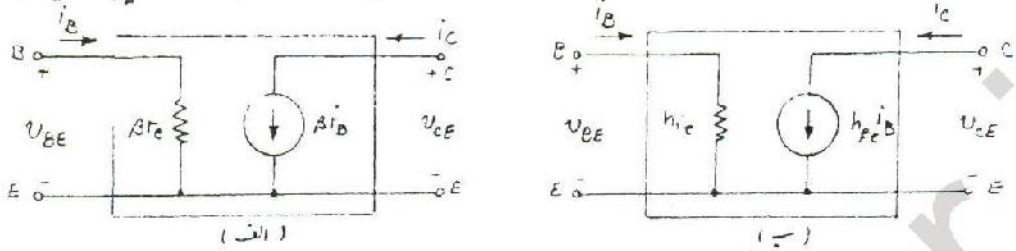
کاربرد بسیار وسیعی فعال گونه‌ها دارد، بنابراین یک مقدار ثابت برای آن در نظر گرفت. ما در تجزیه و تحلیل خود، β را مقدار ثابت فرض

دائم‌شده‌ای فرض می‌کنیم. در این فصل نخست مدارهای معادل خواهیم شکل‌های ۵-۷۳ و الف ۵-۷۴ مرسوم. با استفاده مدارهای معادل شکل ۵-۷۴ بسادگی بدست می‌آید،

$$\beta = h_{fe}$$
$$\beta r_e = h_{ie} \qquad (۵-۳۳)$$



شکل ۵-۷۳ : مدار معادل تقریبی امیتر مشترک.



شکل ۵-۷۴ : ترکیب CE ، الف) مدار معادل ac ؛ ب) مدار معادل تقریبی با میرد.

بسیاری ترکیب‌ها مختلف در قسمت بعدی مورد بررسی قرار گرفتند، مرتبا بدانید. بدست آمده را مرتبا تبدیل به روابطی که در بسیاری پارامترهای میرد فقط شامل β و r_e باشند. برای اینکار از معادله (۵-۳۳) استفاده می‌کنیم. باید در نظر داشت در استفاده از رابطه (۵-۳۳) این امکان را داریم در مقدار پارامتر h_{ie} را در هر نقطه غیر از شرایط کار داده شده تعیین کنیم.

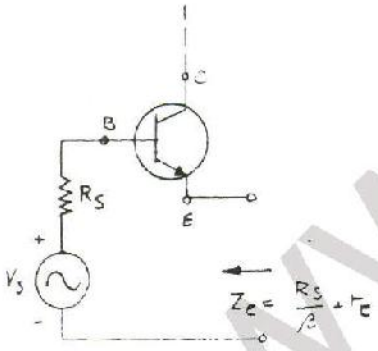
برای حالت نشان داده شده در شکل ۵-۷۵ داریم :

$$Z_e = \frac{R'_S}{h_{fe}} = \frac{R_S + h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{R_S + \beta r_e}{\beta}$$

و

$$Z_e = \frac{R_S}{\beta} + r_e \qquad (۵-۳۴)$$

چنین مثال در زیر بررسی می‌شود، کاربرد مدار معادل ac را برای ترکیب CE مشخص خواهد ساخت.



شکل ۵-۷۵ : امپدانس امیتر Z_e.

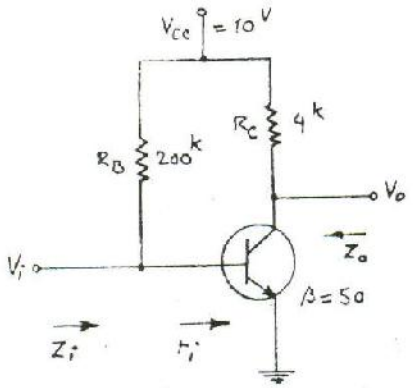
مثال ۵-۱۲ : بهره‌های A_V ، A_i ، Z_i و Z_o را برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۷۶ بدست آورید.

حل :

$A_V =$

توجه به مثال‌های حل شده در قسمت‌های بعدی این فصل و بهره‌های مدارهای معادل بسیار مفید خواهد بود.

شکل ۵-۷۶ غیر ضروری است (برای محاسبه). بنابراین داریم :



شکل ۵-۷۶ : مدار مثال ۵-۱۲.

www.tinar.ir

حالت dc :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 - 0.7}{200k} = \frac{9.3}{200k} \approx 46.5\ \mu A$$

و

$$I_E \approx I_C = \beta I_B = 50(46.5 \times 10^{-6}) = 2.325\ mA$$

بنابراین ،

$$r_e = \frac{26\ mV}{I_E} = \frac{26}{2.325} \approx 11.2\ \Omega$$

حالت ac :

$$r_i = \beta r_e$$

و

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

بنابراین :

$$V_o = -I_C R_C \approx \beta I_b R_C \approx \beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e}\right) R_C = -\frac{R_C}{r_e} V_i$$

و

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e} \qquad (۵-۳۵)$$

با قرار دادن مقادیر عددی در رابطه فوق ، خواهیم داشت :

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{4k}{11.2} \approx 357.14$$

: A_i

$$R_B \| r_i = R_B \| \beta r_e \approx \beta r_e$$

بنابراین :

$$I_b \approx I_i$$

و

$$I_o = h_{fe} I_b = h_{fe} I_i$$

لذا :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = h_{fe} \qquad (۵-۳۶)$$

با قرار دادن مقدار عددی خواهیم داشت :

$$A_i = 50$$

: Z_i

$$Z_i \approx \beta r_e \qquad (۵-۳۷)$$

$$= (50)(11.2) = 560\ \Omega$$

: Z_o

$$Z_o \approx R_C \qquad (۵-۳۸)$$

$$= 4k$$

مثال ۵-۱۳ : برای مدار شکل ۵-۷۷ کمیتهای A_v ، A_i ، Z_i و Z_o را بدست آورید .

www.tmar.ir

حل :

حالت dc :

با توجه به مطالب فصل چهارم داریم :

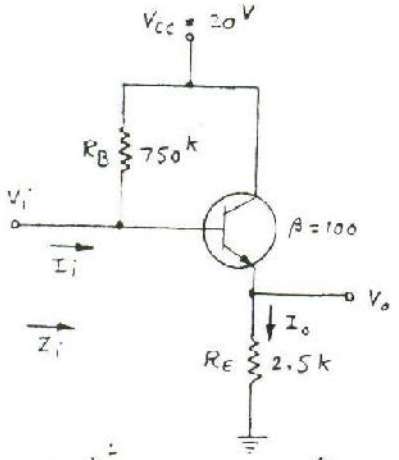
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} = \frac{20 - 0.7}{750^k + (100)(2.5^k)} =$$

$$\frac{19.3}{750^k + 250^k} = \frac{19.3}{1\times10^6} = 19.3\,\mu A$$

$$I_E \approx I_C = \beta I_B = (100)(19.3\times10^{-6}) = 1.93^{mA}$$

و

$$r_e = \frac{26^{mV}}{I_E} = \frac{26}{1,93} = 13,47^{\Omega}$$



شکل ۵-۷۷ : مدار مثال ۵-۱۳ .

حالت ac :

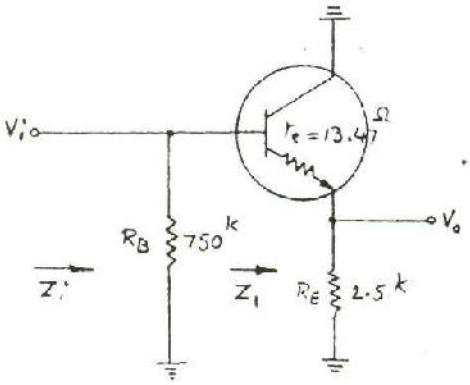
مدار معادل ac ساده شده در شکل ۵-۷۸ نشان داده شده است .

: A_V

در قسمت ۵ قبلا دیدیم در برابر مقاومت امپدانس داخلی ، ولتاژ $V_{be} \approx 0^V$ بسیار کوچک است . با در نظر گرفتن این تقریب $V_o = V_i$ خواهیم داشت :

$$A_V \approx 1 \qquad (۵-۳۹)$$

(در واقع کمی کمتر از واحد)



شکل ۵-۷۸ : مدار معادل ac مدار شکل ۵-۷۷ .

: A_i

امپدانس Z_1 برابر است با :

$$Z_1 = \beta(r_e + R_E) = 100(13.47 + 2500)$$

توجه کنید در مقابل r_e را به مقابله R_E حذف نمود . در اینصورت خواهیم داشت :

$$Z_1 \approx \beta R_E = 100(2.5^k) = 250^k$$

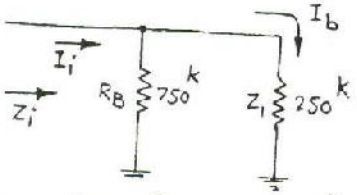
و با استفاده از شکل ۵-۷۹ داریم :

$$I_b = \frac{750^k I_i}{750^k + 250^k} = 0.75\, I_i$$

و

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \left[\frac{I_b}{I_i}\right]\left[\frac{I_o}{I_b}\right] = [0.75][\beta]$$

$$= [0.75][100] = 75$$



شکل ۵-۷۹ : تعیین رابطه بین I_i و I_b

: Z_i

www.tinar.ir

با دقت به شکل ۵-۷۹ داریم :

$$Z_i \approx R_B \| \beta R_E \qquad (5-40)$$

$$= 750^{k} \| 250^{k} = 187.5^{k}$$

Z_o :

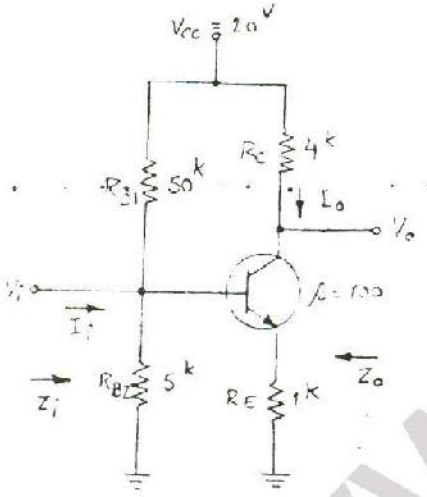
با صفر قرار دادن V_i ، R_B را بطور موثر ، متصل کرده و منبع ولتاژ در مدار (۵-۳۴) ، $R_S = 0^{\Omega}$ قرار گرفته خواهیم داشت :

$$Z_e = \frac{R_S}{\beta} + r_e = 0 + 13.47 = 13.47^{\Omega}$$

و

$$Z_o = R_E \| r_e \approx r_e = 13.47^{\Omega} \qquad (5-41)$$

مثال ۵-۱۴ : برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۸۰ کمیتهای A_v ، A_i ، Z_i و Z_o را بدست آورید :



شکل ۵-۸۰ : مدار مثال ۵-۱۴ .

حل :

حالت dc :

با توجه به مطالب گفته شده در فصل سوم داریم :

$$V_B \approx \frac{R_{B2}(V_{CC})}{R_{B2} + R_{B1}} = \frac{5^{k}(20)}{5^{k} + 50^{k}} =$$

$$\frac{5}{55}(20) = 18.18 \text{ volt}$$

و

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{18.18 - 0.7}{1^{k}} = \frac{1.18}{1k}$$

$$= 1.118 \text{ mA}$$

و

$$r_e = \frac{26^{mV}}{I_E} = \frac{26}{1.118} \approx 23.26^{\Omega}$$

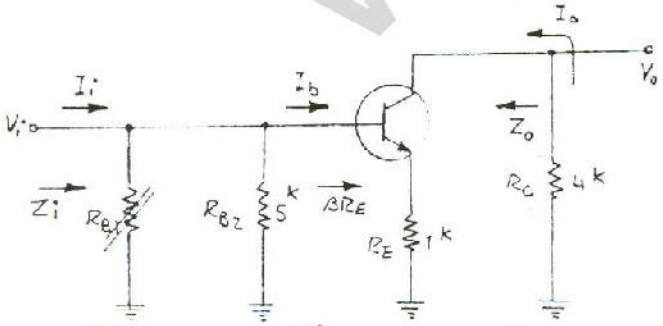
حالت ac :

این مدار را دوباره بصورت مدار شکل ۵-۸۱ رسم میکنیم . داریم :

$$V_o = -I_o R_C = -I_C R_C = -I_e R_C$$

از طرفی :

$$I_e = \beta I_b$$



شکل ۵-۸۱ : مدار شکل ۵-۸۰ در حالت ac مجدداً رسم شده است .

www.tnar.ir

و

$$I_b \approx \frac{V_i}{\beta R_E}$$

بنابراین :

$$I_e = \beta\left(\frac{V_i}{\beta R_E}\right) = \frac{V_i}{R_E}$$

و

$$V_o = -\left(\frac{V_i}{R_E}\right) R_C$$

لذا :

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{R_E} \qquad (۵-۴۲)$$

همانطور که امپدانس مشخصه مدار ترکیب روشن می‌شود ؛ دامنه ایجاد تقویت آن مستقل از (β) می‌باشد . این مدار ارتباطی بین β ($= h_{fe}$) که نقطه کار و نوع ترانزیستور تغییر می‌نماید نخواهد داشت . ولی ، باید دقت کرد که در بکارگیری مدارهای بایاس در برابر مقاومت امپدانس ایجاد تقویت به مقدار قابل ملاحظه‌ای کم خواهد شد .

بکارگیری مقدار عددی در رابطه (۵-۴۲) خواهیم داشت :

$$A_V \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{4^k}{1^k} = -4$$

: A_i

چون همانطوری در شکل ۵-۸۱ نشان داده شده $R_{B1} \| R_{B2} \approx R_{B2}$ است، لذا :

$$I_b \approx \frac{R_{B2} I_i}{R_{B2} + \beta R_E}$$

و

$$I_o = I_c = \beta I_b = \beta\left(\frac{R_{B2} I_i}{R_{B2} + \beta R_E}\right)$$

در نتیجه :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_{B2}}{R_{B2} + \beta R_E} = \frac{R_{B2}}{\frac{R_{B2}}{\beta} + R_E}$$

$$A_i \approx \left.\frac{R_{B2}}{R_E}\right| \quad R_{B1} \gg R_{B2} \qquad (۵-۴۳)$$

بکارگیری مقدار عددی ، در این رابطه ، بدست می‌آید :

$$A_i \approx \frac{5^k}{1^k} = 5$$

: Z_i

با توجه به شکل ۵-۸۱ داریم :

$$Z_i \approx R_{B2} \| \beta R_E = 5^k \| 100^k \approx 5^k$$

و

$$Z_i \approx R_{B2} \qquad (۵-۴۴)$$

www.tnar.ir

Z_o :

با توجه به شکل ۵-۸۱ داریم :

$$Z_o = Z_t + Z_e \approx \infty^{\Omega} + Z_e$$

و

$$Z_o \approx \infty\ \Omega \qquad (۵-۴۵)$$

برای حالتهای دیگر شکل ۵-۸۰ ، نظیر شکل ۵-۸۲ روابط زیر برای کمیتهای A_U ، A_i ، Z_i ، و Z_o صادق است . لازم به توضیح است که در روابط زیر آخر فصل بصورت ترکیب ارائه شده است .

$$A_U \approx -\frac{R_C}{R_E} \qquad (۵-۴۶)$$

$$A_i \approx \frac{\beta R_B}{R_B + \beta R_E} \qquad (۵-۴۷)$$

$$Z_i \approx R_B \| \beta R_E \qquad (۵-۴۸)$$

$$Z_o \approx \infty\ \Omega \qquad (۵-۴۹)$$

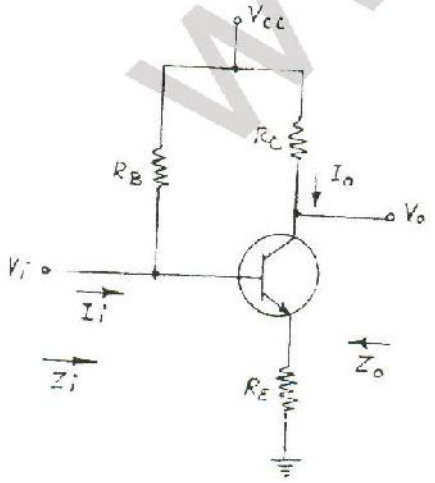
برای حالت شکل ۵-۸۳ تابع زیر بدست می‌آید :

$$A_U = -\frac{R_C}{R_{E_1}} \qquad (۵-۵۰)$$

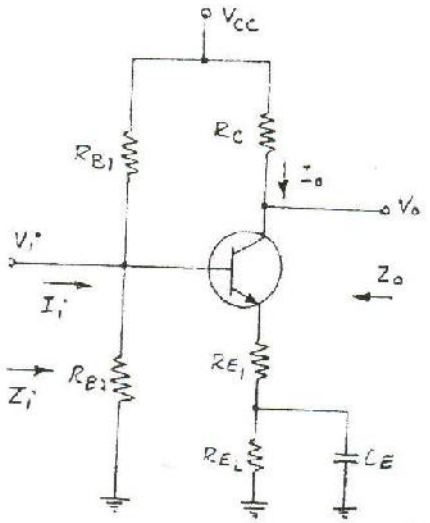
$$A_i \approx \left.\frac{R_{B_2}}{R_{E_1}}\right|_{R_{B_1} \gg R_{B_2}} \qquad (۵-۵۱)$$

$$Z_i \approx R_{B_2} \| R_{E_1} \cdot \beta \qquad (۵-۵۲)$$

$$Z_o \approx \infty\ \Omega \qquad (۵-۵۳)$$



شکل ۵-۸۲



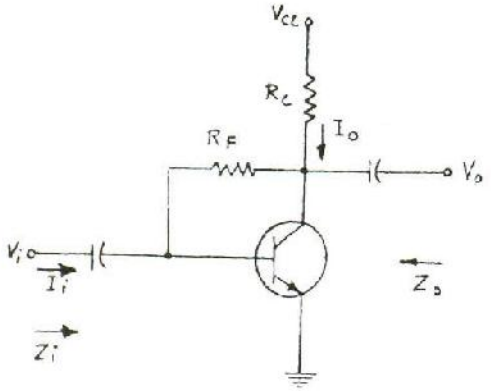
شکل ۵-۸۳

www.tmar.ir

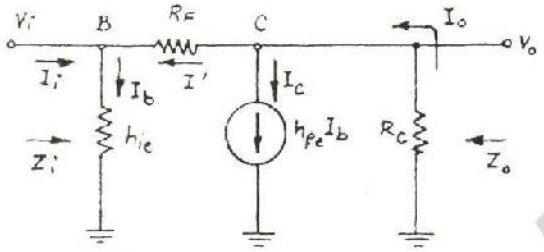
۵-۹ : فیدبک کلکتور

آخرین ترکیب ترانزیستوری در این فصل متضمن تقویت‌کننده امیتر مشترک در شکل ۵-۸۴ نشان داده شده است . در این ترکیب با بار امیتر دنبال‌کننده امیتر مرکب ، ولی نتایج حاصله در حالت با استفاده از مدل مستقیم برابط در بدست آمدن فیدبک مورد بررسی قرار گرفت نیز قابل بررسی خواهند بود . در این مدار مقاومت R_F به بیس وصل شده ، و جریان I_o برابر جریان کلکتور ترانزیستور نیست . این مقاومت یک فیدبک بوجود آورده است که از کلکتور به بیس برگردانده و پایداری سیستم را بالا می‌برد .

شکل ۵-۸۴ یک مدار معادل ac برای مدار شکل ۵-۸۴ نشان می‌دهد .



شکل ۵-۸۴



شکل ۵-۸۵ : مدار معادل ac شکل ۵-۸۴ .

بهره ولتاژ :

با بکار بردن قانون جریان کرشهف در کلکتور داریم ،

$$I_o = h_{fe} I_b + I'$$

و

$$V_o = I_o R_C = (h_{fe} I_b + I') = h_{fe} I_b R_C + I' R_C$$

از طرف دیگر داریم ،

$$I_b = \frac{V_i}{h_{ie}} \quad , \quad I' = \frac{V_o - V_i}{R_F}$$

با قرار دادن این روابط در رابطه‌ی تعیین V_o خواهیم داشت :

$$V_o = h_{fe}\left(\frac{V_i}{h_{ie}}\right) R_C + \left(\frac{V_o - V_i}{R_F}\right) R_C$$

$$V_o = \left(\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C\right) V_i + \left(\frac{R_C}{R_F}\right) V_o - \left(\frac{R_C}{R_F}\right) V_i$$

یا

$$V_o \left(1 - \frac{R_C}{R_F}\right) = V_i \left(\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C - \frac{R_C}{R_F}\right)$$

و

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(\frac{h_{fe}}{h_{ie}} - 1/R_F\right)}{1 - \frac{R_L}{R_F}} R_C \approx -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_C \qquad (۵-۵۱)$$

با استفاده از رابطه داریم :

$$A_v = \frac{-\beta}{\beta r_e} \cdot R_C = -\frac{R_C}{r_e} \qquad (۵-۵۲)$$

بهره جریان :

$$A_i$$

در گره B ، داریم $I_i + I' = I_b$

یا

$$I' = I_b - I_i$$

www.tinar.ir

دیگر که داریم :

$$I_o = I' + I_c = I' + h_{fe} I_b$$

یا

$$I_o = (I_b - I_i) + h_{fe} I_b$$

$$I_o = (h_{fe} + 1) I_b - I_i$$

با نگاه به مدل تقریبی : داریم $(h_{fe} + 1) \approx h_{fe}$

$$I_b = \frac{I_o + I_i}{h_{fe}}$$

با نگاه به مدل ولتاژ گرفته شده در حلقه خروجی خواهیم داشت :

$$V_i + V_{RF} - V_o = 0$$

$$I_b h_{ie} + I' R_F + I_o R_C = 0$$

یا

$$I_b h_{ie} + (I_b - I_i) R_F + I_o R_C = 0$$

و

$$I_b (h_{ie} + R_F) - I_i R_F + I_o R_C = 0$$

با قرار دادن $I_b = (I_o + I_i)/h_{fe}$ در رابطه فوق، خواهیم داشت :

$$I_o (h_{ie} + R_F + h_{fe} R_C) + I_i (h_{ie} + R_F - h_{fe} R_F) = 0$$

در نتیجه :

$$\therefore A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-(h_{ie} + R_F - h_{fe} R_F)}{(h_{ie} + R_F + h_{fe} R_C)}$$

$$= \frac{-\left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + \frac{R_F}{h_{fe}} - R_F\right)}{\left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + \frac{R_F}{h_{fe}} + R_C\right)} \approx \frac{R_F}{\frac{R_F}{h_{fe}} + R_C}$$

$$= \frac{h_{fe} R_F}{R_F + h_{fe} R_C} \qquad (۵-۵۶)$$

چرا که $h_{fe} R_L \gg R_F$ داریم :

$$A_i \approx \frac{R_F}{R_C} \qquad (۵-۵۷)$$

با تبدیل روابط داریم :

$$A_i = \left.\frac{R_F}{R_C}\right|_{\beta R_C \gg R_F} \qquad (۵-۵۸)$$

اگر از اول فرض می‌کردیم $I_o \approx h_{fe} I_b$ در نتیجه با توجه به رابطه $I_b = \frac{I_o + I_i}{h_{fe}}$ آنگاه با این فرض محاسبات ریاضی خیلی ساده‌تر می‌شد.

$I_b = \frac{I_o}{h_{fe}}$ شده و محاسبات ریاضی خیلی ساده‌تر می‌شد.

۱۰۵/

: Z_i

$$V_i = I_b h_{ie}$$

و

$$I_b = I_i + I' = I_i + \frac{V_o - V_i}{R_F}$$

بنابراین

$$V_i = \left(I_i + \frac{V_o - V_i}{R_F} \right) h_{ie}$$

و

$$V_i = I_i h_{ie} + \frac{h_{ie}}{R_F} V_o - \frac{h_{ie}}{R_F} V_i$$

از طرفی داریم :

$$V_o = A_U V_i$$

و

$$V_i = I_i h_{ie} + \frac{A_U h_{ie}}{R_F} V_i - \frac{h_{ie}}{R_F} V_i$$

$$V_i \left(1 - \frac{A_U h_{ie}}{R_F} + \frac{h_{ie}}{R_F} \right) = I_i h_{ie}$$

بنابراین :

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{h_{ie}}{1 - \frac{A_U h_{ie}}{R_F}} = \frac{h_{ie}}{1 - \frac{h_{ie}}{R_F / A_U}}$$

میدانیم در برابر عناصر سری داریم :

$$x \| y = \frac{x \cdot y}{x + y} = \frac{y}{1 + y/x}$$

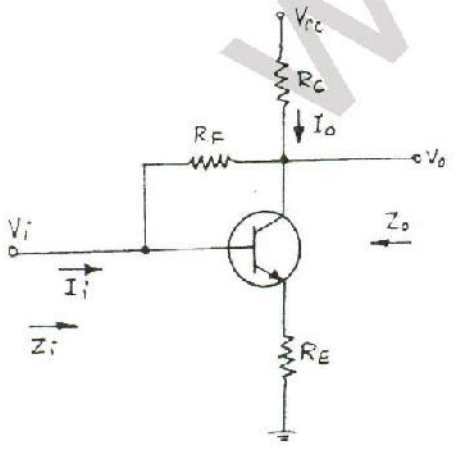
با مقایسه رابطه بالا با رابطه Z_i مرتوان $x = R_F / A_U$, $y = h_{ie}$ در نظر گرفت و نوشت :

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_F}{|A_U|} \| h_{ie} \qquad (۵-۶۹)$$

و

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_F}{|A_U|} \| h_{re} \qquad (۵-۷۰)$$

برای محاسبه روابط مدار شکل ۵-۸۶ مرتوان از روابط زیر استفاده نمود . این روابط لازم و بایست آوردن چند رابطه دیگر از آنها قبلاً بصورت تمرین بعهده دانشجو واگذار شده است .



شکل ۵-۸۶ .

$$A_U \simeq - \frac{R_C}{R_E} \qquad (۵-۷۱)$$

$$A_i \simeq \frac{R_F}{R_E + R_C + \frac{R_F}{h_{fe}}} \qquad (۵-۷۲)$$

$$A_i \simeq \frac{-R_F}{R_E + R_C} \Big|_{h_{fe} R_C \gg R_F} \qquad (۵-۷۳)$$

$$Z_i \simeq \frac{R_F}{|A_U|} \| h_{fe} R_E \qquad (۵-۷۴)$$

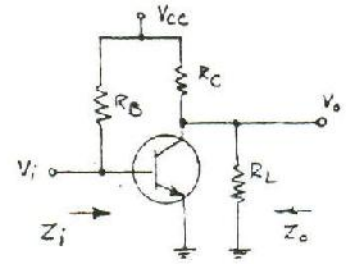
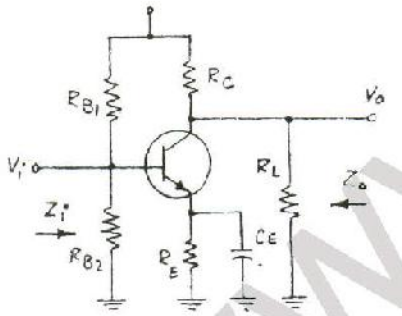
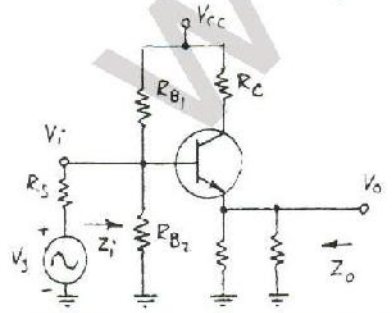
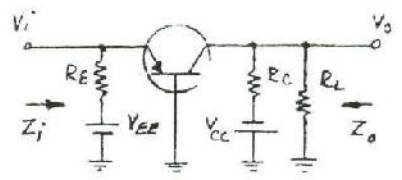
www.ttnar.ir

۵-۱۰ : جدول خلاصه مطالب

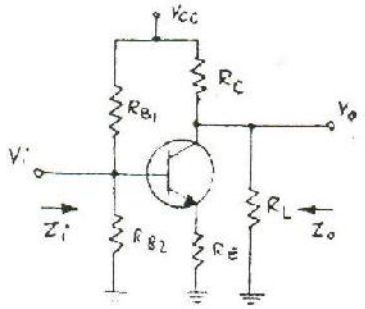
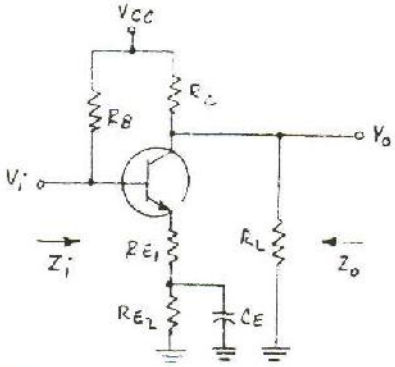
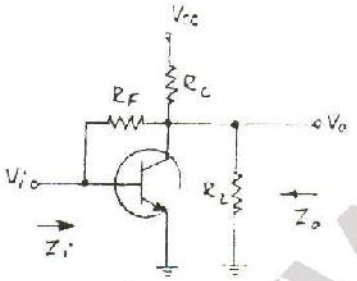
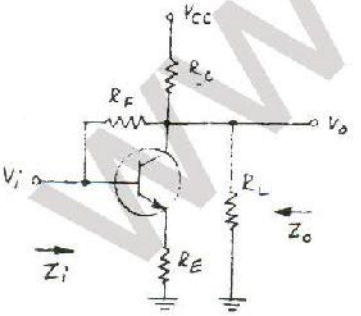
جدول ۵-۴ خلاصه حالتهای مختلف را در زمان فعلی بررسی کردیم، نشان میدهد . در همه حالت از تقریب $h_{re}, h_{oe} \approx 0$ استفاده شده است . تقریب $\frac{1}{h_{oe}} \approx \infty\ \Omega$ برای هر کدام چه باید بررسی شود . اگر مقدار $(1/h_{oe})$ نزدیک به مقادیر R_C ، R_L ، و یا ترکیب موازی آنها $(R_L \| R_C)$ باشد نمیتوان از آن صرف نظر کرد و باید اثر آنرا در نظر گرفت و مدار معادل را پیدا کرد ، $h_{re} \approx 0$ تقریب خوبی است . اگر مانند بالا عمل فوق ، آنرا در نظر بگیریم ، در امپدانس ورودی تقریب دقیقتر و جریان خروجی کمتر خواهد بود .

علاوه بر این ، اگر در محاسبات ، مقادیر R_E و r_e هم مرتبه باشند ، در امپدانس ورودی از طرف $\beta(R_E + r_e)$ نمیتوان r_e را حذف نمود بلکه باید مقدار آن نیز در نظر گرفته شده تا رابطه مورد نظر بدست آید .

جدول ۵-۴ : جدول خلاصه ترکیب های مختلف ترانزیستور (A_v, Z_i, Z_o)

	A_v	Z_i	Z_o
در حالت $R'_L = R_L \| R_C$ 	$-\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R'_L$ $-\frac{R'_L}{r_e}$	$R_B \| h_{ie}$ $R_B \| \beta r_e$	R'_L
	$-\frac{h_{fe} R'_L}{h_{ie}}$ $-\frac{R'_L}{r_e}$	$R_{B_1} \| R_{B_2} \| h_{ie}$ $R_{B_1} \| R_{B_2} \| \beta r_e$	R'_L
	$\simeq 1$	$(R'_E = R_E \| R_L)$ $R_{B_1} \| R_{B_2} \| (h_{ie} + h_{fe} R'_E)$ $R_{B_1} \| R_{B_2} \| \beta(r_e + R'_E)$	$R'_E \| (\frac{R_S + h_{ie}}{h_{fe}})$ $R'_E \| (\frac{R_S}{\beta} + r_e)$
	$-\frac{h_{fb}}{h_{ib}} R'_L$ $\simeq -\frac{R'_L}{r_e}$	$R_E \| h_{ib}$ $R_E \| r_e$	R'_L

www.ttnar.ir

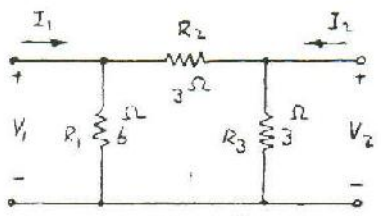
	$-\frac{R'_L}{R_E}$	$R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (h_{ie} + h_{fe} R_E)$ $R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel \beta(r_e + R_E)$	R'_L
	$-\frac{R'_L}{R_{E1}}$	$R_B \parallel (h_{ie} + h_{fe} R_{E1})$ $R_B \parallel \beta(r_e + R_{E1})$	R'_L
	$-\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R'_L$ $-\frac{R'_L}{r_e}$	$\frac{R_F}{\lvert A_{VI}\rvert} \parallel h_{ie}$ $\frac{R_F}{\lvert A_{VI}\rvert} \parallel \beta r_e$	$\approx R'_L$
	$-\frac{R'_L}{R_E}$	$\frac{R_F}{\lvert A_{VI}\rvert} \parallel h_{fe} R_E$ $\frac{R_F}{\lvert A_{VI}\rvert} \parallel \beta R_E$	$\approx R'_L$

مسائل

§ ۵-۲

۱- الف) برای مدار شکل ۵-۸۹ پارامترهای h میدید را بدست آورید.

ب) مدار معادل h میدید را رسم کنید.



مدار شکل ۵-۸۹

www.tmar.ir

۲ - مدار معادل بایرد پکارد را برای ترانزیستور کلکتور - مشترک بسته گونه و جهت جریانها را مطابق شکل الف ۸-۵ و شکل ب ۸-۵ نشان دهید.

§ ۵-۳

۳ - پارامترهای بایرد h_{fe} و h_{oe} را از مشخصه کلکتور شکل ۹-۵ در نقطه Q با مختصات $I_C = 5\ mA$, $V_{CE} = 5\ V$ بدست آورده و با مقادیر بدست آمده در قسمت ۳-۵ مقایسه کنید.

§ ۵-۴

۴ - با توجه به شکل ۱۴-۵ مشخص کنید در اثر جریان کلکتور I_C از 1 تا 20 mA تغییر کند، کدامیک از پارامترهای بایرد بیشترین تغییرات و کدامیک کمترین تغییرات را خواهند داشت؟

۵ - با توجه به شکل ۱۵-۵ مشخص نمائید در اثر تغییر V_{CE} از 1 تا 50 V کدامیک از پارامترهای بایرد بیشترین و کدامیک کمترین تغییرات را خواهند داشت؟

۶ - با توجه به شکل ۱۶-۵ مشخص کنید در چه بایاسی کدامیک از پارامترهای بایرد نسبت به تغییرات دمای محیط حساسیت بیشتر و کدامیک کمتر است؟

§ ۵-۵

۷ - برای مدار نشان داده شده در شکل ۹۰-۵ کمیتهای زیر را بدست آورید:

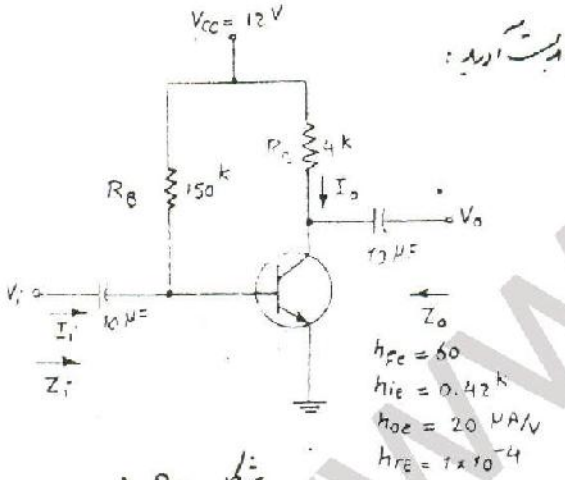
الف) دامنه تقویت جریان $A_i = I_o/I_i$.

ب) دامنه تقویت ولتاژ $A_V = V_o/V_i$.

ج) امپدانس ورودی.

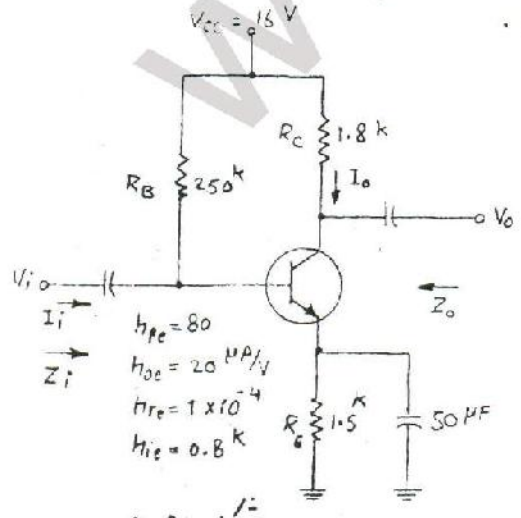
د) امپدانس خروجی.

ه) دامنه تقویت توان.



شکل ۹۰-۵

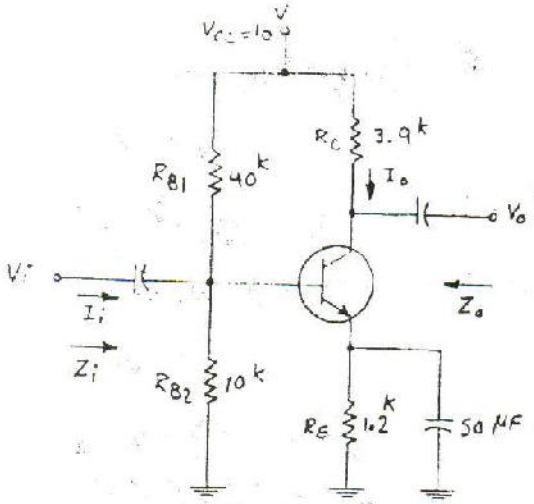
۸ - مسئله ۷ را برای مدار شکل ۹۱-۵ تکرار نمائید.



شکل ۹۱-۵

www.tnar.ir

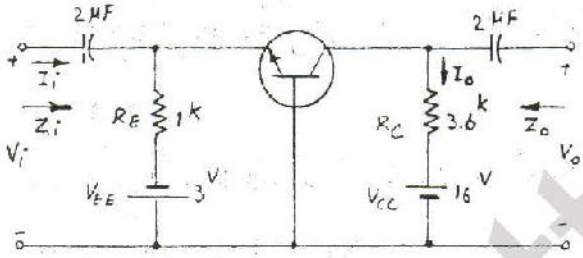
۹ - مسئله ۷ را برای مدار شکل ۵-۹۲ تکرار نمایید .



$h_{re} = 2.5 \times 10^{-4}$
$h_{fe} = 100$
$h_{ie} = 1.4\ k$
$h_{oe} = 20\ \mu A/V$

شکل ۵-۹۲

۱۰ - مسئله ۷ را برای مدار شکل ۵-۹۳ تکرار کنید .



$h_{fb} = -0.988$
$h_{ob} = 0.31\ \mu A/V$
$h_{ib} = 13\ \Omega$
$h_{rb} = 58.6 \times 10^{-6}$

شکل ۵-۹۳

§ ۵-۶

۱۱ - با استفاده از مدار معادل تقریبی با پرید مناسب ، کمیتهای A_i ، A_v ، Z_i ، Z_o و A_p را برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۹۰ محاسبه کرده و نتیجه را با مقدار بدست آمده در مسئله ۷ مقایسه نمایید .

۱۲ - مسئله ۱۱ را برای مدار شکل ۵-۹۱ تکرار نمایید .

۱۳ - مسئله ۱۱ را برای مدار شکل ۵-۹۲ تکرار کنید .

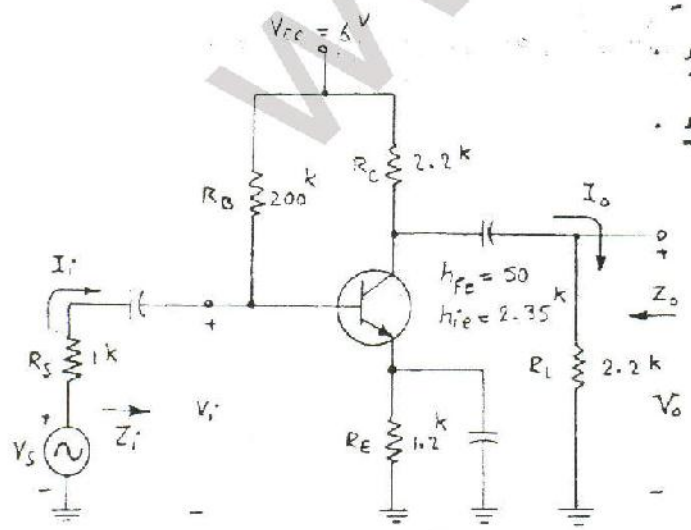
۱۴ - مسئله ۱۱ را برای مدار شکل ۵-۹۳ تکرار کنید .

۱۵ - الف) با استفاده از مدار معادل تقریبی ،

$A_i = \frac{I_o}{I_i}$ و $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ را برای مدار شکل ۵-۹۴ بدست آورید .

ب) Z_i و Z_o را تعیین کنید .

ج) $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ را تعیین کنید .



شکل ۵-۹۴

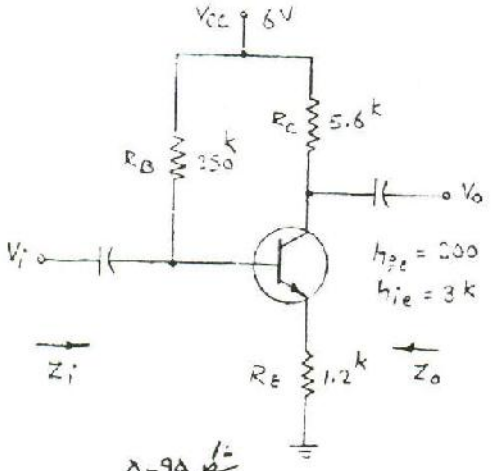
www.ttnar.ir

۱۶ - الف) بهره تقویت ولتاژ $A_V = V_o/V_i$ را برای مدار شکل ۵-۶ بدست آورید، اگر مقاومت بار 5.6^k از کلکتور به زمین متصل شده باشد.

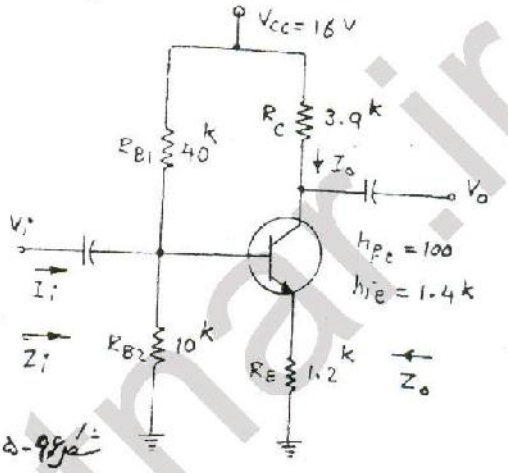
ب) بهره تقویت جریان $A_i = I_o/I_i$ را در حالتی که جریان I_o از مقاومت 5.6^k عبور کرده است بدست آورید.

§ ۵-۷

۱۷ - امپدانس ورودی Z_i، امپدانس خروجی Z_o، و بهره تقویت ولتاژ $A_V = V_o/V_i$ را برای مدار شکل ۵-۹۵ محاسبه نمایید.



شکل ۵-۹۵

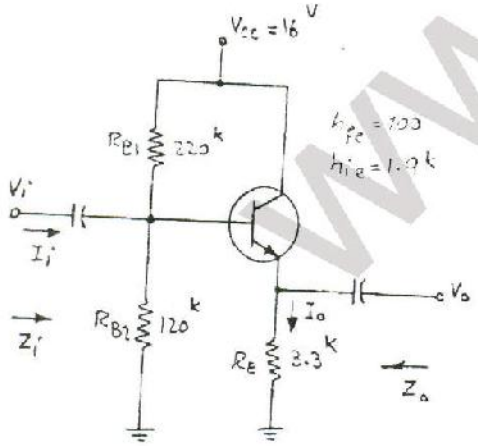


شکل ۵-۹۶

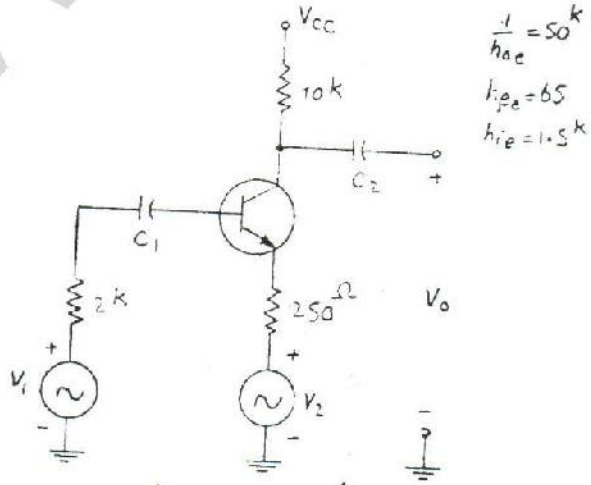
۱۸ - مقادیر Z_i، Z_o، A_V، A_i را برای مدار شکل ۵-۹۶ بدست آورید.

۱۹ - مقادیر Z_i، Z_o، A_V، A_i را برای مدار شکل ۵-۹۷ بدست آورید.

۲۰ - مقادیر Z_i، Z_o، A_V، A_i را برای مدار شکل ۵-۹۸ بدست آورید.



شکل ۵-۹۷



شکل ۵-۹۸ : مدارهای مثالهای ۵-۲۰.

§ ۵-۸

۲۱ - با استفاده از روش گفته شده در بخش ۵-۸ (با در نظر گرفتن $r_B = 1.25^\Omega$) مثال ۷ را تکرار نمایید.

www.tlnar.ir

۲۲ - با استفاده از روش گفته شده در بحث ۵-۸ (با استفاده از $r_B = 1.7\ \Omega$) مسئله ۱۵ را تکرار نمائید.

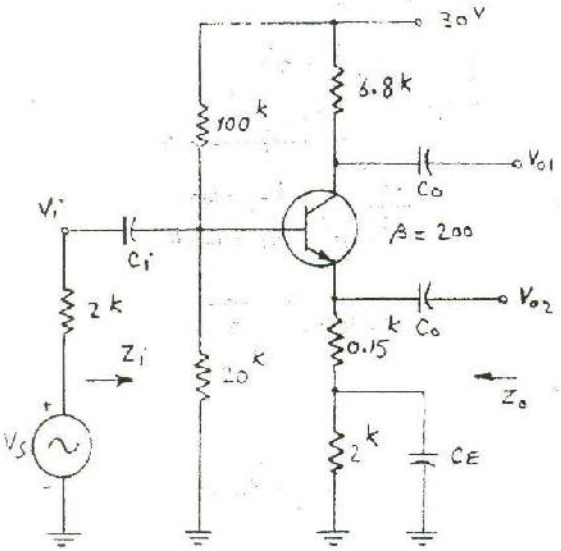
۲۳ - با استفاده از روش گفته شده در قسمت ۵-۸ (با در نظر گرفتن $r_B = 1.7\ \Omega$) مسئله ۱۷ را تکرار نمائید.

۲۴ - با استفاده از روش گفته شده در قسمت ۵-۸ (با در نظر گرفتن $r_B = 0.5\ \Omega$) مسئله ۱۸ را تکرار کنید.

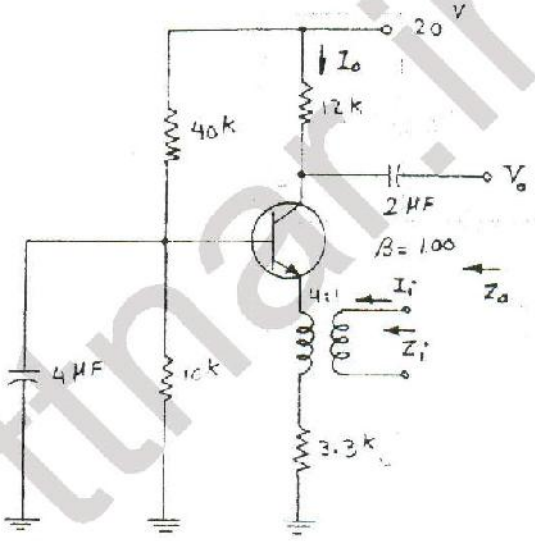
۲۵ - با استفاده از روش گفته شده در قسمت ۵-۹ (با در نظر گرفتن $r_B = 1.7\ \Omega$) مسئله ۱۹ را تکرار کنید.

۲۶ - A_V ، A_i ، Z_i و Z_o را برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۹۹ بدست آورید.

۲۷ - A_V ، A_i ، Z_i و Z_o را برای مدار نشان داده شده در شکل ۵-۱۰۰ بدست آورید.



شکل ۵-۹۹



شکل ۵-۱۰۰

۲۸ - روابط مدار شکل ۵-۸۲ را بدست آورید.

۲۹ - روابط مدار شکل ۵-۸۳ را بدست آورید.

۵-۹ مسائل

۳۰ - A_V ، A_i و Z_i را برای مدار شکل ۵-۸۴ در صورتی که $R_C = 5.6\ k$ ، $R_F = 120\ k$ ، $V_{CC} = 12\ V$ و $\beta = 100$ باشد، بدست آورید.

۳۱ - A_V ، A_i و Z_i را برای مدار شکل ۵-۸۶ در صورتی که $R_C = 6.8\ k$ ، $R_F = 180\ k$ ، $R_E = 2.2\ k$ ، $V_{CC} = 16\ V$ و $\beta = 150$ باشد، بدست آورید.

۳۲ - روابط مدار شکل ۵-۸۶ را بدست آورید.

www.tnar.ir

فصل ۶

تقویت کننده های چند طبقه

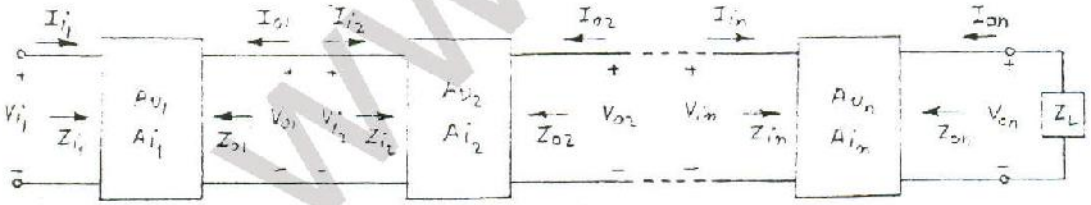
۶-۱ : مقدمه

در این فصل مدارهای متوالی[1] (کاسکید) و مدارهای مرکب[2] تحت عنوان سیستمهای چند طبقه[3] بررسی خواهند شد. در این کتاب منظور از مدارهای متوالی (کاسکید) مدارهایی هستند که طبقات مختلف آنها و اتصال بین طبقات عیناً مثل بلوک و یا خیلی شبیه هم میباشند. سیستم مرکب شامل تعداد ممکن از ترکیب های مختلف المنتهای اکتیو (ترانزیستور) میباشد که هر یک از طبقات آن با هدف خاصی کاملاً متفاوت است و یا تفاوتهایی در نوع اتصال بین آنها وجود دارد.

در این فصل، با استفاده از روشهایی که در فصول قبل بیان شد، مدارهای چند طبقه را تجزیه و تحلیل خواهیم نمود.

۶-۲ : سیستمهای عمومی متوالی (کاسکید)

برای بحث در مورد سیستمهای متوالی (کاسکید) بهتر است بلوک دیاگرام[5] شکل ۱-۶ را در نظر بگیریم. کمیتهای مورد نظر در شکل نشان داده شده است. A_v (تقویت ولتاژ) و A_i (تقویت جریان) هر طبقه، با در نظر گرفتن اثر سایر طبقات در شکل ۱-۶ تعیین میشوند.



شکل ۱-۶ : سیستم عمومی متوالی (کاسکید)

بطور بدیهی A_v و A_i برای هر طبقه فقط بستگی در نظر گرفته میشوند، بلکه اثر بار[6] هر طبقه روی طبقه دیگر همگی در سهم این کمیتها در نظر گرفته میشوند.

با یک مثال عددی ساده، یک روش خیلی ساده برای محاسبه تقویت کلی یک سیستم (تقویت ولتاژ یا جریان) را نشان خواهیم داد.

اگر $A_{v_1} = -40$ و $A_{v_2} = -50$ باشد با $V_{i_1} = 1\ mV$ خواهیم داشت: $V_{o_1} = A_{v_1} \times V_{i_1} = -40(1) = -40\ mV$

و چون $V_{o_1} = V_{i_2}$ است، بنابراین:

---

1) Cascaded
2) Compound
3) multi-Stages systems
4) decibels (dB)
5) block diagram
6) loading effect

www.ttnar.ir

$$V_{o_2} = A_{v_2} V_{i_2} = -50(-40^{mV}) = 2000^{mV} = 2^{V}$$

و در نهایت بهره ولتاژ کل $A_{V_T} = 2000^{mV}/_{1mV} = 2000$ خواهد شد.

بدیهی است که در بهره ولتاژ کل هر طبقه بار گذار از حاصلضرب تک تک بهره ولتاژ A_{V_1} و A_{V_2} بدست آمده، در حالت کلی برای n طبقه داریم:

$$A_{V_T} = A_{V_1} A_{V_2} A_{V_3} \cdots A_{V_n} \qquad (۶-۱)$$

این مطلب برای بهره جریان نیز صادق است:

$$A_{i_T} = A_{i_1} A_{i_2} A_{i_3} \cdots A_{i_n} \qquad (۶-۲)$$

مدارهای دو درگاهی خروجی نشان داده شده برای هر طبقه در شکل ۱-۶ نیز با توجه به اثر هر طبقه بر دیگر طبقات قابل در کل سیستم بدست میآید. برای مدارهای دو درگاهی با خروجی وابسته رابطه (۲-۶) برحسب مقادیر تک تک طبقات، برقرار نمیباشد. معهذا در بعضی از حالتها می توان امپدانس ورودی (یا خروجی) را چنان تنها با در نظر گرفتن یک درگاه از طبقه، از سیستم بهره تقویت قابل قبول بدست آورد.

قدر مطلق (مقدار) بهره تقویت کل مدار نشان داده شده در شکل ۱-۶ را میتوان بصورت زیر نوشت:

$$|A_{V_T}| = \left| \frac{V_{on}}{V_{i_1}} \right| = \left| \frac{I_{on} Z_L}{I_{i_1} Z_{i_1}} \right|$$

بنابراین

$$|A_{V_T}| = |A_{i_T}| \cdot \left| \frac{Z_T}{Z_{i_1}} \right| \qquad (۶-۳)$$

رابطه (۶-۳) در بحث بعضی تقویت کنندها بکار خواهد آمد. برای بررسی بهره توان، اگر حاصلضرب بهره تقویت ولتاژ و جریان را بدست آوریم حاصل چنین است:

$$|A_{V_T} A_{i_T}| = \left| \frac{I_{on} Z_L}{I_{i_1} Z_{i_1}} \right| \cdot \left| \frac{I_{on}}{I_{i_1}} \right| = \left| \frac{I_{on}^2 Z_L}{I_{i_1}^2 Z_{i_1}} \right| = \frac{P_o}{P_i}$$

و در نتیجه:

$$|A_{P_T}| = |A_{V_T}| \cdot |A_{i_T}| \qquad (۶-۴)$$ (نیز از نظر مقدار)

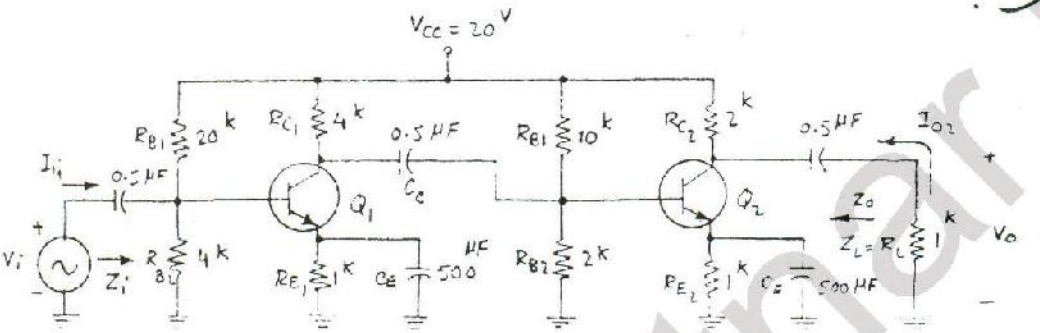
در این رابطه بهره تقویت کل توان سیستم را نشان میدهد.

www.itar.ir

بین طبقات مختلف نشان داده شده در شکل ۱-۶ سه نوع اتصال (کوپلاژ)[1] می‌تواند وجود داشته باشد، که بررسی خواهد شد.
اولین نوعی که بررسی خواهد شد سیستم تقویت کننده با اتصال (کوپلاژ) RC است که بیشتر از هر نوع دیگر کاربرد دارد. بعد از آن نوع اتصال (کوپلاژ) به بررسی سیستمهای تقویت کننده با اتصال (کوپلاژ) ترانسفورماتوری[2] و کوپلاژ بیستقیم[3] خواهیم پرداخت.

۶-۳ : تقویت کننده های اتصال (کوپلاژ) RC -

در شکل ۲-۶ یک تقویت کننده ترانزیستوری متوالی (کاسکید) با اتصال (کوپلاژ) RC (دو طبقه) با مقادیر نمونه ای و روش بایاس نشان داده شده است. اصطلاح "کوپلاژ RC"[4] از نگاه بودن مقاومت بایاس و خازنهای اتصال دهنده بین طبقات مشتق شده است.



شکل ۲-۶ : تقویت کننده دو طبقه با کوپلاژ RC -

اولین قدم برای تقویت کردن مدار فوق، اتخاذ یک راه حل مستقیم با کمترین وقت و کار می‌باشد. برای هر فرد مجرب در وقت با دیدار با طرز تجزیه و تحلیل ملخص در اجتماع به دوباره کشیدن کار آن کمتر باشد. در حقیقت با نظر خوشبینانه می‌توان گفت در هر زمان جواب مدار شکل ۲-۶ را با یک نگاه کردن کسی بدست آورد.

Z_i

از تجربیات قبلی در رابطه با تقویت کننده در یک طبقه[5] داریم و همچنین تجزیه و تحلیل در مقدمه صورت گرفت، با بدست آوردن منبع ac، در صورت رسم مجدد مدار، مقاومتهای 4 k و 20 k بصورت موازی قرار می‌گیرند. این مقاومتها، همچنین، با امپدانس ورودی Q_1 نیز در تقریب بالا $h_{ie} = \beta r_e = 0.5\ k$ است موازی قرار خواهند گرفت (زیرا مقاومت معتبر با خازن C_E با بای پس می‌شود).
بنابراین خواهیم داشت:

$$Z_{i_1} = 20^k \| 4^k \| 0.5^k \simeq 4k \| 0.5^k = 0.444^k = R_{B_2} \| h_{fe}$$

Z_o

هر وقت در مدار معادل تقویت کننده، مقاومت یک ترانزیستور بدون بایاس منبع جریان $h_{fe} I_b$ نشان داده می‌شود. در این حالت

---

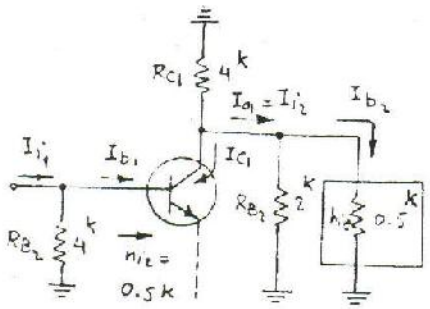
1) Coupling
2) transformer - coupled
3) direct - Coupled
4) RC - Coupled

هنگامی که $V_i=0$ شود $I_{b_1}=0$ ، $I_{b_2}=0$ شده و $h_{fe}I_{b_2}=0$ می‌شود. نتیجتاً Z_o کلکتور برابر است با مقاومت R_{C_2} در مدار باز منبع جریان کنترل شده موازی شده است. یعنی:

$$Z_o\big|_{V_i=0} = R_{C_2} = 2^k$$

A_i

با بکارگیری قاعده تقسیم جریان در شکل (۳-۶) داریم:



شکل ۳-۶ : تقسیم جریان بین I_{i_1} و I_{b_2}.

$$I_{b_1} = \frac{R_{B_2} I_{i_1}}{R_{B_2} + h_{ie}} = \frac{4^k I_{i_1}}{4^k + 0.5^k}$$

و

$$I_{b_1} \approx 0.889\, I_{i_1}$$

جریان کلکتور طبقه اول برابر است با $I_{C_1} \approx h_{fe} I_{b_1}$. جریان I_{C_1} بین مقاومت 2^k و طبقه دوم (بعنوان بار) تقسیم خواهد شد (شکل ۳-۶). با توجه به مدارهای بررسی شده در فوق می‌توان از مقاومت 10^k در مقابل سایر عناصر موازی با آن صرف نظر کرد (این عمل بصورت تقریب صورت گرفته و قبلاً با آن آشنا شده‌ایم). اتصال موازی دو مقاومت 0.5^k و 2^k بعنوان بار طبقه بعدی (برای طبقه قبلی) همانطور که 0.4^k نتیجه خواهد داد.

با بکارگیری قاعده تقسیم جریان خواهیم داشت:

$$I_{o_1} = \frac{-R_{C_1}(I_{C_1})}{R_{C_1} + (R_{B_2} \| h_{ie})} = \frac{-4^k(I_{C_1})}{4^k + 0.4^k} = \frac{-4^k(h_{fe} I_{b_1})}{4.4^k} = \frac{-4^k(50)(0.889 I_{i_1})}{4.4^k}$$

$$A_{i_1} = \frac{I_{o_1}}{I_{i_1}} \approx -40.409$$

و

در طبقه دوم داریم:

$$I_{b_2} = \frac{R_{B_2} I_{i_2}}{R_{B_2} + h_{ie}} = \frac{2^k I_{i_2}}{2^k + 0.5} = 0.8 I_{i_2}$$

و

$$I_{C_2} = h_{fe} I_{b_2} = 50(0.8 I_{i_2}) = 40 I_{i_2}$$

با بکارگیری مجدد تقسیم جریان در مدار خروجی خواهیم داشت:

$$I_{o_2} = \frac{R_{C_2} I_{C_2}}{R_{C_2} + R_L} = \frac{2^k(h_{fe} I_{b_2})}{2^k + 1^k} = \frac{2^k(40 I_{i_2})}{3^k} = 26.667 I_{i_2}$$

و

$$A_{i_2} = \frac{I_{o_2}}{I_{i_2}} = 26.667$$

www.tmar.ir

بنابراین : $A_{iT} = A_{i_1} \cdot A_{i_2} = (-40.409)(28.667) = -1077.6$

$= A_U$

اتصال مستقیم طبقات بیکدیگر درحالت ac (با اتصال کوتاه کردن خازنها) بروشنی نشان میدهد که (شکل ۲-۶) V_i مستقیماً بیس ترانزیستور طبقه اول اعمال میشود . چون امپدانس ترانزیستور داده شده است (توسط عناصر مدل پای π) ، بنابراین بهره ولتاژ ac (براساس تقریب) از رابطه زیر بدست میآید :

$$A_U \approx \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie}} = \frac{-R_L}{r_e}$$

که در آن R_L ، بار طبقه اول است که اتصال موازی R_{C_1} ، R_{B_2} و h_{ie} (یا βr_e) را نیز در نظر گرفته میشود که برابر $\approx 0.3636\,k$ میباشد . بنابراین $A_{U_1} = \left[-\frac{(50)(0.3636)}{0.5\,k} = -36.36\right]$ میباشد . برای طبقه دوم داریم :

$$A_{U_2} = \frac{-(50)(R_{C_2} \| R_L)}{0.5\,k} = \frac{-(50)(2^k \| 1^k)}{0.5\,k} = \frac{-(50)(0.667)^k}{0.5\,k} = -66.7$$

بنابراین تقویت کلی مدار برابر است با :

$$A_{UT} = A_{U_1} \cdot A_{U_2} = (-36.36)(-66.7)$$

$$A_{UT} \approx 2425.2$$

. . . . . با بکارگیری رابطه (۳-۶) خواهیم داشت :

$$|A_{UT}| = |A_{iT}| \left|\frac{Z_i}{Z_{i_1}}\right| = \frac{(1077.6)(1^k)}{0.444\,k} = 2427.03$$

اختلاف خیلی جزئی در بین دو مقدار بدست آمده ملاحظه میشود، تنها در رقم یکان دارای اشکال است ، و این بواسطه اعمال تقریب در محاسبات است در حالیکه در محاسبه مستقیم یک مرحله ای A_{UT} و A_{iT} صورت گرفته است . در اینحالت نیز محاسبه A_{UT} بطور مستقیم ساده تر از محاسبه A_{iT} میباشد بنابراین ، از آنجایی که بطور کلی بهتر است در ابتدا مقدار A_{UT} را بدست آورده و سپس A_{iT} را از رابطه (۴-۳) که در زیر نوشته شده است بدست آورد .

$$|A_{iT}| = |A_{UT}| \cdot \left|\frac{Z_{i_1}}{Z_L}\right|$$

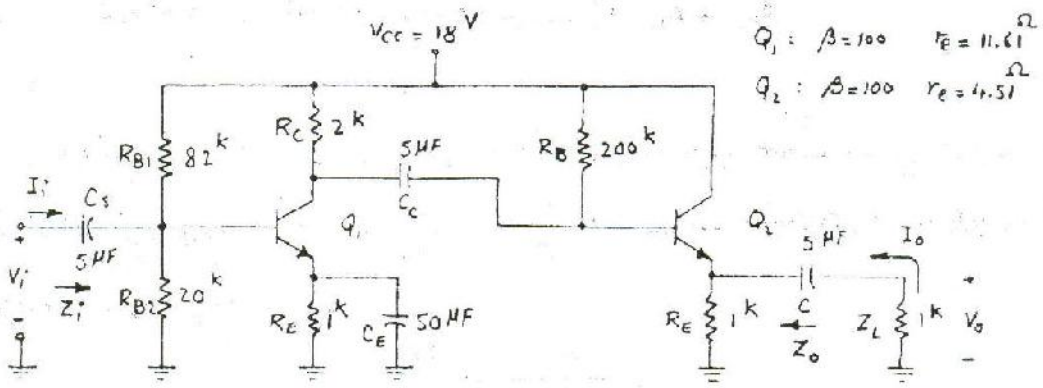
مثال ۱-۶ : مدار هم امیتر دو طبقه ای در شکل (۶-۶) را در نظر بگیرید . مطلوب است محاسبه بهره ولتاژ ، و امپدانس ورودی تقویت کننده در طبقه شکل (۶-۶) را محاسبه نمائید . دقت کنید در طبقه اول هم یک ترکیب المیتر - فلوود است .

حل :

$= Z_i$

برای حالت ac ، R_E توسط خازن C_E ای پاس شده و امپدانس ورودی Q_1 عبارتست از : $\beta r_e = (100)(11.61) = 1.161\,k$

www.tnar.ir



شکل ۴-۶ : مدار تقویت‌کننده‌ی تفاضلی مثال ۱-۴ .

بنابراین :

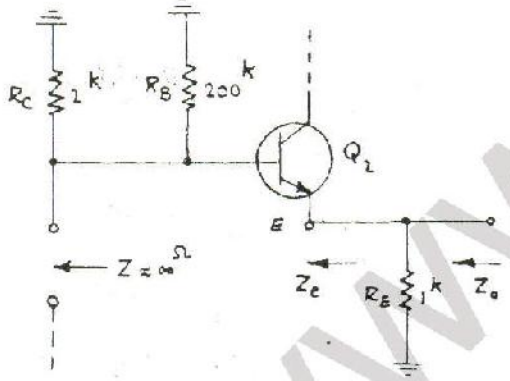
$$Z_i = R_{B1} \| R_{B2} \| \beta r_e = 82^k \| 20^k \| 1.161^k \approx \beta r_e = 1.161^k$$

: Z_o

برای حالت ac ، مدار دوباره در شکل ۵-۶ رسم شده است . در این مدار $Z_e = (R_S/\beta) + r_e$ که در آن R_S مقاومت منبع متصل به ترانزیستور دوم است . در این حالت $R_S = 2^k \| 200^k \approx 2^k$ لذا داریم :

$$Z_e = \frac{2^k}{100} + 4.51 = 20 + 4.51 = 24.51^\Omega$$

$$Z_o = Z_e \| R_E = 24.51 \| 1^k \approx 24.51^\Omega$$



شکل ۵-۶ : تعیین Z_o برای مدار شکل ۴-۶ .

: A_V

$$V_i = V_{b_1}$$

و

$$A_{V_1} \simeq \frac{-R_L}{r_e} = \frac{-(R_C \| R_B \| \beta (R_E \| Z_L))}{r_e}$$

$$= \frac{-(2^k \| 200^k \| 100 (1^k \| 1^k))}{r_e} = -\frac{(2^k \| 200^k \| 50^k)}{11.61} = \frac{-2^k}{11.61} = -172.27$$

داریم :

$$V_{b_2} \simeq 0^V \quad , \quad V_{b_2} \simeq V_o$$

و چون $A_{V_2} = \frac{V_{o_2}}{V_{i_2}} = 1$ است بنابراین :

$$A_{V_T} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} = (-172.27)(1) = -172.27$$

: A_i

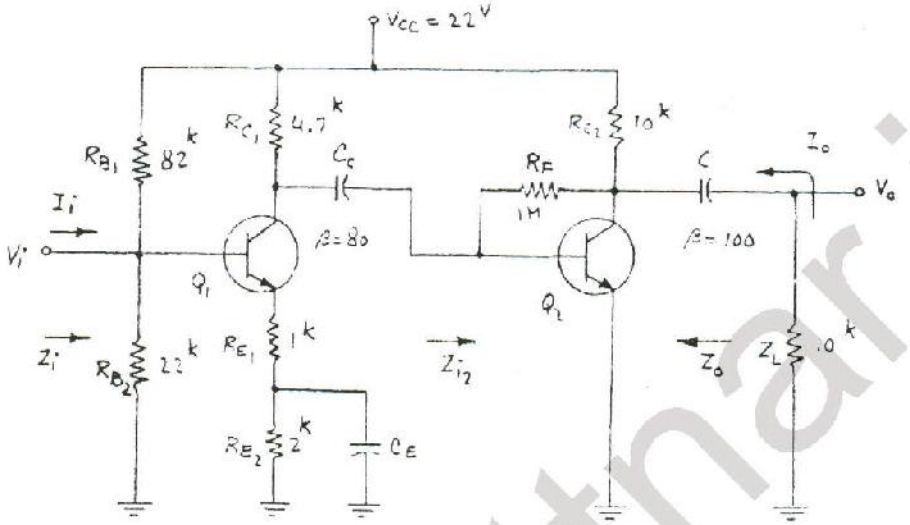
$$|A_{i_T}| = |A_{V_T}| \left| \frac{Z_{i_1}}{Z_L} \right|$$

www.tnar.ir

$$|A_{i_T}| = \frac{(172.27)(1.16^{k})}{1^{k}} \approx 200$$

توجه کنید در چگونه با بکارگیری تقریبهای معرفی شده در فصل ۵ می‌توان جوابها را سریعاً بدست آورد.
در مثال بعدی مقدار r_e نیز تقریبی خواهد شد.

مثال ۲-۶ : مقادیر Z_i ، Z_o ، A_v ، A_i و A_p را برای مدار شکل ۲-۶ بدست آورید.



شکل ۲-۶

حل : ابتدا و به‌ترتیب مقدار r_e را بدست آوریم. برای ترانزیستور Q_1 داریم :

$$V_B = \frac{[R_{B_2} \| \beta(R_{E_1} + R_{E_2})]\, V_{CC}}{[R_{B_2} \| \beta(R_{E_1} + R_{E_2})] + R_{B_1}}$$

از طرفی داریم :

$$[R_{B_2} \| \beta(R_{E_1} + R_{E_2})] = 22^{k} \| 80(3^{k}) = 22^{k} \| 240^{k} \approx 22^{k} = R_{B_2}$$

و

$$V_B \approx \frac{R_{B_2} V_{CC}}{R_{B_2} + R_{B_1}} = \frac{22^{k}(22)}{22^{k} + 82^{k}} = \frac{484}{104} = 4.65^{V}$$

و

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4.65 - 0.7 = 3.95^{V}$$

و

$$I_E = \frac{V_E}{R_{E_1} + R_{E_2}} = \frac{3.95}{3\,k} = 1.32^{mA}$$

و

$$r_{e_1} = \frac{26^{mV}}{I_E} = \frac{26}{1.32} = 19.70^{\Omega}$$

برای ترانزیستور Q_2 داریم :

$$V_{CC} - (\beta+1) I_B R_C - R_F I_B - V_{BE} = 0$$

www.ttnar.ir

$$22 - (101) I_B 10^k - 10^6 I_B - 0.7 = 0$$

$$21.3 = 2.01 \times 10^6 I_B$$

$$I_B = 10.6\ \mu A$$

و

$$I_E \approx I_C = \beta I_B = (100)(10.6\ ^{\mu A}) = 1.06\ ^{mA}$$: زیرا

و

$$r_{e_2} = \frac{26\ ^{mV}}{I_E} = \frac{26}{1.06} = 24.53\ ^{\Omega}$$

: Z_i

$$Z_i = R_{B_1} \| R_{B_2} \| \beta R_{E_1} = 82\ ^k \| 22\ ^k \| 80\ ^k \approx 14.26\ ^k$$

: Z_o

$$Z|_{V_i=0} \approx R_C = 10\ ^k$$

: A_V : $V_{b_1} = V_i$ نیز داریم :

$$A_{V_1} = \frac{-R_L}{(R_{E_1} + r_e)} = \frac{-(R_C \| Z_{i_2})}{R_{E_1} + r_e}$$

و همچنین برای Z_{i_2} داریم :

$$Z_{i_2} = \frac{R_F}{A_V} \| \beta r_e$$

$$A_{V_2} = \frac{-R_L}{r_e} = \frac{-R_C \| Z_L}{r_e} = -\frac{5\ ^k}{24.53} = -203.83$$ و

$$Z_{i_2} = \frac{10^6}{203.83} \| 100(24.53) = 4.906\ ^k \| 2.453\ ^k = 1.6353\ ^k$$

$$A_{V_1} = \frac{-(4.7\ ^k \| 1.6353\ ^k)}{1\ ^k + 0.0197\ ^k} = -\frac{1.213}{1.0197} \approx -1.19$$: بنابراین

و

$$A_{V_T} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} = (-1.19)(-203.83) \approx 242.56$$

: A_i

$$|A_{i_T}| = |A_{V_T}| \left| \frac{Z_{i_1}}{Z_L} \right| = \frac{(242.56)(14.26)}{10\ ^k} \approx 345.89$$

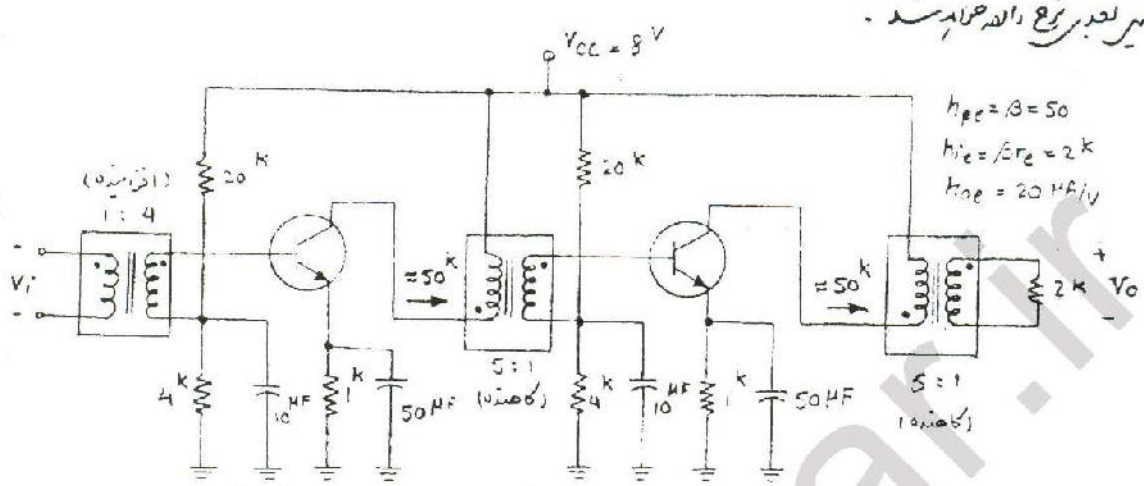
: A_P

$$|A_P| = |A_{i_T}| \cdot |A_{V_T}| = (345.89)(242.56) \approx 83.9 \times 10^3$$

۴-۶ : تقویت کننده های ترانزیستوری با اتصال ترانزیستوری

که تقویت کننده ترانزیستوری طبقه با اتصال (کوپلاژ) که توانسته تقویت ولتاژ شکل ۴-۶ را بدهد مشخص. با توجه این شکل حاضر شود

در ترانزفورماتور بکار رفته در بین طبقات کاهنده[1] و ترانزفورماتور متصل به منبع V_i افزاینده[2] می باشد . ترانزفورماتور افزاینده سطح ولتاژ سیگنال را افزایش داده ، درحالیکه ترانزفورماتور کاهنده جهت تطبیق امپدانس خروجی هر طبقه با امپدانس بار طبقه بعدی بکار می رود . این عمل کوششی است برای اینکه تا حد ممکن مانع توان را به بار منتقل سازد . تأثیر روش تطبیق بوسیله اتصال ترانزفورماتوری را در تجزیه و تحلیل بعدی شرح داده خواهد شد .



شکل ۶-۷ : تقویت ترانزیستوری دو طبقه با اتصال ترانزفورماتوری .

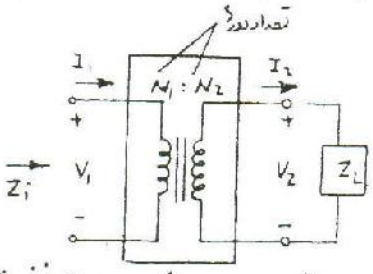
قبلاً دیدیم در مدار کوپلاژ RC - مدار بین طبقات بمنظور جلوگیری از تأثیر مقادیر dc خروجی هر طبقه در مدار بین طبقه بعدی بکار رفته و از تغییر نقاط کار جلوگیری می نمود . در این نوع اتصال نیز ترانزفورماتور عمل جداسازی dc طبقات مختلف را بخوبی انجام می دهد .

عملکرد اساسی این مدار دارای بهره بهتری از مدار ترانزیستوری با اتصال RC است ، زیرا در این مدار مقاومت dc ترانزفورماتور در مدار کلکتور قرار دارد خیلی کم است . مقاومت اولیه ترانزفورماتور بندرت بیشتر از چند اهم است در مقابل با مقاومت خیلی زیاد کلکتور (R_c) که بسیستم با اتصال RC نسبت . مقاومت dc کم باعث می شود در حالت کار ، توان dc کمتر تلف شود . بنابراین راندمان[3] (بهره) مدار نیز در نتیجه توان ac خروجی به توان dc ورودی بیشتر خواهد بود .

معذلک بعضی خصوصیات منفی نیز در این سیستم وجود دارد . واضح ترین آنها بزرگ بودن حجم چنین سیستمی (بعلت وجود ترانزفورماتور) نسبت به مدار کوپلاژ - RC است . دومین خصوصیت منفی در این سیستم ، تابع فرکانسی[4] نامطلوب بعلت عناصر راکتیو[5] مدار (اندوکتانس سیم پیچها[6] و ظرفیت[7] بین دورهای سیم پیچ ها) می باشد . سومین و مهمترین اشکال این نوع مدارها قیمت ۲ برابر شده آنهاست در نسبت به مدارهای با اتصال RC بطور قابل ملاحظه ای بالاست .

قبل از بررسی پاسخ ac مدار باید معادلات اساسی مربوط به عملکرد ترانزفورماتور را بیاد آوریم . برای حالت نشان داده شده در شکل (۶-۸) داریم :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \qquad \text{(نسبت تبدیل)} \qquad \text{(الف ۵-۶)}$$



شکل ۶-۸ : ترکیب اساسی ترانزفورماتور .

---

۱) step - down
۲) Step - up
۳) efficiency
۴) frequency response
۵) Reactive
۶) inductance of coils
۷) capacitance

www.tnar.ir

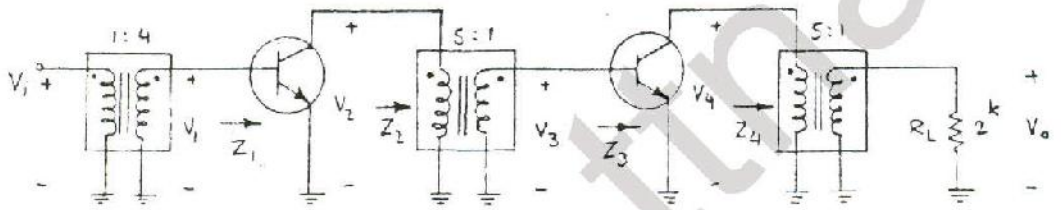
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \qquad (۶-۵۳)$$

و

$$Z_i = a^2 Z_L \qquad (۶-۵۴)$$

رابطه (۶-۵۴) بیان می‌کند که امپدانس در سمت اولیه یک ترانسفورماتور با مجذور نسبت دور ضرب در امپدانس ثانویه برابر است.

برای بدست آوردن پارامترهای ac مدار مدارشان داده شده در شکل ۶-۷ را به صورت شکل ۶-۹ در نظر می‌گیریم. برای اتصال مانگنیم توان امپدانس Z_2 و Z_4 مساوی امپدانس خروجی هر کدام از ترانزیستورها یعنی $Z_o \approx 1/h_{oe} = 1/20\ \mu S = 50\ k$ در نظر گرفته شوند. این سیستم بسیار دقیق است زیرا از اثر $1/h_{oe}$ باید در نظر گرفته شود. بنابراین برای حل آن باید از پارامترهای دیگر استفاده شود. با بکارگیری رابطه $Z_i = a^2 Z_L$ داریم: $Z_4 = a^2 R_L = (5)^2\, 2\ k = 50\ k$. در نظر گرفتن اثر فیدبک ممکن است جابجا شدن Z_2 با Z_4 همیشه برابر با $1/h_{oe}$ باشد. این محدودیت عیب بارز مرسوم در این نوع مدارها Z_2 و Z_4 تا حد امکان توسط $1/h_{oe}$ انتخاب شوند.



شکل ۶-۹: تقویت کننده متوالی با اتصال ترانسفورماتور در ورودی و بین طبقات و خروجی بار. پارامترهای ac دوباره رسم شده است.

تجزیه و تحلیل شکل ۶-۹ نتیجه می‌دهد:

$$V_1 = \frac{N_2}{N_1} V_i = 4 V_i$$

و

$$A_{v_1} = \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}} = \frac{-h_{fe} (\approx 1/h_{oe} \parallel Z_2)}{h_{ie}} = \frac{-50\,(50\ k \parallel 50\ k)}{2\ k} = -625$$

بنابراین

$$V_2 = -625 V_1 = -625 (4 V_i) = -2500 V_i$$

و

$$V_3 = \frac{N_2}{N_1} V_2 = \frac{1}{5} V_2 = \frac{1}{5} (-2500 V_i) = -500 V_i$$

و

$$A_{v_2} = \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}} = \frac{-(50)(25\ k)}{2\ k} = -625 = \frac{V_4}{V_3}$$

بنابراین

$$V_4 = -625 V_4 = -625 (-500 V_i)$$

$$= 312.5 \times 10^3 V_i$$

و

$$V_o = \frac{1}{5} V_4 = \frac{1}{5} (312.5 \times 10^3 V_i)$$

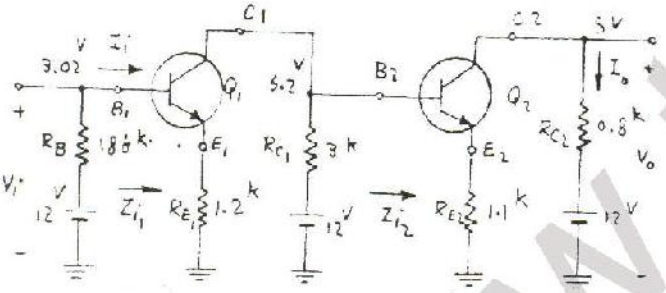
www.itnar.ir

$$A_{V_T} = \frac{V_L}{V_i} = 62.5 \times 10^3$$ و

۶-۵ : تقویت کننده های ترانزیستوری با اتصال (کوپلاژ) مستقیم

سومین نوع اتصال بین طبقات یک تقویت کننده در این قسمت بررسی میشود، کوپلاژ (اتصال) مستقیم است. مدار شکل ۶-۱۰ یک مثال از این نوع اتصال را با دو طبقه ترانزیستوری نشان میدهد. این نوع اتصال برای کاربردهای فرکانس پائین لازم است. در این نوع ترکیب، سطوح dc یک طبقه لطمه و ضرر و ارتباط با طبقات دیگر مدار می باشد. به این دلیل باید مدار طوری بایس شود که نقطه کار هر طبقات در نظر گرفته شود بدون تاثیر شبکه طرف مربوطه. در شکل ۶-۱۰ سه منبع جداگانه ولتاژ 12 ولتی نشان داده شده است ولی بگیرید ملاحظه میشود در بسیاری موارد تنها یک منبع برای این مدار مورد نیاز خواهد بود.

یکی از معمولترین مسائل در رابطه با اتصال مستقیم همراه است با پایداری آن می باشد. هر تغییری در سطوح dc یک طبقه صورت گیرد، به صورت تقویت شده به طبقات دیگر منتقل خواهد شد. اضافه کردن مقاومت اختیاری هر طبقه به پایداری مدار کمک خواهد نمود.



شکل ۶-۱۰ : طبقات ترانزیستوری کوپلاژ مستقیم.

وضعیت بایاس (dc)

برای ولتاژ خروجی $V_{C_2} = 8\,V$ هم لطفا

در شکل ۶-۱۰ نشان داده شده است، داریم:

$$I_{0.8\,k} = \frac{12-8}{0.8\,k} = 5\,mA$$

بنابراین: $I_{C_2} \approx I_{E_2} \approx 5\,mA$

و $V_{E_2} = (5\,mA)(1.1\,k) = 5.5\,V$

برای $V_{BE_2} = 0.7\,V$ داریم:

$$V_{B_2} = V_{C_1} = 5.5 + 0.7 = 6.2\,V$$

با بکارگیری رابطه $I_C \approx \beta_2 I_B$ خواهیم داشت:

$$I_{B_2} \approx \frac{I_{C_2}}{\beta_2} = \frac{5\,mA}{100} = 50\,\mu A$$

و $$I_{3k} = \frac{12-6.2}{3\,k} = \frac{5.8}{3\,k} = 1.93\,mA$$

و چون $I_{3k} \gg I_{B_2}$

است بنابراین میتوان فرض کرد $I_{C_1} \approx I_{3k} = 1.93\,mA$

و $I_{E_1} = 1.93\,mA$

لذا: $V_{E_1} = (1.93\,mA)(1.2\,k) = 2.32\,V$

و $V_{B_1} = V_{E_1} + V_{BE_1} = 2.32 + 0.7 = 3.02\,V$

www.ttnar.ir

همانطوری که ملاحظه می‌شود این مقادیر در شکل ۶-۱۰ نشان داده شده است.

مقادیر نشان داده شده در شکل ۶-۱۰ در ابتدا قدری دست‌آویز، لطف و وضوح ارتباط تنگاتنگ بین سطوح dc که تقویت کننده را متصل مستقیم را مشخص می‌نماید.

حال به بررسی پاسخ ac مدار می‌پردازیم. ابتدا از روش تقریبی در قسمت ۵ که قبلاً معرفی شده، استفاده می‌نمائیم.

امپدانس ورودی هر ترکیب امیتر مشترک با $\approx \beta R_E$ برابر می‌باشد. بنابراین:

$$Z_{i_1} \approx \beta_1 R_{E_1} = 40(1.2^k) = 48^k$$

$$Z_{i_2} \approx \beta_2 R_{E_2} = 100(1.1^k) = 110^k$$

$$A_{v_1} = -\frac{R_{L_1}}{R_{E_1}} = \frac{-R_{C_1} \| \beta_2 R_{E_2}}{R_{E_1}} = -\frac{3^k \| 110^k}{1.2^k} \approx -\frac{3^k}{1.2^k} = -2.5$$

$$A_{v_2} = -\frac{R_{L_2}}{R_{E_2}} = \frac{-R_{C_2}}{R_{E_2}} = -\frac{0.8^k}{1.1^k} = -0.7273$$

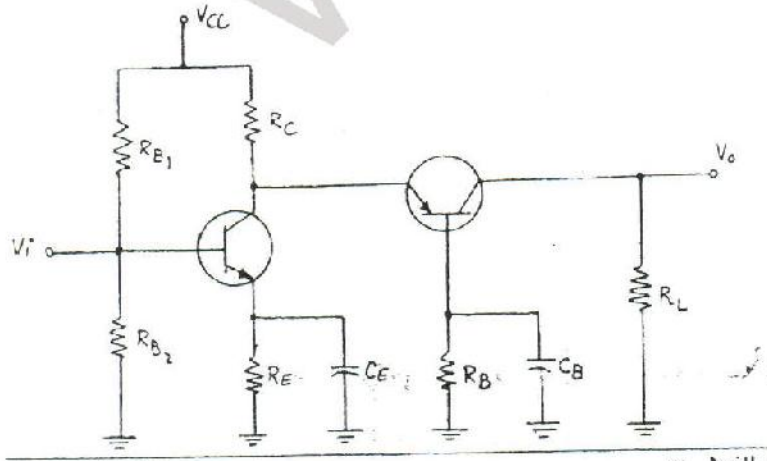
$$A_{VT} = A_{v_1} \cdot A_{v_2} = (-2.5)(-0.7273) = 1.818$$

$$|A_i| = |A_v| \left\{ \frac{Z_{L_1}}{Z_L} \right\} = \frac{(1.818)(48^k)}{0.8^k} = 109.08$$

$$|A_{PT}| = |A_v| \cdot |A_i| = (1.818)(109.08) = 198.3$$

۶-۶ : تقویت کننده کاسکود[1]

برای کاربردهای فرکانس بالا، ترکیب CB مطلوبترین مخصوص را از بین سه ترکیب مختلف تقویت کننده ای ترانزیستوری دارد. ولی این ترکیب دارای امپدانس ورودی خیلی کم است ($Z_i \approx H_{ib} = r_e$). برای بهتر کردن امپدانس ورودی این تقویت کننده، ترکیب کاسکود نشان داده شده در شکل ۶-۱۱ بکار می‌رود که در آن از یک طبقه CE مستقیماً استفاده شده است. در جهت تقویت ترکیب CE کم در نظر گرفته می‌شود تا از تمام تقویت اثر خازن میلر[2] ورودی در کاربردهای فرکانس بالا اطمینان حاصل شود.



شکل ۶-۱۱ : ترکیب کاسکود

۱) Cascode amplifier

۲) Miller capacitance

www.tiran.ir

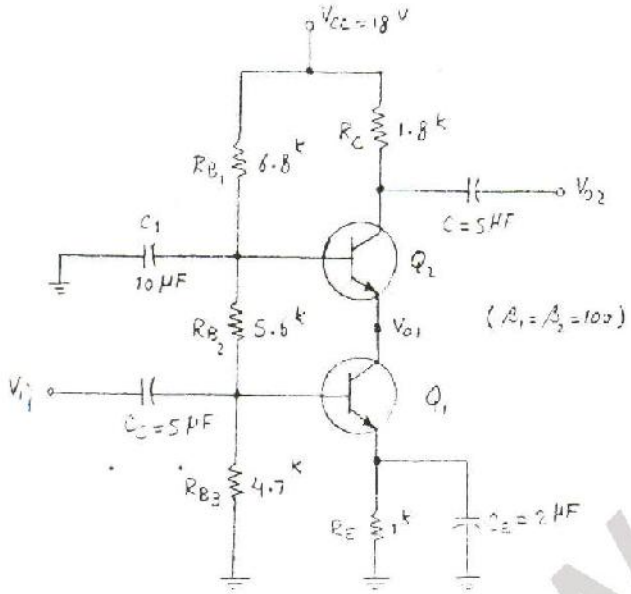
یک نمونه عملی از تقویت کننده ی سکوه در شکل ۶-۱۲ نشان داده شده است . دقت کنید در این مدار نیز طبقه ی CE به عنوان ترکیب CB مستقیم متصل شده است .

وضعیت dc :

داریم : $I_{E_2} \approx I_{E_1}$ یا $I_{C_2} \approx I_{C_1}$

با تقسیم طرفین رابطه فوق بر β با توجه به اینکه $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ است ، خواهیم داشت :

$$\frac{I_{C_2}}{\beta} = \frac{I_{C_1}}{\beta} \quad \text{یا} \quad I_{B_2} \approx I_{B_1}$$



شکل ۶-۱۲ : یک مدار عملی کاسکود .

چون I_{B_1} از مقاومت βR_E در اتصال سوارس βR_E ، R_{B_3} می گذرد . چون $\beta R_E = (100)(1\ k) = 100\ k$ و $R_{B_3} = 4.7\ k$ است می توان فرض کرد که در I_{B_1} جدید کاهش کوچکتر از $I_{4.7\,k}$ نصف و از اثر آن صرف نظر می نمائیم . چون این تقریب در مورد I_{B_1} نگارش شد می توان آنرا در مورد I_{B_2} نیز نگارش کرد (چون $I_{B_2} \approx I_{B_1}$) و

$$V_{B_3} = \frac{R_{B_3}(V_{CC})}{R_{B_3} + R_{B_2} + R_{B_1}} =$$

$$\frac{4.7\ k\,(18)}{4.7\ k + 5.6\ k + 6.8\ k} = \frac{84.6}{17.1}$$

$$= 4.95\ V$$

و

$$I_{E_1} = \frac{V_{E_1}}{R_E} = \frac{V_{B_3} - V_{BE}}{R_E} = \frac{4.95 - 0.7}{1\ k} = 4.25\ mA$$

در نتیجه :

$$r_{e_1} = \frac{26\ mV}{I_{E_1}} = \frac{26}{4.25} = 6.12\ \Omega$$

و چون $I_{E_1} \approx I_{E_2}$ است بنابراین :

$$r_{e_2} = 6.12\ \Omega$$

برای بررسی وضعیت ac مدار فرض می شود تمام خازنها اتصال کوتاه باشند و :

$$A_{v_1} = \frac{V_{o1}}{V_{i_1}} \approx -\frac{R_L}{r_{e_1}}$$

در آن $R_L = r_{e_2} = Hib_2$ برای ترانزیستور Q_1 است در همان امپدانس ورودی طبقه ی CB است و :

$$A_{v_1} = \frac{-r_{c_2}}{r_{e_1}} \approx -1$$ (با ظرافت بیشتر مقدار کمی برای A_{v_1} مطرح است)

و داریم :

$$A_{v_2} = \frac{+R_L}{r_{e_2}} = \frac{+R_C}{r_{e_2}} = +\frac{1.8\ k}{6.12} = +294.12$$

www.tnar.ir

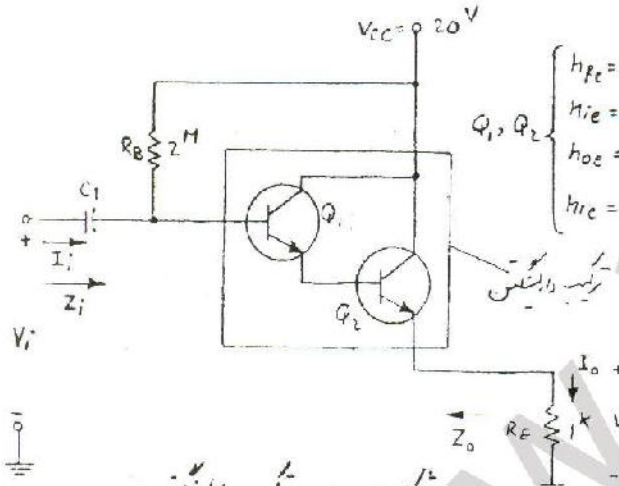
و در نتیجه جواب داشت :

$$A_{V_T} = \frac{V_{o_2}}{V_{i_1}} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} = (-1)(+294.12)$$

$$= -294.12$$

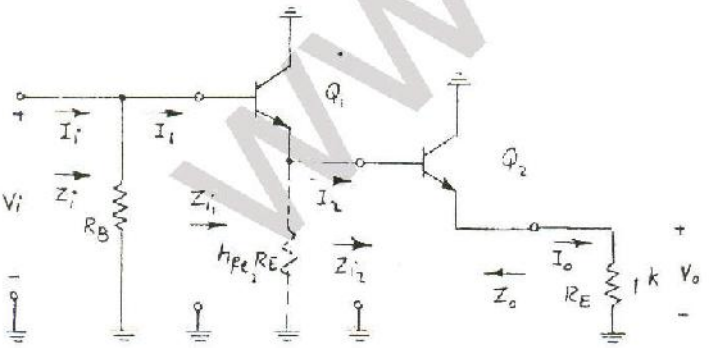
۶-۷ : مدار مرکب دارلینگتون[1]

مدار دارلینگتون یک مدار مرکب است که بیشتر بخاطر تقویت کننده مرسوم . ترکیب نشان داده شده در شکل ۶-۱۳ از خصوصیات لازم برای یک تقویت کننده جریان را از نظر امپدانس ورودی خیلی زیاد و امپدانس خروجی خیلی کم و تقویت جریان زیاد دارا می باشد . ملاحظه می شود اگر خروجی از امیتر گرفته شود ، تقویت ولتاژ کمتر از واحد خواهد بود . یک تغییر در مدار می تواند جای تقویت ولتاژ مطلوب و امپدانس خروجی مطلوب عوض کند .



شکل ۶-۱۳ : ترکیب دارلینگتون .

مبدل بخوبی با بایس ac استیبل ـ کوپلینگ ، مدار دارلینگتون تصویب مدارشان داده شده در شکل ۶-۱۴ در می آید .



شکل ۶-۱۴ : ترکیب دارلینگتون در بایس ac استیبل ـ کوپلینگ خازنی رسم شده است .

برای طبقه دوم داریم :

$$Z_{i_2} \simeq h_{fe_2} R_E$$

و

$$A_{i_2} = \frac{I_o}{I_2} = \frac{I_{e_2}}{I_{b_2}} \simeq h_{fe_2}$$

این روابط با تقریب خوب برای طبقه اول قابل قبول نیستند . در این Z_{i_2} قابل مقایسه با $1/h_{oe_1}$ می باشد . قبلاً گفته شد در راه حل مدار از $1/h_{oe_1}$ در مقابل امپدانس بار Z_L صرف نظر می شود . برای مدار دارلینگتون $Z_L < 1/h_{oe_1}$ امپدانس ورودی Z_{i_2} از نظر مقدار تقریبی با $1/h_{oe_1}$ نزدیک است در نتیجه لازم است در راه حل h_{oe_1} را نیز در نظر گرفت . [illegible] برای تقویت کننده ای

1) Darlington Compound Configuration

www.ttnar.ir

ترانزیستور یک طبقه در امیتر آن بسته شده لحاظ با در نظر گرفتن $1/h_{oe}$ بدست آوردیم :

$$A_i \approx \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} Z_L}$$

با لحاظ بودن مطالب فوق برای این حالت که $Z_L = Z_{i_2} \approx h_{fe_2} R_E$ است خواهیم داشت :

$$A_{i_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{C_1}}{I_{b_1}} \approx \frac{h_{fe_1}}{1 + h_{oe_1}(h_{fe_2} R_E)}$$

و

$$A_i = \frac{I_o}{I_1} = A_{i_1} A_{i_2} = \frac{h_{fe_1} h_{fe_2}}{1 + h_{oe_1}(h_{fe_2} R_E)} \qquad (۲-۶)$$

برای $h_{fe_1} = h_{fe_2} = h_{fe}$ و $h_{oe_1} = h_{oe_2} = h_{oe}$ داریم :

$$A_i = \frac{h_{fe}^2}{1 + h_{oe} h_{fe} R_E} \qquad (۲-۷)$$

برای $h_{oe} h_{fe} R_E < 0.1$ تقریباً بسته (حدود 10٪) می‌توان نوشت :

$$A_i \approx h_{fe}^2 = \beta^2 \qquad (۲-۸)$$

با مراجعه به شکل ۲-۱۴ و با استفاده از قاعده جریان مرکز جهت تقسیم جریان $A_i = I_o/I_i$ بدست آورد :

$$I_1 = \frac{R_B I_i}{R_B + Z_{i_1}}$$

چون $Z_{i_2} \approx h_{fe_2} R_E$ مقاومت امیتر طبقه اول است (به شکل ۲-۱۴ توجه شود) بنابراین امپدانس ورودی طبقه اول برابر است با $Z_{i_1} \approx h_{fe_1}(Z_{i_2} \parallel 1/h_{oe_1})$ ، زیرا $Z_{i_2} = h_{fe_2} R_E$ و $1/h_{oe_1}$ در مدار معادل سیگنال کوچک بصورت موازی با هم قرار می‌گیرند . در نتیجه خواهیم داشت :

$$Z_{i_1} \approx h_{fe_1}(h_{fe_2} R_E \parallel 1/h_{oe_1}) = \frac{h_{fe_1} h_{fe_2} R_E (1/h_{oe_1})}{h_{fe_2} R_E + 1/h_{oe_1}}$$

و

$$Z_{i_1} = \frac{h_{fe_1} h_{fe_2} R_E}{h_{oe_1} h_{fe_2} R_E + 1} \qquad (۲-۹)$$

در برای $h_{fe_1} = h_{fe_2} = h_{fe}$ و $h_{oe_1} = h_{oe_2} = h_{oe}$ داریم

$$Z_{i_1} \approx \frac{h_{fe}^2 R_E}{1 + h_{oe} h_{fe} R_E} \qquad (۲-۱۰)$$

و برای $h_{oe} h_{fe} R_E < 0.1$ خواهیم داشت

$$Z_{i_1} \approx h_{fe}^2 R_E = \beta^2 R_E \qquad (۲-۱۱)$$

www.ttnar.ir

با یکسان فرض کردن مقادیر عددی پارامترها

$$h_{fe_1} = h_{fe_2} = h_{fe} = 50$$

$$h_{ie_1} = h_{ie_2} = h_{ie} = 1^K \quad ,$$

$$h_{oe_1} = h_{oe_2} = h_{oe} = 20\ ^{\mu A}/_{V} \quad ,$$

خواهیم داشت :

$$A_i = \frac{I_o}{I_1} \approx \frac{(h_{fe})^2}{1 + h_{oe} h_{fe} R_E} = \frac{(50)^2}{1 + (20\times10^{-6})(50)(1^K)}$$

$$= \frac{2500}{1+1} = 1250$$

$$Z_{i_1} \approx \frac{h_{fe}^2 R_E}{1 + h_{oe} h_{fe} R_E} = \frac{(50)^2\ 1^K}{2} = 1250^K = 1.25^M \quad ,$$

مدار را برای $R_B = 2^M$ داریم :

$$\frac{I_1}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + Z_i} = \frac{2^M}{2^M + 1.25^M} = \frac{2}{3.25} = 0.615$$

$$A_{iT} = \frac{I_o}{I_i} = \left[\frac{I_o}{I_1}\right]\left[\frac{I_1}{I_i}\right] = A_i \times \frac{I_1}{I_i} \quad ,$$

$$= (1250)(0.615) = 770$$

$$Z_i = 2^M \| Z_{i_1} = 2^M \| 1.25^M = 770^K \quad ,$$

دیدیم تقویت جریان یک مدار دارلینگتون اگر از مدل ساده‌ای که در آن $A_i \simeq h_{fe}^2$ فرض می‌شود، به دست آید برابر h_{fe}^2 یا 2500 می‌شد. مقدار 2500 البته بسیار بیشتر از تقویت جریان واقعی 1250 است. برای هماهنگ‌سازی تقویت جریان طبقه اول باید اثر h_{oe_1} در نظر گرفته شود.

امپدانس خروجی Z_o را می‌توان طبق روش زیر مستقیماً از مدار معادل امیتر دنبال‌کننده به دست آورد.

برای طبقه اول داریم :

$$Z_{o_1} \approx \frac{R_S + h_{ie_1}}{h_{fe_1}} \qquad (۷-۱۲)$$

$$= \frac{0 + 1^K}{50} = 20.0^{\Omega}$$

$$Z_{o_2} \approx \frac{(Z_{o_1} \| 1/h_{oe_1}) + h_{ie_2}}{h_{fe_2}} \qquad (۷-۱۳)$$

www.tmar.ir

با یکسان بودن مقادیر عددی پارامترها

$$h_{fe_1} = h_{fe_2} = h_{fe} = 50$$

$$h_{ie_1} = h_{ie_2} = h_{ie} = 1^K \quad ,$$

$$h_{oe_1} = h_{oe_2} = h_{oe} = 20\ \mu A/V \quad ,$$

جریان راست :

$$A_i = \frac{I_o}{I_1} \approx \frac{(h_{fe})^2}{1 + h_{oe} h_{fe} R_E} = \frac{(50)^2}{1 + (20\times10^{-6})(50)(1K)}$$

$$= \frac{2500}{1+1} = 1250$$

$$Z_{i_1} \approx \frac{h_{fe}^2 R_E}{1 + h_{oE} h_{fe} R_E} = \frac{(50)^2 . 1^K}{2} = 1250^K = 1.25^M \quad ,$$

مدار را برای $R_B = 2^M$ داریم :

$$\frac{I_1}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + Z_i} = \frac{2^M}{2^M + 1.25^M} = \frac{2}{3.25} = 0.615$$

$$A_{iT} = \frac{I_o}{I_i} = \left[\frac{I_o}{I_1}\right]\left[\frac{I_1}{I_i}\right] = A_i \times \frac{I_1}{I_i} \quad ,$$

$$= (1250)(0.615) = 770$$

$$Z_i = 2^M \| Z_{i_1} = 2^M \| 1.25^M = 770^K \quad ,$$

در تقویت جریان یک مدار دارلینگتون اگر از مدل ترکیبی مشابه $A_i \approx h_{fe}^2$ (1/hoe) برای $A_i \approx h_{fe}^2$ فرض شود، در اینصورت $= 2500$ می‌شد. مطلق 2500 نسبت به 1250 تقویت خوبی نیست. مدار همتای مناسب تقویت جریان طبقه اول باید اثر h_{oe_1} در نظر گرفته شود.

امپدانس خروجی Z_o را مقدار مطلق روش زیر مستقیماً از مدار معادل امیتر مشترک آورید.

برای طبقه اول داریم :

$$Z_{o_1} \approx \frac{R_S + h_{ie_1}}{h_{fe_1}} \qquad (۶-۱۲)$$

$$= \frac{0 + 1^K}{50} = 20.0^\Omega$$

$$Z_{o_2} \approx \frac{(Z_{o_1} \| 1/h_{oe_1}) + h_{ie_2}}{h_{fe_2}} \qquad (۶-۱۳)$$

www.itnar.ir

$$= \frac{(20.0 \| 150^{k}) + 1^{k}}{50} \approx \frac{20.0 + 1^{k}}{50} \doteq \frac{1020}{50}$$

$$\approx 20.4\ \Omega$$

توجه کنید در همانطوری که مقدار امپدانس ورودی این مدار زیاد، همانطور خروجی آن کم و درنتیجه تقویت جریانش زیاد می‌باشد. حال، جهت تقویت ولتاژ سیستم را بررسی می‌نمائیم. با بکارگیری قانون ولتاژ کیرشهف برای مدار شکل ۱۳-۶ داریم:

$$V_o = V_i - V_{be_1} - V_{be_2}$$

لطفاً در رابطه فوق ولتاژ خروجی همان ولتاژ ورودی منهای ولتاژ بیس - امیتر هرکدام از طبقات است و این بدانی نشان می‌دهد که $V_o < V_i$ می‌باشد. مقدار تقویت ولتاژ نیز یک تقویت کمتر از صفر می‌باشد. با استفاده از یک مدل ساده تقویتی جریان برای مدار معادل امیتر صورت می‌گیرد داریم:

$$A_v \approx \frac{1}{1 + \frac{h_{ie_2}}{h_{fe_2} R_E}} \qquad (۶-۱۴)$$

با گذاشتن مقادیر عددی روابط مثال کلی، خواهیم داشت:

$$A_v \approx \frac{1}{1 + \frac{1^{k}}{50^{k}}} = \frac{1}{1+0.2} = 0.98$$

مسائل

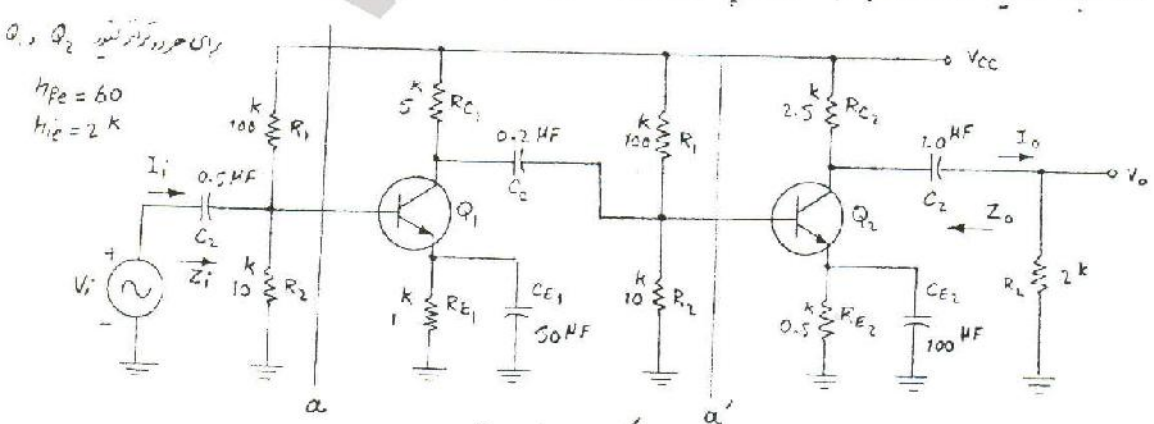
§۶-۲

۱- الف) برای یک سیستم دو طبقه (کاسکید) با بهره تقویت جریان 12.8×10^{3} و $Z_L = 4^{k}$ که امپدانس ورودی طبقه اول آن $Z_{i_1} = 2^{k}$ می‌باشد، مقدارهای A_{i_T} و A_{v_T} را بدست آورید.

ب) اگر سیستم قسمت (الف) از دو طبقه یکسان تشکیل شده باشد، بهره تقویت جریان و ولتاژ هر طبقه را تعیین کنید.

§۶-۴

۲- برای تقویت کننده‌ی دو طبقه با اتصال (کوپلاژ) RC - نشان داده شده در شکل ۱۵-۶:



شکل ۱۵-۶، تقویت کننده‌ی دو طبقه با اتصال RC -

www.ttnar.ir

الف) Z_i و Z_o را تعیین کنید .

ب) بهره تقویت ولتاژ $A_U = V_o/V_i$ را محاسبه نمائید .

ج) بهره تقویت جریان $A_i = I_o/I_i$ را بدست آورید .

۳ - برای تقویت کننده با اتصال RC نشان داده شده در شکل ۶-۲ کمیتهای Z_i ، Z_o ، A_{UT} ، A_{iT} و A_{PT} را بدست آورید . در این مدار فرض می شود که $R_{B_1} = 56^k$ و $R_{B_2} = 5.6^k$ (برای هر یک از ترانزیستورها) و $R_{C_1} = 6.8^k$ ، $R_{C_2} = 3.3^k$ ، $R_{E_1} = R_{E_2} = 0.5^k$ ، $R_L = 2.2^k$. مقادیر خازنها همان مقادیری است که در شکل ۶-۲ داده شده است . برای هر ترانزیستور $\beta = 120$ می باشد . چون h_{ie} مشخص نیست ، لذا باید برای هر ترانزیستور r_e تعیین گردد . از روابط تقریبی مناسب استفاده نمائید .

۴ - مسئله ۳ را برای حالتی که خازن C_E از امیتر هر دو ترانزیستور برداشته شود ، حل نمائید .

۵ - مثال ۶-۲ را برای حالتی که خازن C_E برداشته شود ، حل نمائید .

۶ - مثال ۶-۲ را برای حالتی که خازن C_E برداشته شده و مقاومت بار خروجی Z_L توسط یک خازن با ظرفیت C_2 اضافه گردد حل نمائید .

۷ - مثال ۶-۲ را در حالتی که R_{E_1} حذف شده و مقدار بار Z_L به 0.5^k کاهش یابد ، حل کنید .

۸ - یک تقویت کننده دو طبقه با اتصال RC طرح کنید که بهره تقویت ولتاژ کلی آن تقریبا 2000 باشد . مدار با بار 10^k و منبع سیگنال ولتاژ آبدال ($R_S = 0^\Omega$) کار کند . مشخصات ترانزیستور همان است که در مثال ۶-۲ فرض شده است . بهره تقویت ولتاژ مدار حاصل را بعنوان آزمایش بدست آورید . لیست مقادیر قطعاتی را که استفاده کرده اید در کاتالوگ الکترونیکی پیدا کنید .

۹ - مثال ۶-۳ را برای حالتی که C_{S_1} و C_{S_2} حذف شده و مقادیر $R_{S_1} = 2^k$ ، $R_{S_2} = 1^k$ در نظر گرفته شوند ، حل نمائید .

§۶-۴

۱۰ - امپدانسی را که از اولیه یک ترانسفورماتور کاهنده 5:1 با بار 50^Ω (ثانویه) دیده می شود ، بدست آورید .

۱۱ - نسبت تبدیل ترانسفورماتوری را که بار 50^Ω را با امپدانس منبع 20^k تطبیق می کند ، محاسبه نمائید .

۱۲ - الف) بهره تقویت ولتاژ (V_o / V_i) را برای تقویت کننده با اتصال ترانسفورماتوری نشان داده شده در شکل ۶-۱۶ ، بدست آورید .

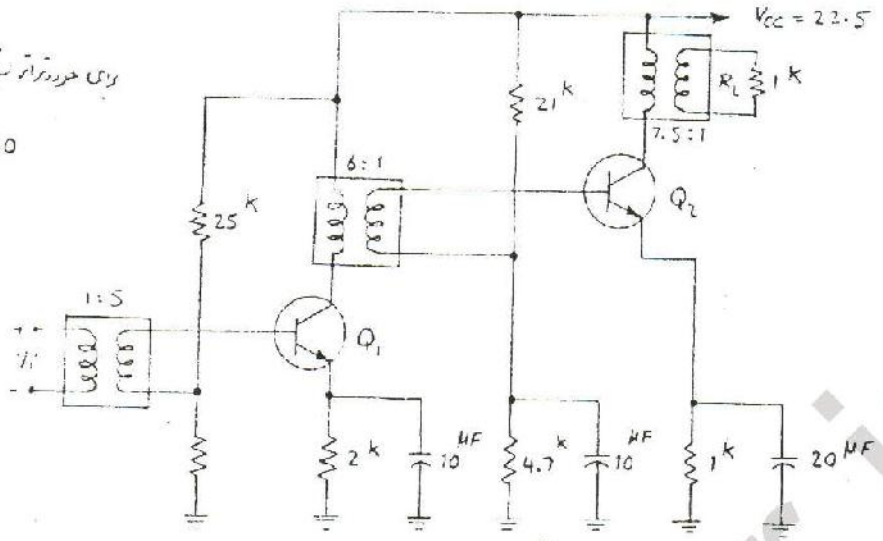
ب) در حالتی که مقاومت بار با 0.5^k قرار دهیم ، بهره تقویت این مدار چه مقدار خواهد شد ؟

§۶-۵

۱۳ - مقادیر dc جدید برای مدارشان داده شده در شکل ۶-۱۰ را که در آن منبع 12^V با منبع 16^V جایگزین شده است ، بدست آورید .

www.tmar.ir

چه تغیری در رجحان تقویت جریان و ولتاژ ac ایجاد می‌کند ؟ در این حالت مقاومت خروجی چه مقداری می‌باشد ؟



برای هردو ترانزیستور Q_1 و Q_2 :

$\beta = 80$

شکل ۶-۱۶ : تقویت کننده‌ی دو طبقه با اتصال ترانسفورمری .

§ ۶-۶

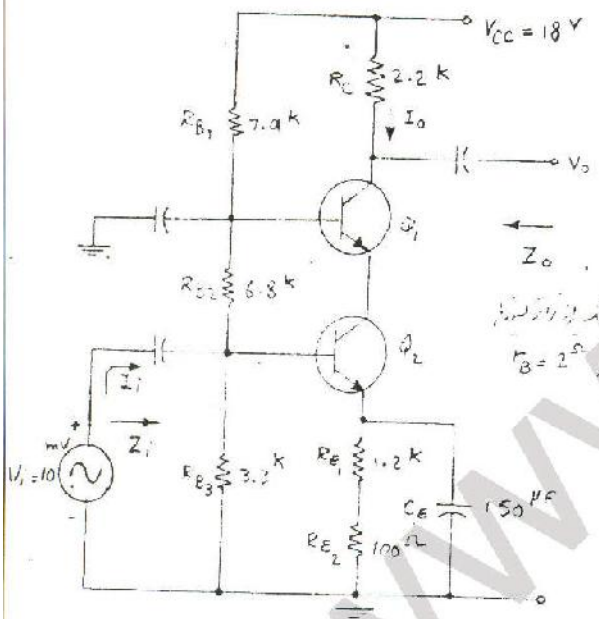
۱۴ - کمیتهای زیر را برای تقویت کننده‌ی شکل ۶-۱۷ بدست آورید :

الف) V_o .

ب) Z_i و Z_o .

ج) A_i ، I_i ، I_o .

د) A_{PT} .



برای حرکت از ترانزیستور

$r_B = 2^{\Omega}$ ، $\beta = 100$

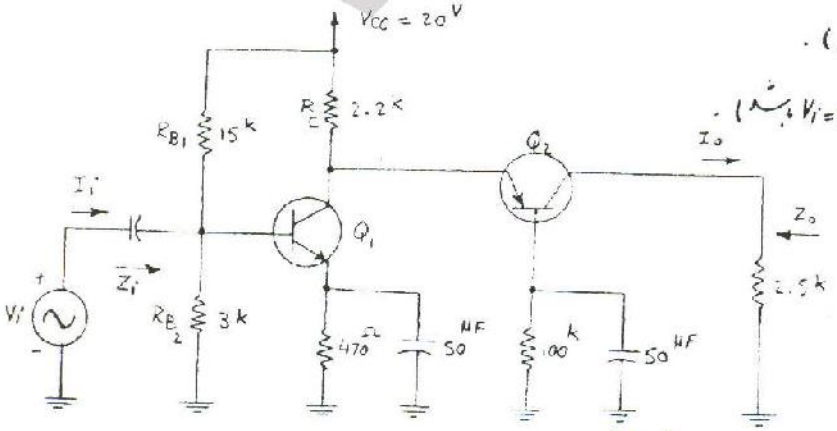
شکل ۶-۱۷ .

۱۵ - برای تقویت کننده‌ی نشان داده شده در شکل ۶-۱۸ کمیتهای زیر را بدست آورید :

الف) r_{e_1} و r_{e_2} (برای $\beta = 50$) .

ب) A_{VT} و V_o (در صورتی که $V_i = 10^{mV}$ باشد) .

ج) Z_i و Z_o .

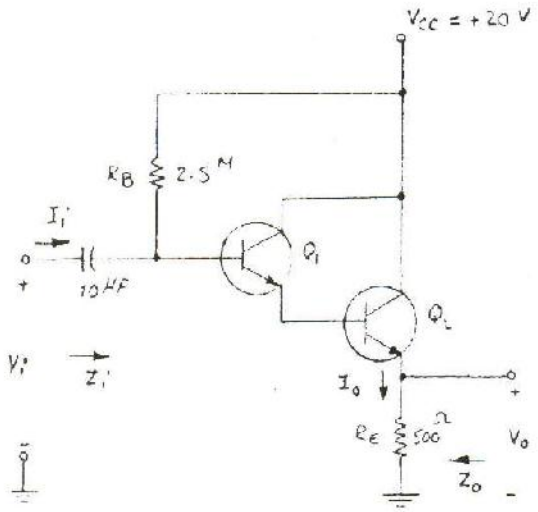


شکل ۶-۱۸ .

www.ttnar.ir

§ ۶-۷

۱۶ - کمیتهای A_i ، Z_i ، Z_o و A_{vo} را برای ترکیب دارلینگتن نشان داده شده در شکل ۱۹-۶ بدست آورید .



Q_1 و Q_2 برای : $h_{ie} = 2^k$
$h_{oe} = 10\ \mu S$
$h_{fe} = 60$

شکل ۱۹-۶ : مدار دارلینگتن مثال ۱۶ .

۱۷ - مثال ۱۶ را برای حالتی که یک مقاومت کلکتور 2.2^k بین کلکتور Q_2 و V_{CC} افزوده شده و خروجی از کلکتور ترکیب دارلینگتن گرفته شود ، حل نمائید . در این حالت I_o جریانی در نظر گرفته میشود که از مقاومت 2.2^k عبور میکند .

۱۸ - مثال ۱۶ را برای حالتی که مقدار R_E برابر $150\ \Omega$ در نظر گرفته شود ، حل کنید .

۱۹ - مثال ۱۷ را برای حالتی که مقدار R_E برابر $150\ \Omega$ در نظر گرفته شود ، حل کنید .

www.tnar.ir

ضمیمه الف

روابط تبدیل پارامترهای هایبرید (کامل و تقریبی)

A-1 . روابط کامل

ترکیب امیتر ـ مشترک

$$h_{ie} = \frac{h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{ic}$$

$$h_{re} = \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}(1+h_{fb})}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = 1 - h_{rc}$$

$$h_{fe} = \frac{-h_{fb}(1-h_{rb}) - h_{ob}h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = -(1+h_{fc})$$

$$h_{oe} = \frac{h_{ob}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{oc}$$

ترکیب بیس ـ مشترک

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{(1+h_{fe})(1-h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{ic}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe} - h_{re}(1+h_{fe})}{(1+h_{fe})(1-h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{fc}(1-h_{rc}) + h_{ic}h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{fb} = \frac{-h_{fe}(1-h_{re}) - h_{ie}h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{rc}(1+h_{fc}) - h_{ic}h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

www.tmar.ir

ترکیب کلکتور ـ مشترک

$$h_{ic} = \frac{h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{ie}$$

$$h_{rc} = \frac{1+h_{fb}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = 1 - h_{re}$$

$$h_{fc} = \frac{h_{rb}-1}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = -(1+h_{fe})$$

$$h_{oc} = \frac{h_{ob}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{oe}$$

A-2 : روابط تقریبی

ترکیب امیتر ـ مشترک

$$h_{ie} \approx \frac{h_{ib}}{1+h_{fb}}$$

$$h_{re} \approx \frac{h_{ib}h_{ob}}{1+h_{fb}} - h_{rb}$$

$$h_{fe} \approx \frac{-h_{fb}}{1+h_{fb}}$$

$$h_{oe} \approx \frac{h_{ob}}{1+h_{fb}}$$

ترکیب بیس ـ مشترک

$$h_{ib} \approx \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \approx -\frac{h_{ic}}{h_{fc}}$$

$$h_{rb} \approx \frac{h_{ic}h_{oc}}{1+h_{fe}} - h_{re} \approx h_{rc} - 1 - \frac{h_{ic}h_{oc}}{h_{fc}}$$

$$h_{fb} \approx \frac{-h_{fe}}{1+h_{fe}} \approx \frac{-(1+h_{fc})}{h_{fc}}$$

$$h_{ob} \approx \frac{h_{oe}}{1+h_{fe}} \approx -\frac{h_{oc}}{h_{fc}}$$

ترکیب کلکتور ـ مشترک

$$h_{ic} \approx \frac{h_{ib}}{1+h_{fb}}$$

$$h_{rc} \approx 1$$

$$h_{fc} \approx \frac{-1}{1+h_{fb}}$$

$$h_{oc} \approx \frac{h_{ob}}{1+h_{fb}}$$

www.ttnar.ir