

Chapitre 6

Etages amplificateurs à un transistor BJT: variantes

Amplificateurs à un transistor

PLAN

- ▶ **ampli à 4 résistances**
 - ◆ polarisation par diviseur résistif
 - ◆ calcul du gain à vide
 - ◆ calcul des impédances d'entrée et de sortie
 - ◆ exemple numérique
 - ◆ linéarité
 - ◆ comparaison avec l'étage polarisé par la base
- ▶ classification par l'électrode commune
- ▶ étage en collecteur commun

Etage amplificateur à 4 résistances

polarisation par diviseur de tension

si $I_{BQ} \ll I_2$ alors

$$V_{BQ} = V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = V_{BQ} - 0.7V$$

$$I_{EQ} = V_{EQ} / R_E$$

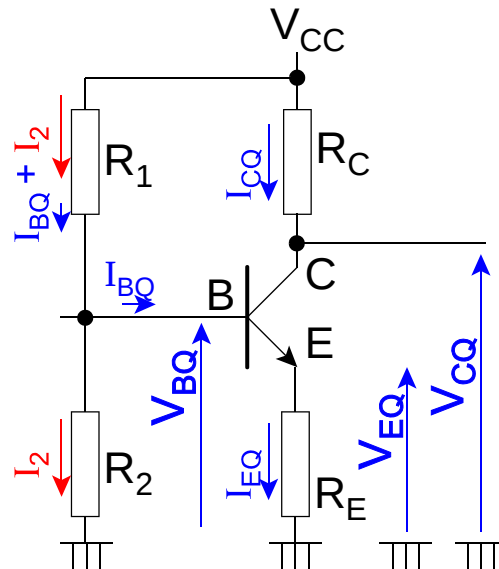
$$I_{CQ} = I_{EQ} - I_{BQ} \approx I_{EQ}$$

$$V_{CQ} = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ}$$

I_{CQ} , V_{CQ} indépendants de β_{DC}

seul V_{BE} dépend du transistor

% instabilité = $\Delta V_{BE} / V_{EQ} \Rightarrow$ stabilité meilleure si $V_{EQ} \nearrow$



Pour augmenter la stabilité du point de fonctionnement et la linéarité, un schéma classique est l'amplificateur dit "à 4 résistances" présenté ci-dessus.

Son principe simplifié de polarisation est le suivant :

- on impose le potentiel de la base V_{BQ} par le diviseur résistif formé par R_1 et R_2
- on néglige en première approximation les fluctuations de la tension V_{BE} (que l'on prend égale à 0.7V)
- on en déduit le potentiel au repos de l'émetteur vaut $V_{EQ} = V_{BQ} - 0.7V$
- le courant d'émetteur au repos vaut alors $I_{EQ} = V_{EQ} / R_E$
- le courant de collecteur I_{CQ} pratiquement égal à I_{EQ} car β_{DC} vaut au moins 100

On en déduit que :

- l'on impose bien le point de fonctionnement qui dépend avant tout de V_{CC} et des 4 résistances
- le gain en courant β_{DC} (qui varie beaucoup avec la température) n'influence plus le point de repos
- la seule grandeur interne au transistor dont la fluctuation agit sur le point de fonctionnement est V_{BE} .

$$I_{CQ} = V_{EQ} / R_E$$

$$\Delta I_{CQ} / I_{CQ} = \Delta V_{EQ} / V_{EQ} = \Delta (V_{BQ} - V_{BE}) / V_{EQ}$$

or V_{BQ} est fixé si le diviseur R_1, R_2 est bien dimensionné, donc $\Delta V_{BQ} = 0$

$$\Delta I_{CQ} / I_{CQ} = - \Delta V_{BE} / V_{EQ}$$

La stabilité relative du point de fonctionnement sera donc d'autant meilleure que la tension sur la résistance d'émetteur V_{EQ} est élevée.

Le diviseur (R_1, R_2) doit constituer une source de tension dont la résistance de sortie est largement inférieure à la résistance d'entrée en continu du BJT. On peut exprimer cette condition autrement : le courant consommé par la base I_{BQ} doit être sensiblement inférieur au courant I_2 interne au diviseur (R_1, R_2). Un facteur 10 est une règle de bonne pratique.

Etage amplificateur à 4 résistances

résistance d'entrée en continu

par définition :

$$R_i = V_{BQ} / I_{BQ}$$

$$V_{BQ} = V_{BE} + R_E \cdot I_{EQ}$$

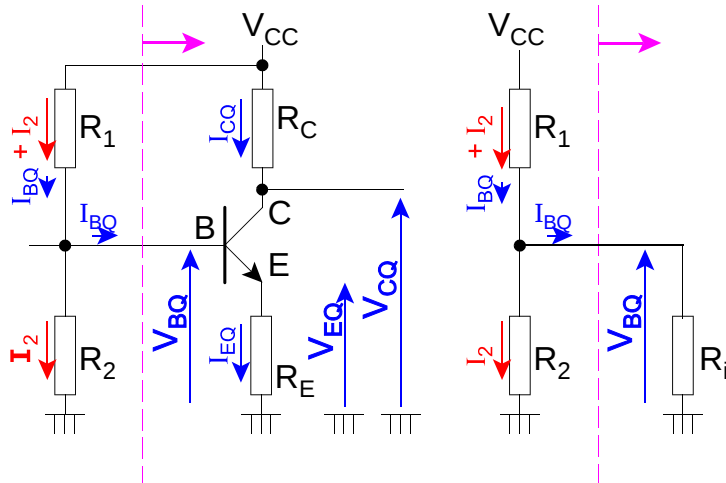
$$I_{EQ} = (\beta_{DC} + 1) \cdot I_{BQ}$$

$$\text{si } V_{BE} \ll R_E \cdot I_{EQ}$$

$$\beta_{DC} \gg 1$$

$$R_i = \beta_{DC} \cdot R_E$$

$$V_{BQ} = V_{CC} \frac{R_2 \parallel R_i}{R_1 + R_2 \parallel R_i} = V_{CC} \frac{R_2 \parallel \beta_{DC} R_E}{R_1 + R_2 \parallel \beta_{DC} R_E}$$



L'influence du courant de base I_{BQ} sur la tension de sortie du diviseur résistif peut s'évaluer en calculant la résistance d'entrée équivalente du transistor.

Cette résistance est définie comme le rapport $R_i = V_{BQ} / I_{BQ}$.

Après calcul, on voit que la résistance d'entrée est en fait la résistance d'émetteur R_E multipliée par le gain en courant β_{DC} (nous verrons dans un chapitre ultérieur que ce phénomène traduit la présence d'une rétroaction négative introduite par R_E).

Physiquement ceci s'explique comme suit :

- supposons que l'on augmente légèrement V_{BQ}
- I_{BQ} tend à croître
- I_{EQ} tend à croître comme $\beta_{DC} \cdot I_{BQ}$
- $V_{EQ} = R_E \cdot I_{EQ}$ croît ce qui tend à diminuer I_{BQ} en réduisant V_{BE}

I_{BQ} croît donc moins vite que V_{BQ} et la résistance d'entrée est donc supérieure à R_E .

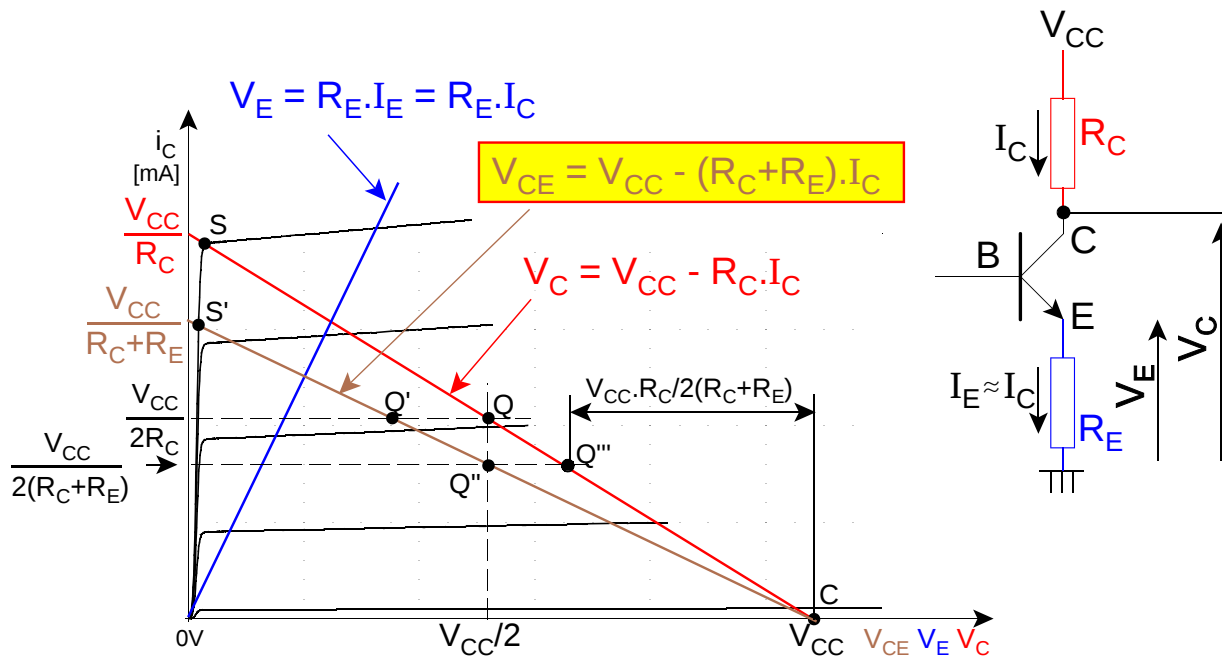
Le choix de R_1 et R_2 résulte donc d'un compromis entre :

- la stabilité de la tension de base, qui demande de diminuer R_1 et R_2
- la consommation et la résistance d'entrée qui seront favorablement influencées par une augmentation de R_1 et R_2

Nous allons maintenant discuter du choix de R_E à la figure suivante.

Etage amplificateur à 4 résistances

influence de R_E sur la plage de V_2



Le choix du point de fonctionnement en classe A symétrique est influencé par la présence de la résistance R_E . Nous négligerons comme d'habitude le courant de base devant le courant collecteur $\Rightarrow I_E \approx I_C$.

La notion de droite de charge doit être étendue à cause de la présence de la résistance R_E . Nous pouvons superposer sur le même graphiques les fonctions suivantes

- la droite $V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C$ que nous connaissons comme la **droite de charge au collecteur**
- la droite $V_E = R_E \cdot I_E = R_E \cdot I_C$ appelée **droite de charge à l'émetteur**
- la droite $V_{CE} = V_C - V_E = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot I_C = V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C$ (**droite de charge globale**)

Le point de fonctionnement du transistor dans le plan $i_C(V_{CE})$ est donc situé sur cette dernière droite.

Lorsque l'on travaille avec une résistance nulle à l'émetteur, on choisit un point de fonctionnement Q au milieu de la droite de charge au collecteur avec $V_{CQ} = V_{CC}/2$ et $I_{CQ} = V_{CC}/2R_C$.

En présence d'une résistance R_E , le choix du même courant de repos déplacerait le point de fonctionnement de Q en Q', point qui n'est pas au milieu de la droite de charge globale et est décalé vers la saturation.

Ce point ne permet donc pas une amplitude maximale de la tension de sortie.

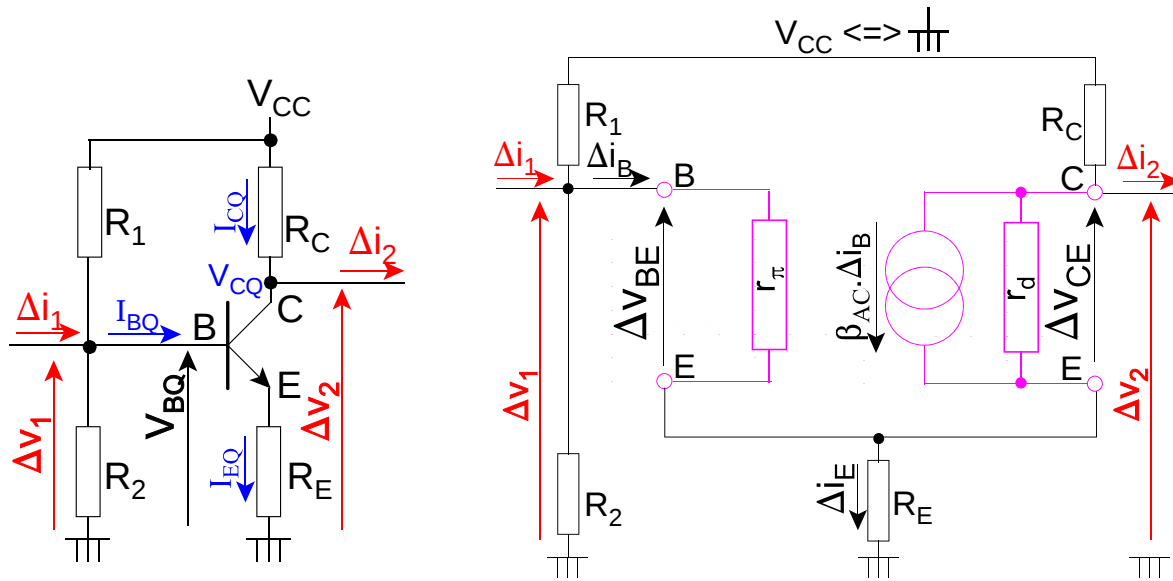
Si l'on veut sur la droite de charge globale un point de fonctionnement Q'' équidistant de la coupure et de la saturation, il faut diminuer le courant I_{CQ} à $V_{CC} / 2(R_C + R_E)$. Cela correspond, sur la droite de charge au collecteur, à un point de fonctionnement Q''', donc l'amplitude maximale possible pour la tension de sortie est

$$\Delta v_{2\max} = V_{CC} \cdot R_C / 2(R_C + R_E)$$

ce qui est évidemment inférieur à la valeur $V_{CC}/2$ obtenue lorsque $R_E = 0$. La chute de tension sur la résistance d'émetteur R_E limite l'excursion de tension à la sortie.

Etage amplificateur à 4 résistances

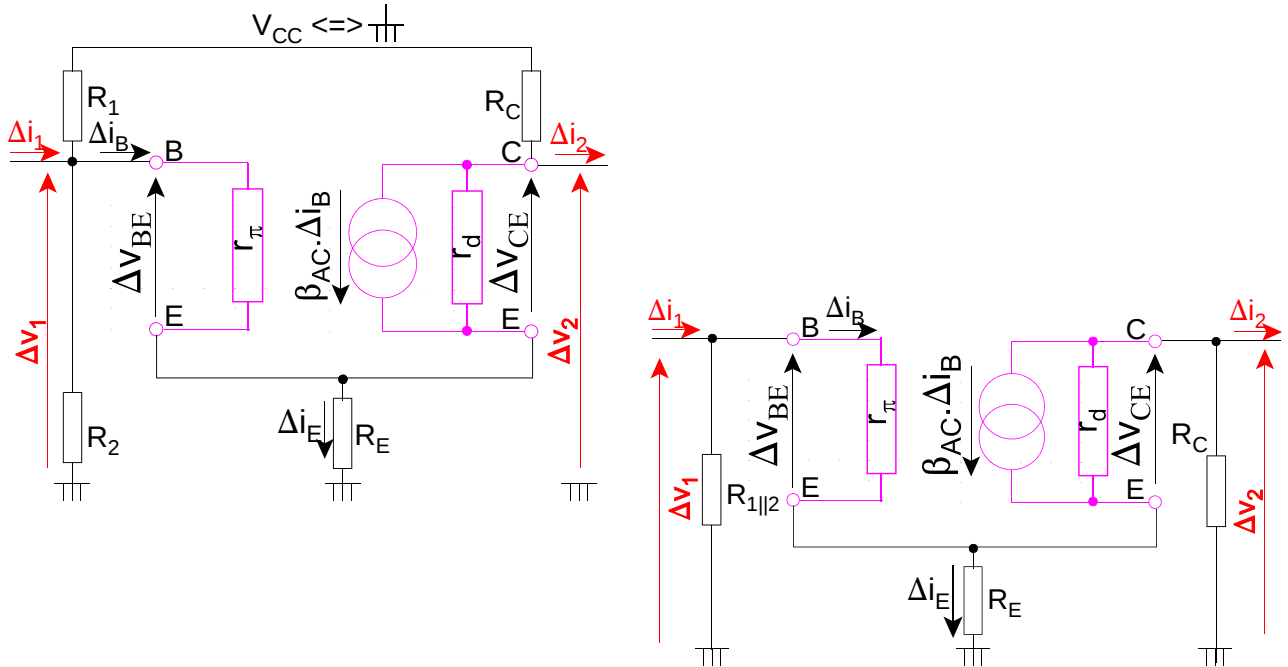
schéma équivalent (1) : substitution



Pour le calcul des propriétés de l'amplificateur à petits signaux, on remplace le transistor par son schéma équivalent paramétré au point de repos.

Etage amplificateur à 4 résistances

schéma équivalent (2) - suppression du continu



Après élimination des grandeurs continues, on obtient le schéma de base pour le calcul des propriétés de cet étage.

Par rapport à l'étage polarisé par la résistance de base, il existe une différence peu visible de prime abord, mais fondamentale : la présence de la **résistance d'émetteur R_E** .

Nous avons déjà vu qu'elle augmente l'impédance d'entrée en continu. Nous verrons qu'il en est de même pour l'impédance d'entrée à petits signaux.

La résistance d'émetteur R_E introduit en fait un couplage entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur ; une variation du courant de collecteur Δi_C modifie le courant dans R_E , donc la tension d'émetteur Δv_E , donc la tension base-émetteur Δv_{BE} .

Etage amplificateur à 4 résistances

gain à vide A_∞

$$\Delta v_1 = r_\pi \cdot \Delta i_B + R_E \cdot \Delta i_E$$

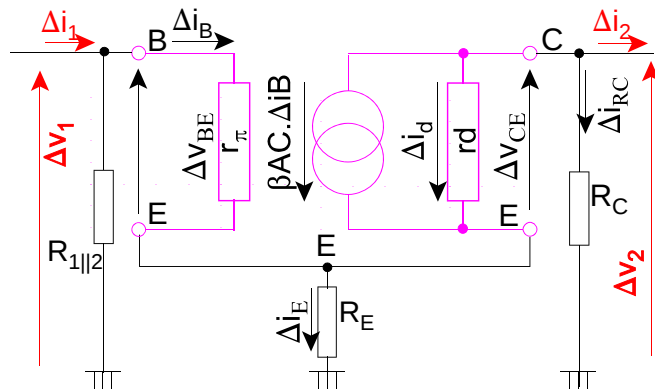
$$\Delta i_E = \Delta i_B + \beta_{AC} \cdot \Delta i_B + \Delta i_d$$

$$\Delta i_2 + \beta_{AC} \cdot \Delta i_B + \Delta i_d + \Delta i_{RC} = 0$$

$$\Delta v_2 = R_E \cdot \Delta i_E + \Delta v_{CE}$$

$$\Delta i_d = \Delta v_{CE} / r_d$$

$$\Delta i_{RC} = \Delta v_2 / R_C$$



Gain à vide : $\Delta i_2 = 0$

$$A_\infty = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = \frac{R_E - \beta_{AC} r_d}{(r_\pi + R_E) \left(1 + \frac{r_d + R_E}{R_C}\right) - \frac{R_E}{R_C} (R_E - \beta_{AC} r_d)}$$

La mise en équation est la suivante :

- la première équation est celle de la maille d'entrée B- r_π -E- R_E .
- la deuxième est la loi des noeuds en E
- la troisième est la loi des noeuds en C
- la quatrième est la maille C-E- R_E
- la cinquième est la loi d'Ohm sur r_d
- la sixième est la loi d'Ohm sur R_C

Tous calculs faits, on aboutit à l'expression du gain à vide, don't la complexité masque le fonctionnement physique de l'amplificateur.

Pour obtenir une expression plus simple et plus parlante, il faut tenir compte des ordres de grandeur relatifs des paramètres du schéma équivalent et des composants externes.

Etage amplificateur à 4 résistances

gain à vide simplifié

$$\textcircled{1} \quad A_{\infty} = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = \frac{R_E - \beta_{AC} r_d}{(r_{\pi} + R_E) \left(1 + \frac{r_d + R_E}{R_C}\right) - \frac{R_E}{R_C} (R_E - \beta_{AC} r_d)}$$

② Or, en général : $R_E \ll r_d$ et donc $R_E \ll \beta_{AC} r_d$

$$A_{\infty} = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = - \frac{\beta_{AC} r_d R_C}{(r_{\pi} + R_E)(R_C + r_d) + \beta_{AC} R_E r_d}$$

③ Si on suppose en plus que : $R_C \ll r_d$ et $r_{\pi} \ll \beta_{AC} R_E$

$$A_{\infty} = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = - \frac{\beta_{AC} R_C}{r_{\pi} + (\beta_{AC} + 1) R_E} = - \frac{\beta_{AC} R_C}{r_{\pi} + \beta_{AC} R_E} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

stabilité
linéarité

Une première simplification s'obtient en considérant que la résistance R_E est très inférieure à la résistance r_d .

R_C est généralement supérieure à R_E , mais on peut supposer que R_C reste sensiblement inférieure à r_d , ce qui donne une deuxième expression encore plus simple.

Remarquons que, si l'on annule R_E , on retrouve bien l'expression du gain de l'étage polarisé simplement par une résistance de base ($A_{\infty} = -\beta_{AC} \cdot R_C / r_{\pi}$)

Enfin, on suppose que, compte tenu du gain en courant élevé $\beta_{AC} > 100$, on peut négliger r_{π} devant $\beta_{AC} \cdot R_E$

On obtient finalement une expression du gain particulièrement intéressante qui montre que, en première approximation, **le gain en tension** de cet étage à 4 résistances **ne dépend que du quotient R_C / R_E** .

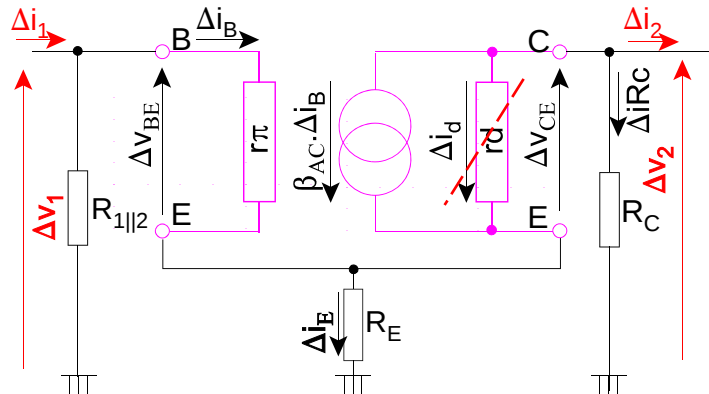
C'est un résultat important, qui traduit la tendance de ce montage :

- à une **indépendance du gain par rapport** aux fluctuations des paramètres du **transistor** et donc par rapport à la **température**
- à une **bonne linéarité**, puisque le gain est un simple nombre réel.

Etage amplificateur à 4 résistances

impédance d'entrée à vide à petits signaux

$$R_i = \frac{\Delta v_1}{\Delta i_1} \Big|_{\Delta i_2=0} = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{\Delta v_1}{\Delta i_B} \Big|_{\Delta i_2=0}$$



$$\Delta v_1 = r_\pi \cdot \Delta i_B + R_E \cdot \Delta i_E$$

$$\Delta i_E = \Delta i_B + \beta_{AC} \cdot \Delta i_B + \cancel{\Delta i_d}$$

$$\Delta v_1 = (r_\pi + (\beta_{AC} + 1) R_E) \cdot \Delta i_B \Rightarrow \Delta v_1 / \Delta i_B = r_\pi + \beta_{AC} R_E$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + \beta_{AC} R_E) \approx R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{AC} R_E)$$

Un examen rapide du schéma pourrait donner l'impression que l'impédance d'entrée est $(r_\pi + R_E)$. Il faut se méfier de cette intuition car, à cause de la rétroaction entre sortie et entrée introduite par la résistance R_E , la résistance d'entrée va augmenter considérablement.

Pour simplifier le calcul de la résistance d'entrée, nous allons négliger l'effet Early et donc considérer une source de courant parfaite au collecteur ($r_d = \infty$ ou $\Delta i_d = 0$).

- la 1ère équation est celle de la maille B- r_π -E- R_E
- la 2ème est la loi des noeuds à l'émetteur E
- la 3ème résulte de l'élimination de Δi_E entre les deux premières

La résistance d'entrée du transistor vaut $\Delta v_1 / \Delta i_B = r_\pi + \beta_{AC} R_E$; elle est donc largement supérieure à R_E .

Vues de la sortie de l'étage précédent, les deux résistances de polarisation R_1 et R_2 viennent se mettre en parallèle sur la résistance d'entrée du transistor.

La résistance d'entrée de l'étage est donc :

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_\pi + \beta_{AC} R_E) \approx R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{AC} R_E)$$

Etage amplificateur à 4 résistances

impédance de sortie à petits signaux, entrée en c-c

$$R_O = - \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = R_C \parallel \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_C} \right|_{\Delta v_1=0}$$

$$\Delta v_1 = r_\pi \Delta i_B + R_E \Delta i_E = 0$$

$$\Delta i_E \approx \Delta i_C \Rightarrow \Delta i_B = - R_E \Delta i_C / r_\pi \quad (1)$$

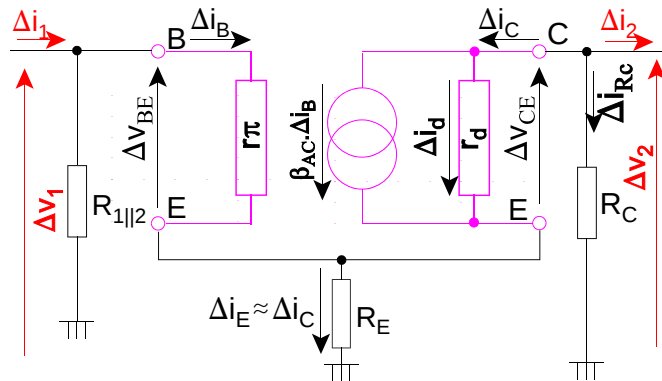
$$\Delta i_C = \beta_{AC} \Delta i_B + \Delta i_d \quad (2)$$

$$\Delta i_d = \Delta v_{CE} / r_d = \Delta v_2 / r_d - \Delta v_E / r_d = \Delta v_2 / r_d - R_E \Delta i_C / r_d \quad (3)$$

$$(2) \rightarrow \Delta i_C = -\beta_{AC} R_E \Delta i_C / r_\pi + \Delta v_2 / r_d - R_E \Delta i_C / r_d$$

$$\Delta i_C (1 + \beta_{AC} R_E / r_\pi + R_E / r_d) \approx \Delta i_C (1 + g_m R_E) = \Delta v_2 / r_d$$

$$R_O = R_C \parallel [r_d (1 + g_m R_E)] \approx R_C$$



Pour simplifier le calcul de la résistance de sortie, nous ferons simplement la supposition que le gain en courant est $\gg 1$, ce qui revient à négliger le courant de base devant le courant de collecteur. Le courant d'émetteur devient alors égal au courant de collecteur.

Supposons que l'on raccorde une charge en aval du montage, elle va consommer une composante alternative de courant Δi_2 . quand $\Delta i_2 > 0$, la tension de sortie a tendance à baisser ($\Delta v_2 < 0$), à cause de l'impédance de sortie de l'étage. Celle-ci est la mise en parallèle de deux composantes

- la résistance de collecteur R_C
- la résistance de sortie du transistor définie comme $\Delta v_C / \Delta i_C$; si R_E est nulle c'est simplement r_d

Examinons l'influence de R_E sur la résistance de sortie du transistor : une baisse de l'amplitude de tension au collecteur entraîne une diminution du courant Δi_d , donc du courant d'émetteur. Le potentiel de l'émetteur baisse, ce qui

- augmente la tension base-émetteur
- augmente le courant de base ($\Delta i_B > 0$)
- augmente le courant de la source ($\beta \Delta i_B > 0$), ce qui tend à maintenir le courant collecteur Δi_C constant, de même que la tension d'émetteur.

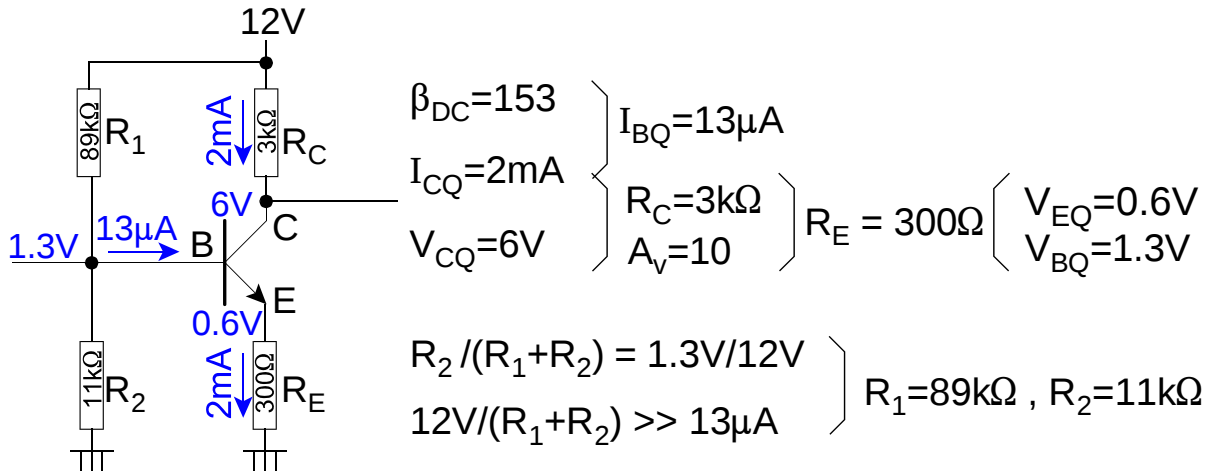
Par calcul, on voit que la résistance r_d est multipliée par un facteur supérieur à l'unité. La présence de R_E réduit donc l'imperfection de la source de courant au collecteur du transistor.

C'est malheureusement inutile (et même légèrement défavorable) pour la résistance de sortie de l'étage, car la résistance en parallèle sur R_C est maintenant r_d multipliée par un facteur supérieur à l'unité, ce qui la rend encore plus négligeable devant R_C .

On peut arriver directement à ce résultat si on néglige r_d . Le transistor se réduit alors à une source de courant parfaite d'impédance infinie et de valeur nulle (puisque Δv_1 est nul par définition). Une variation de consommation du circuit aval Δi_2 ne peut donc provenir que de R_C , qui est donc bien la résistance de sortie.

Etage amplificateur à 4 résistances

exemple numérique - polarisation



Montrons le résultat de ces calculs sur un exemple numérique. Le transistor sera placé au même point de repos que dans l'étage polarisé par résistance de base, pour pouvoir reprendre les mêmes paramètres dans le schéma équivalent. L'excursion en tension n'est donc pas symétrique autour de Q, à cause de la présence de R_E (cf. dia 7). Une fois le point de repos Q fixé à ($I_{CQ}=2mA$ et $V_{CQ}=6V$), la résistance de collecteur R_C s'en déduit immédiatement :

$$R_C = (12V - 6V) / 2mA = 3k\Omega$$

et on détermine le courant de base au repos I_{BQ} par le gain statique β_{DC}

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta_{DC} = 2mA / 153 = 13\mu A$$

Il faut encore se donner une valeur de résistance d'émetteur. Comme le gain est approximativement égal à R_C/R_E , on peut déterminer R_E par ce critère. La volonté d'obtenir un gain élevé diminue la stabilité du point de fonctionnement, car nous avons vu que la chute de tension sur R_E doit être plus élevée que les fluctuations thermiques de la tension base-émetteur (qui sont de l'ordre de 100mV).

On prendra ici comme exemple $R_E=300\Omega$, ce qui devrait donner un gain en tension voisin de 10 et une stabilité en température modeste, puisque la tension de repos sur l'émetteur n'est que de

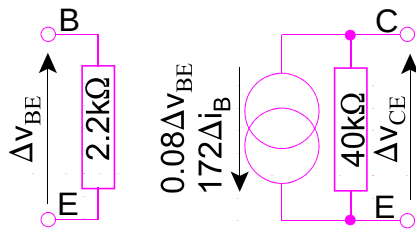
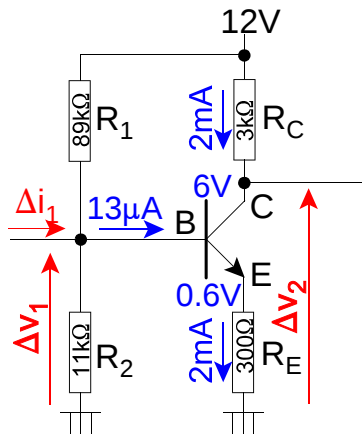
$$V_{EQ} = 300\Omega \cdot 2mA = 0.6V$$

Pour que le diviseur résistif R_1 - R_2 remplisse bien son rôle, il faut que le courant de base ($13\mu A$) soit faible devant le courant dans R_1 et R_2 . Prendre une valeur trop faible pour R_1 et R_2 nuit cependant à l'impédance d'entrée de l'étage. Un rapport 10 entre le courant du diviseur et le courant de base est une valeur de bonne pratique. Cela fixe la valeur de la somme R_1+R_2 aux alentours de 100k Ω .

La tension à imposer sur la base est déterminée par la tension d'émetteur $R_E \cdot I_{CQ}$, plus une tension V_{BE} qui doit avoisiner les 0.7V soit $V_{BQ}=1.3V$. On en déduit les valeurs $R_1=89k\Omega$ et $R_2=11k\Omega$.

Etage amplificateur à 4 résistances

exemple numérique : gain à vide A_∞



petits signaux

$$g_m = I_{CQ} / V_T = 0.08 \Omega^{-1} = 80 \text{mA/V}$$

$$\beta_{AC} = 172 \Rightarrow r_\pi = \beta_{AC} / g_m = 2.2 \text{k}\Omega$$

$$r_d = 40 \text{k}\Omega$$

$$A_\infty = \frac{R_E - \beta_{AC} r_d}{(r_\pi + R_E) \left(1 + \frac{r_d + R_E}{R_C}\right) - \frac{R_E}{R_C} (R_E - \beta_{AC} r_d)} = -9.50$$

on vérifie bien que R_C et $R_E \ll r_d$

$$A_\infty = - \frac{\beta_{AC} R_C}{r_\pi + (\beta_{AC} + 1) R_E} = -9.94$$

$$A_\infty = - \frac{R_C}{R_E} = -10$$

On vérifie bien que R_C et R_E sont sensiblement inférieurs à r_d . Ce qui justifie les simplifications dans le calcul du gain en tension.

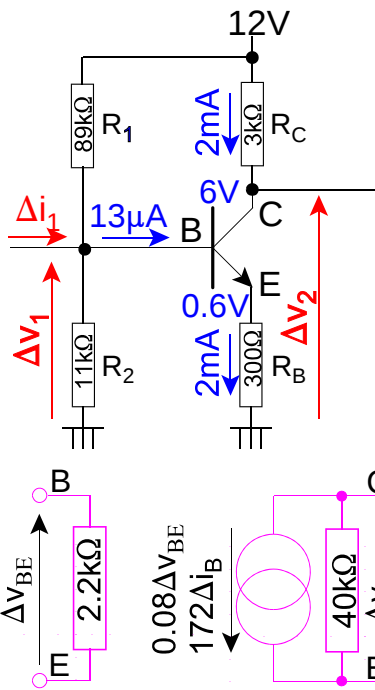
Pour montrer l'incidence réelle de ces simplifications, on a calculé ici trois valeurs du gain à vide correspondant à l'expression la plus complète et aux deux expressions simplifiées.

On obtient un écart de 5%, ce qui est excellent. En effet, les paramètres du schéma équivalent sont connus avec une précision nettement moindre, compte tenu notamment de la dispersion de fabrication.

Rem : g_m a comme unité $[\Omega^{-1}]$, on l'exprime aussi souvent en $[\text{mA/V}]$ ce qui est plus parlant

Etage amplificateur à 4 résistances

exemple numérique : R_i et R_o



$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{\pi} + \beta_{AC} R_E) \approx R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{AC} R_E)$$

$$R_i = 89\text{k}\Omega \parallel 11\text{k}\Omega \parallel 51,6\text{k}\Omega = 8230\Omega$$

$$R_o = R_C \parallel r_d (1 + g_m R_E)$$

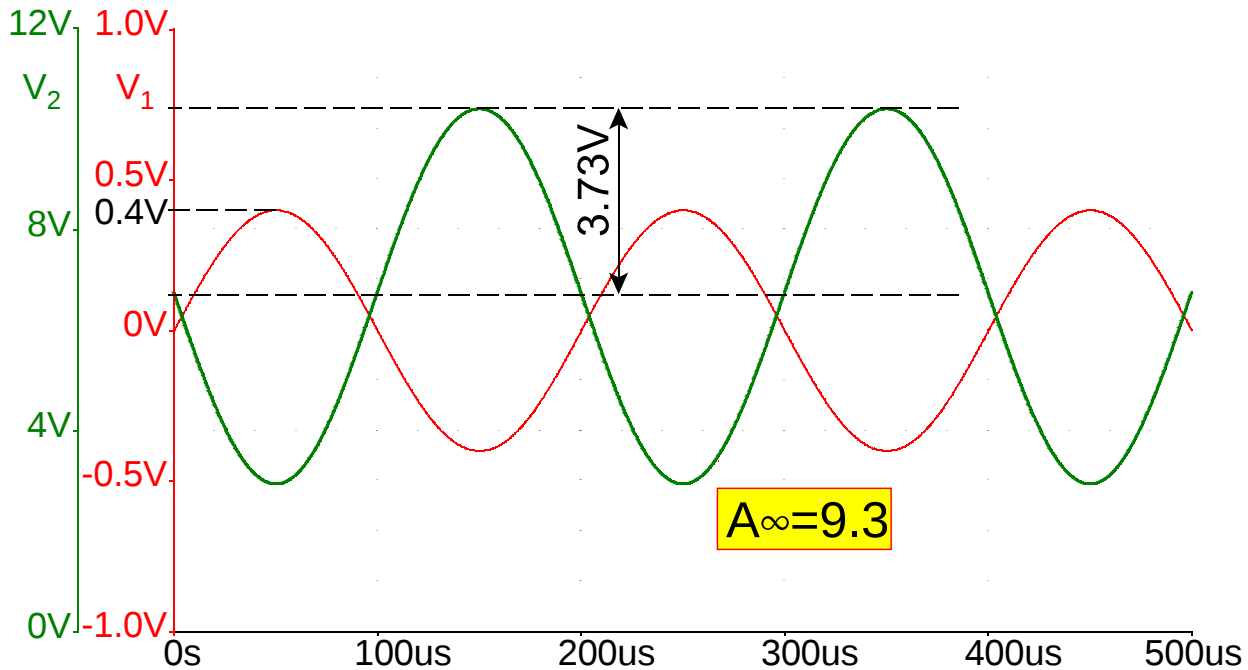
$$R_o = 3\text{k}\Omega \parallel 40\text{k}\Omega (1 + 24) = 3\text{k}\Omega \parallel 1\text{M}\Omega \approx 3\text{k}\Omega$$

On voit ici que la composante prédominante de l' **impédance d'entrée R_i** est le diviseur résistif de **polarisation** et en particulier la résistance R_2 , qui est la plus faible.

Quant à la résistance de sortie R_o , elle peut être confondue avec R_C .

Etage amplificateur à 4 résistances

bonne linéarité

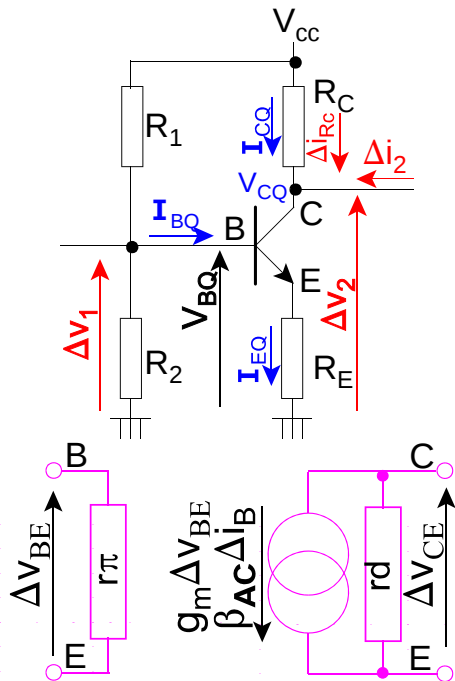


L'examen des formes d'ondes révèle une bonne linéarité, malgré une excursion importante de la tension de sortie. Ceci est dû au fait que le gain dépend en ordre principal du rapport R_C/R_E .

Le gain est proche des valeurs prédéterminées, avec un point de repos un peu supérieur aux 6V prévus.

Etage amplificateur à 4 résistances

résumé



gain à vide

$$A_{\infty} = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \right|_{\Delta i_2=0} = - \frac{\beta_{AC} R_C}{r_{\pi} + \beta_{AC} R_E} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

résistance d'entrée

$$R_i = \left. \frac{\Delta v_1}{\Delta i_1} \right|_{\Delta i_2=0} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{AC} R_E)$$

résistance de sortie

$$R_o = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = R_C \parallel r_d (1 + g_m R_E) \approx R_C$$

Comparaison des deux amplis BJT

aucun n'est parfait

	polarisation par R_B		polarisation par R_1, R_2, R_E	
	formule	val.num.	formule	val.num.
gain à vide	$-g_m R_C = -\frac{\beta R_C}{r_\pi}$	-240	$-\frac{\beta_{AC} R_C}{r_\pi + \beta_{AC} R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E}$	-10
résistance d'entrée	$R_1 \parallel r_\pi$	2.2k Ω	$R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta_{AC} R_E)$	8k Ω
résistance de sortie	$R_C \parallel r_d \approx R_C$	3k Ω	$R_C \parallel r_d \cdot (1 + g_m R_E) \approx R_C$	3k Ω
stabilité : gain et pol.	mauvaise		bonne	
linéarité	mauvaise		bonne	

Ce tableau comparatif montre que l'étage à 4 résistances n'a pratiquement que des avantages par rapport à l'étage polarisé par une seule résistance de base :

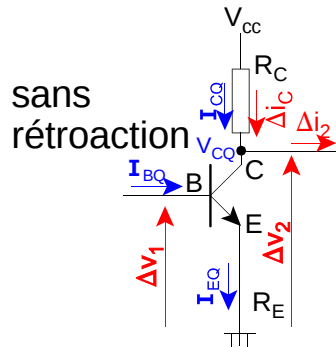
- la résistance d'entrée est plus élevée
- la stabilité thermique du point de repos et du gain est bien meilleure
- la linéarité est également meilleure
- la résistance de sortie est identique

Ces qualités sont toutefois obtenues au détriment du gain, il faudra donc mettre plus d'étages en cascade.

Ce comportement est typique d'une **rétroaction négative** introduite par la résistance d'émetteur.

Etage amplificateur à 4 résistances

mise en évidence de la rétroaction par R_E

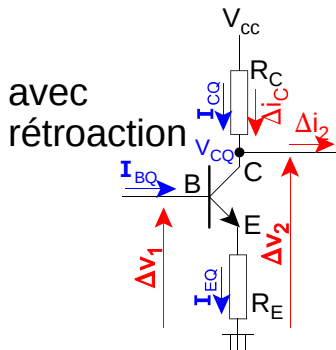


entrée : $\Delta v_{BE} = \Delta v_1 - \Delta v_E = \Delta v_1$

$\Delta i_C = g_m \Delta v_{BE}$

$\Delta v_2 = -R_C \cdot \Delta i_C = -g_m R_C \Delta v_1$

$A = -g_m R_C$



entrée : $\Delta v_{BE} = \Delta v_1 - \Delta v_E = \Delta v_1 + B \Delta v_2$ $B = R_E / R_C$

$\Delta v_E = R_E \Delta i_C = -(R_E / R_C) \Delta v_2$

$1 - AB = 1 + g_m R_C (R_E / R_C) = 1 + g_m R_E > 1$

$A_R = \frac{A}{1 - AB} = \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E}$

L'ajout d'une résistance d'émetteur à un étage amplificateur constitue une **rétroaction négative**. En effet la présence de R_E vient soustraire la tension Δv_E à la tension d'entrée Δv_1 .

On peut donc identifier le terme $B \Delta v_2$ de la rétroaction à $(-\Delta v_E)$. On a donc

$B = -\Delta v_E / \Delta v_2 = R_E / R_C$

$AB = -g_m R_C \cdot R_E / R_C = -g_m R_E$ et $1 - AB = 1 + g_m R_E$

Attention ! Il s'agit bien d'une rétroaction négative, car $|1 - AB| > 1$; toutefois, avec les conventions de signe de cet amplificateur, B est positif et c'est A qui est négatif !

On retrouve bien l'expression du gain en rétroaction calculée pour l'étage à 4 résistances :

$A_R = -R_E / R_C$

A titre d'exercice, on montrera que l'on peut retrouver l'impédance d'entrée de l'ampli à 4 résistances par les propriétés de la rétroaction.

Raisonnement physique

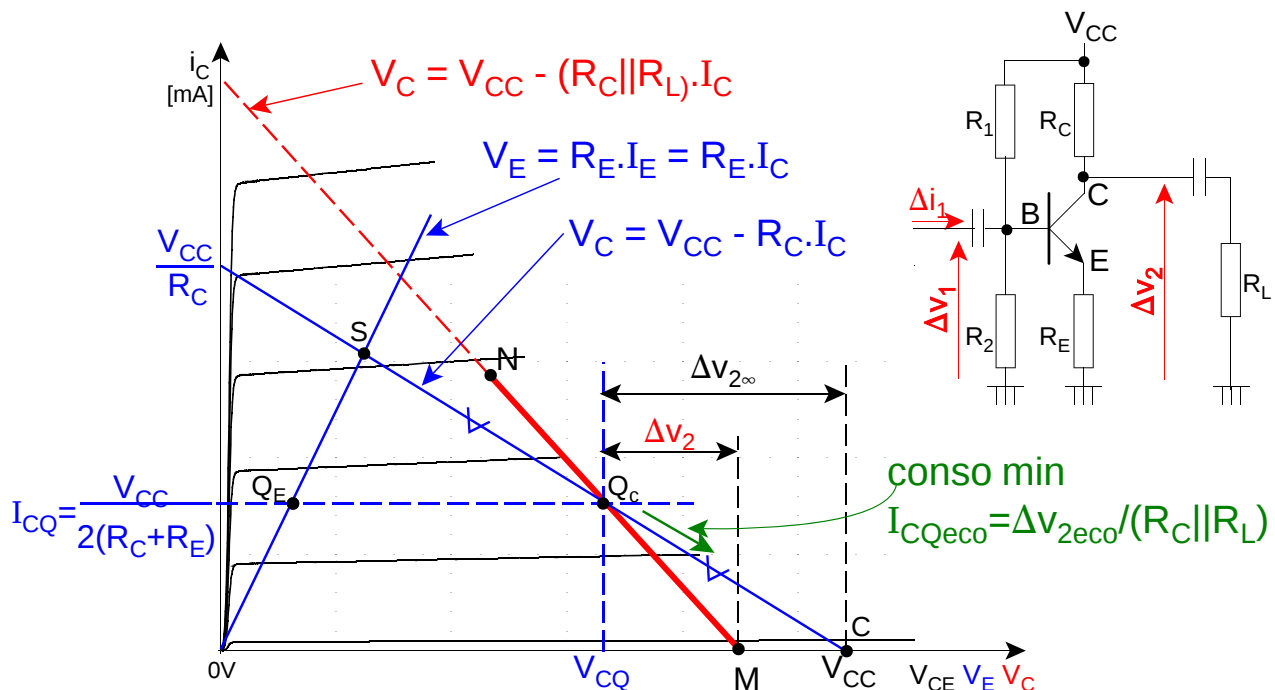
1°) appliquons une perturbation positive sur l'entrée ($v_1 = v_B \nearrow$), la tension v_{BE} tend à croître, ce qui augmente le courant de collecteur, donc le potentiel d'émetteur croît, ce qui tend à réduire la croissance de la tension v_{BE} . L'effet de la variation de v_1 est donc atténué

- sur le courant de base : donc la résistance d'entrée est augmentée
- sur le courant de collecteur, donc sur la variation de tension de sortie, donc sur le gain en tension

Il y a donc bien rétroaction négative vis-à-vis de l'entrée

2°) supposons une augmentation du courant prélevé à la sortie ($\Delta i_2 > 0$), la tension d'entrée étant maintenue fixe. Le transistor est une assez bonne source de courant pilotée par la tension base-émetteur ; celle-ci n'ayant pas de raison d'évoluer, le courant de collecteur reste constant. La variation Δi_2 provient donc exclusivement de R_C ; la résistance de sortie est donc R_C et n'est pas réduite par la rétroaction due à R_E .

écrêtage symétrique à vide vs consommation minimale



Excursion maximale

Supposons que l'on ait choisi

- R_C pour fixer l'impédance de sortie
- R_E pour fixer le gain $A_v = R_C / R_E$

Reste à fixer le point de repos Q. Si l'on s'intéresse à obtenir la plus grande excursion possible de la tension de sortie (ce qui est possible, vu la linéarité de cet ampli), on a tendance à positionner Q au milieu du segment utile de la droite de charge au collecteur délimité par le point S (saturation) et le point C (coupure).

La saturation correspond (en négligeant la tension résiduelle V_{CEsat}) à $V_{CE}=0$, c'est à dire l'intersection S des droites de charge à l'émetteur et au collecteur, qui définit le courant maximum possible

$$I_{CSat} = V_{CC}/(R_C + R_E)$$

Positionner Q au milieu du segment C-S correspond à

$$I_{CO} = I_{CSat}/2 = (V_{CC}/2)(R_C + R_E)$$

$$V_{CO} = V_{CC} - R_C \cdot I_{CO}$$

Et l'amplitude maximum de la tension de sortie à vide vaut

$$\Delta v_{2\max\infty} = R_C \cdot I_{CO} = (V_{CC}/2) \cdot R_C / (R_C + R_E)$$

Malheureusement, en charge le gain chute et l'excursion de tension de sortie diminue, car le point de fonctionnement évolue sur la droite de charge dynamique au collecteur de pente $1/(R_C || R_L)$. Le segment utile de la droite de charge se réduit à M-N

$$\Delta v_{2\max} = (R_C \parallel R_L) I_{CO} = (V_{CC}/2) \cdot (R_C \parallel R_L) / (R_C \parallel R_L + R_E)$$

On peut augmenter cette excursion en augmentant le courant de repos (voir dia suivante)

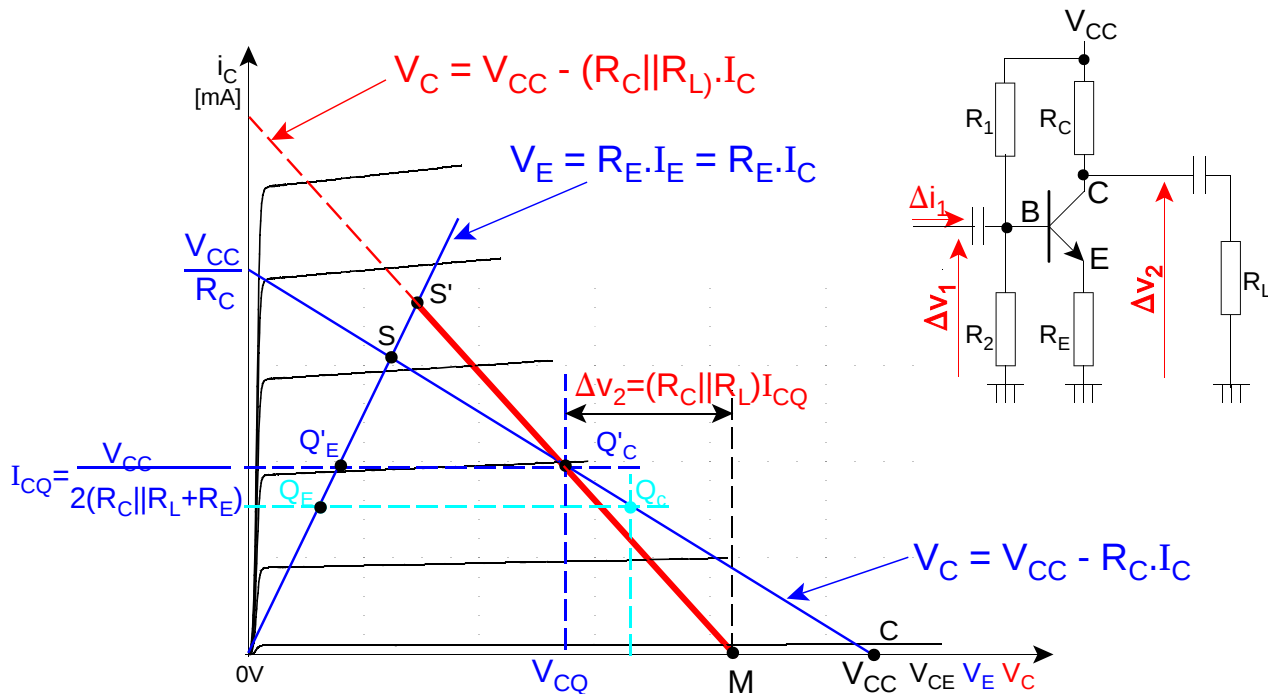
Consommation minimale

Si on se contente d'une excursion plus faible $\Delta v_{2eco} < \Delta v_{2max}$, on a au contraire intérêt à diminuer le courant de repos pour minimiser la consommation.

$$I_{COeco} = \Delta v_{2eco} / (R_C || R_L)$$

Etage amplificateur à 4 résistances

polarisation : écrêtage symétrique en charge

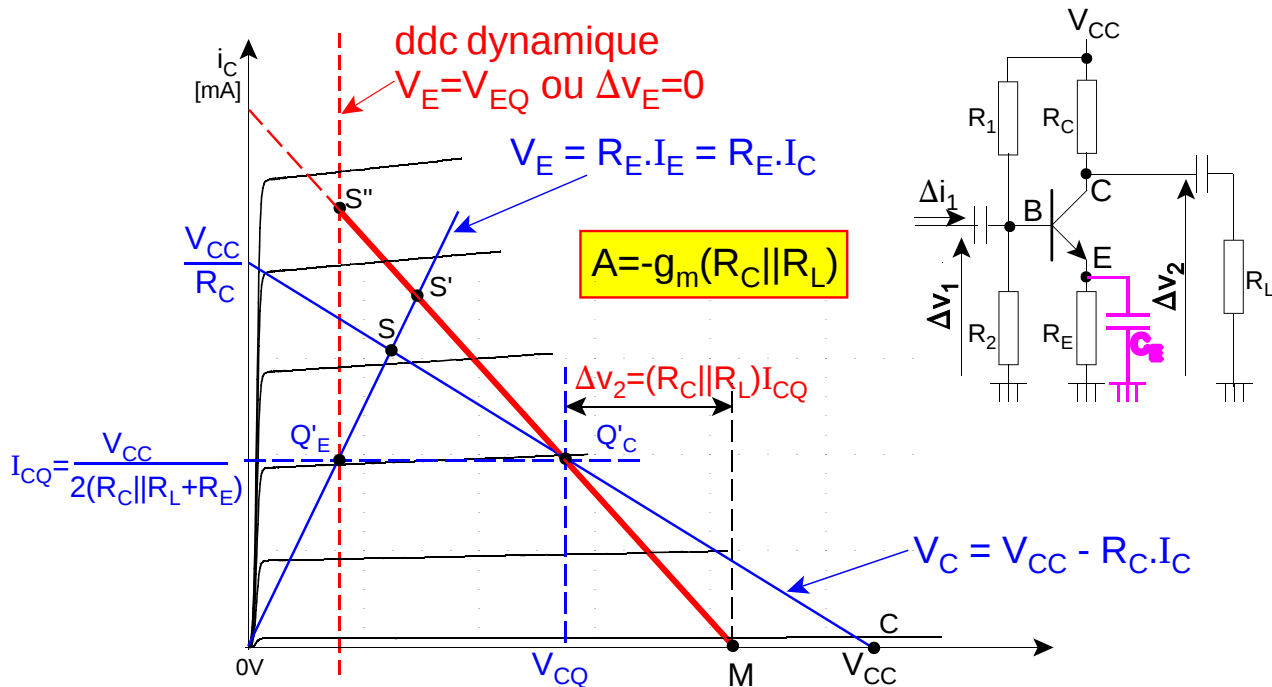


Si l'on veut un écrêtage symétrique en charge, il faut augmenter le courant de polarisation pour placer le point de repos en Q' , au milieu du segment utile de la droite de charge dynamique $M-S'$ où S' est le **point de saturation dynamique**, à l'intersection entre la droite de charge dynamique au collecteur et la droite de charge à l'émetteur.

L'expression de $\Delta v_2 = I_{CQ} \cdot (R_C \parallel R_L)$ reste inchangée, mais I_{CQ} est plus élevé, ce qui accroît Δv_2

Etage amplificateur à 4 résistances

émetteur à la masse à petits signaux



Installons un condensateur de découplage C_E de valeur suffisante pour que son impédance soit négligeable devant R_E dans la gamme de fréquence visée (c-à-d la bande passante de l'ampli).

Les propriétés de l'ampli à 4 résistances sont modifiées :

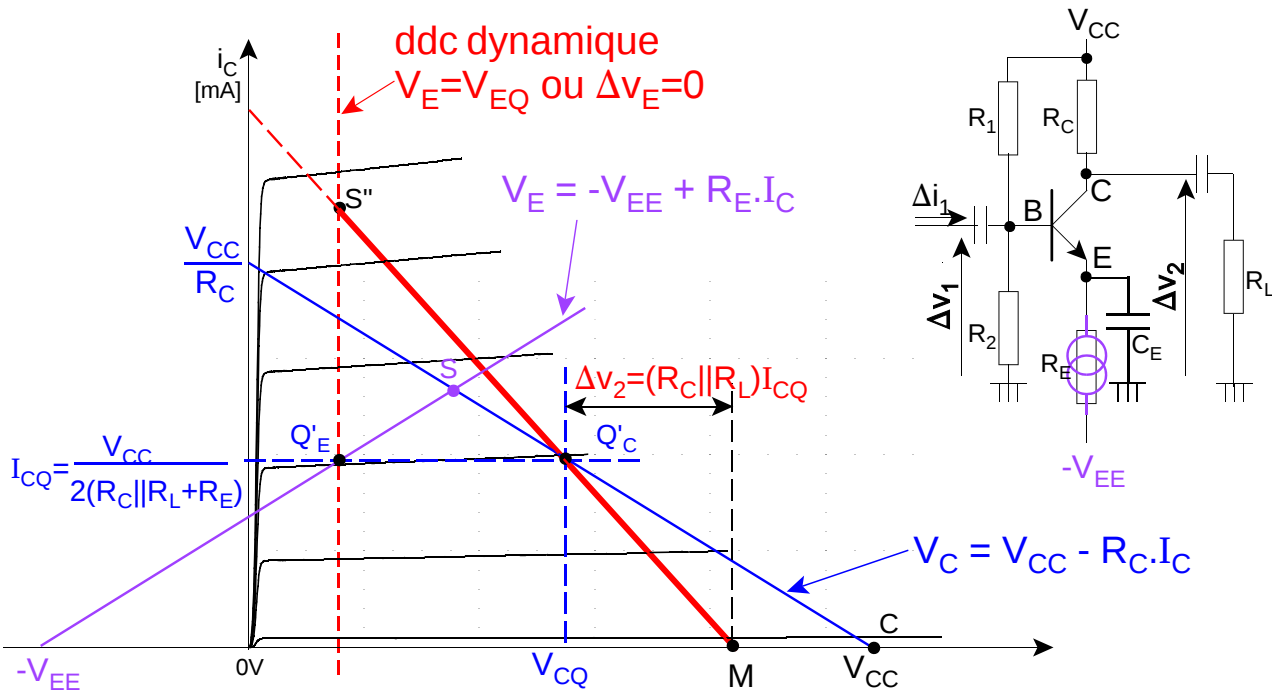
- l'émetteur est à la masse à petits signaux $\Rightarrow \Delta v_E = 0$ soit $V_E = V_{EQ}$. C'est l'équation d'une **droite de charge dynamique verticale à l'émetteur**, passant évidemment par le point de repos.
- le point de **saturation dynamique** passe en S'' , à l'intersection des deux droites de charges dynamiques. on peut donc obtenir une plus grande excursion de tension à la sortie (le potentiel de l'émetteur reste fixe)
- la rétroaction négative par R_E à petits signaux est supprimée avec comme conséquences
 - le **gain en tension** est beaucoup plus **élevé**, c-à-d celui du montage avec émetteur à la masse
 - la **linéarité** est donc **affaiblie**; la distorsion à grands signaux sera donc importante et la grande plage d'excursion à la sortie sera difficile à exploiter
 - la résistance d'entrée sera (un peu) moins élevée

Un tel étage sera donc utilisé en premiers étages, lorsque l'on est à petits signaux.

La résistance R_E n'apporte donc plus que la stabilité du point de fonctionnement.

Etage amplificateur à 4 résistances

augmentation de la stabilité de Q



Rappelons une des conclusions de la dia 4 sur la polarisation

La stabilité relative du point de fonctionnement sera d'autant meilleure que la tension sur la résistance d'émetteur est élevée.

Un des moyens d'y arriver est de disposer d'une source de tension négative $-V_{EE}$.

On peut obtenir le même point de fonctionnement en choisissant une résistance R_E telle que

$$R_E = (V_{EQ} + V_{EE}) / I_{CQ}$$

La résistance R_E prend donc une valeur plus élevée, ce qui se traduit par une droite de charge à l'émetteur de pente plus faible.

Pour V_{EE} et R_E très élevés, **leur combinaison se rapproche d'une source de courant**, ce qui donne évidemment une stabilisation du courant de repos I_{CQ} .

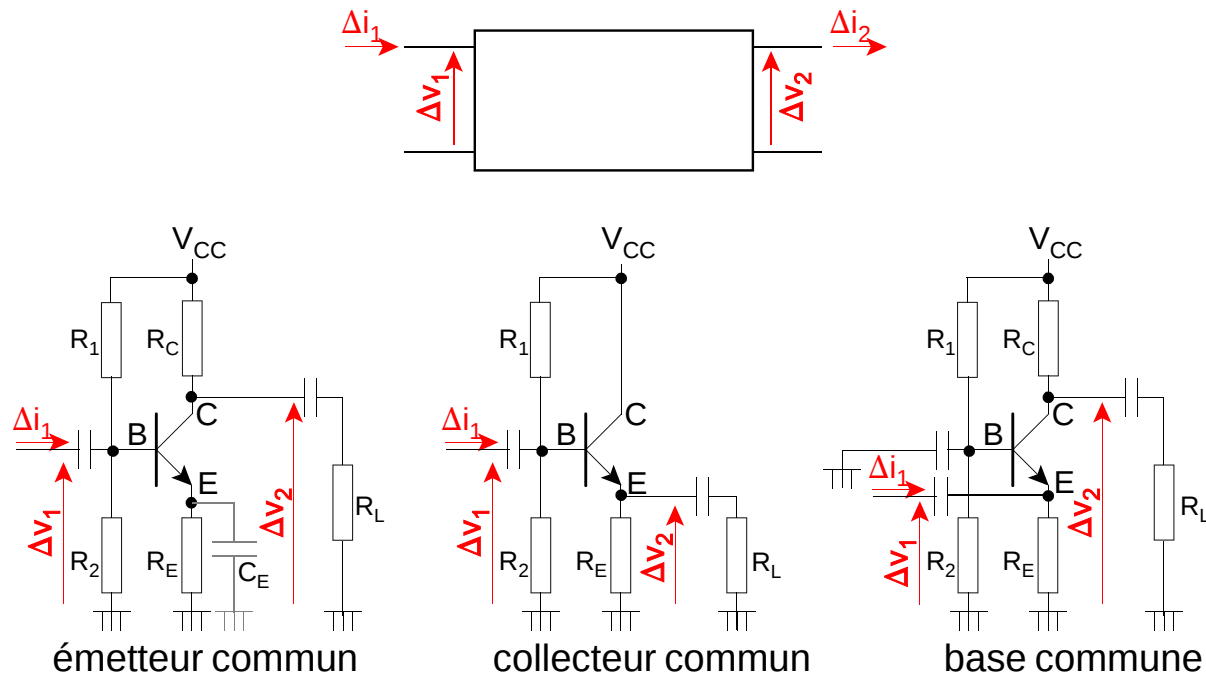
Amplificateurs à un transistor

PLAN

- ▶ ampli à 4 résistances
- ▶ **classification par l'électrode commune**
 - ♦ émetteur commun
 - ♦ base commune
 - ♦ collecteur commun
- ▶ étage en collecteur commun

Variantes d'amplificateur

1 quadripole pour 3 électrodes => électrode commune



Le schéma-bloc de l'amplificateur comprend 2 bornes d'entrée et 2 bornes de sortie : c'est un **quadripôle**.

Le transistor n'ayant que 3 électrodes, il y a nécessairement 1 électrode commune entre l'entrée et la sortie.

La figure montre les trois déclinaisons de l'amplificateur à 4 résistances, nommées d'après l'électrode commune, qui sert aussi de référence de potentiel :

- **émetteur commun**, avec entrée par la base et sortie au collecteur, la référence étant la masse; l'émetteur n'est pas nécessairement la référence sauf si :
 - $R_E = 0$ et $R_2 = \infty$ (montage avec polarisation par R_1)
 - on shunte la résistance R_E par un condensateur C_E , auquel cas l'émetteur pourra être considéré comme à la masse à petits signaux, du moins pour les fréquences telles que $1 / \omega C_E \ll R_E$. Dans ce cas, on conserve la stabilité du point de fonctionnement du montage à 4 résistances et le gain élevé des montages avec $R_E = 0$, mais on perd la linéarité
- **collecteur commun**, avec entrée par la base et sortie par l'émetteur, la référence étant la masse ou le collecteur, ce qui revient au même du point de vue des petits signaux.
- **base commune**, avec entrée par l'émetteur et sortie au collecteur, la référence étant la masse. On remarquera que, du point de vue alternatif, la base est mise à la masse par un condensateur pour servir de référence.

Nous avons déjà vu le fonctionnement de l'étage à émetteur commun et nous allons voir maintenant un exemple de montage en collecteur commun.

Le montage en base commune ne sera pas étudié ici, mais on en verra un équivalent lors de l'étude des amplificateurs à MOSFET.

Exercice : établir les propriétés du montage en base commune

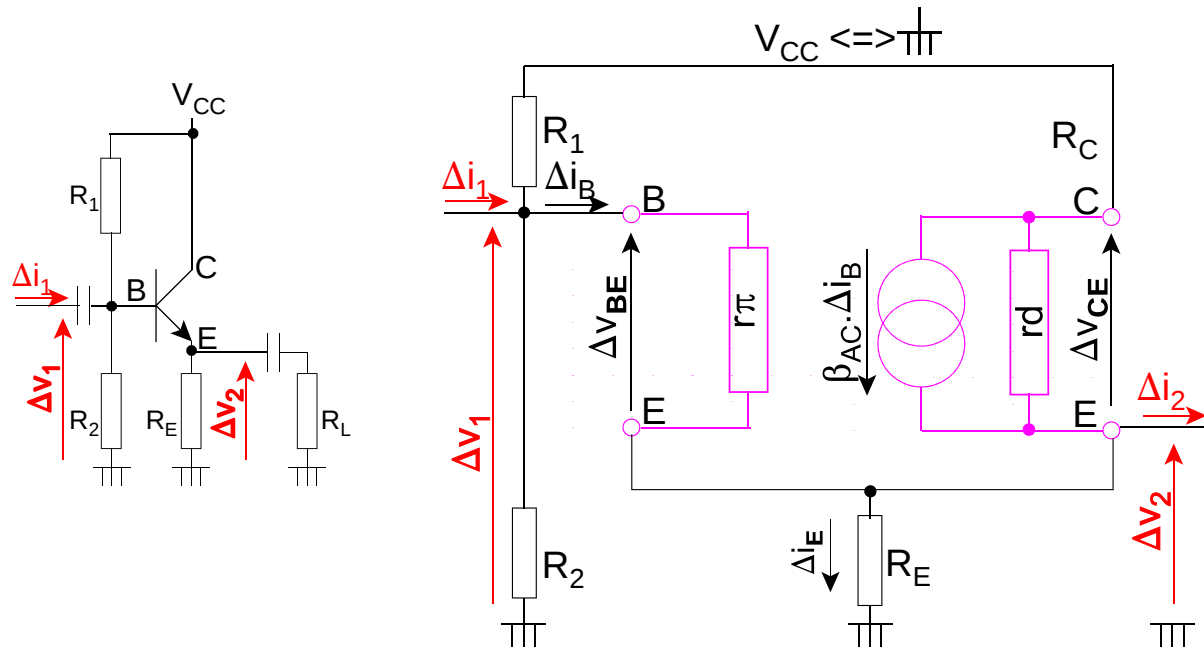
Amplificateurs à un transistor

PLAN

- ▶ ampli à 4 résistances
- ▶ classification par l'électrode commune
 - ◆ émetteur commun
 - ◆ base commune
 - ◆ collecteur commun
- ▶ **étage en collecteur commun**
 - ◆ **calcul du gain**
 - ◆ **calcul des impédances d'entrée et de sortie**
 - ◆ **influence de l'étage précédent**
 - ◆ **cathodyne**

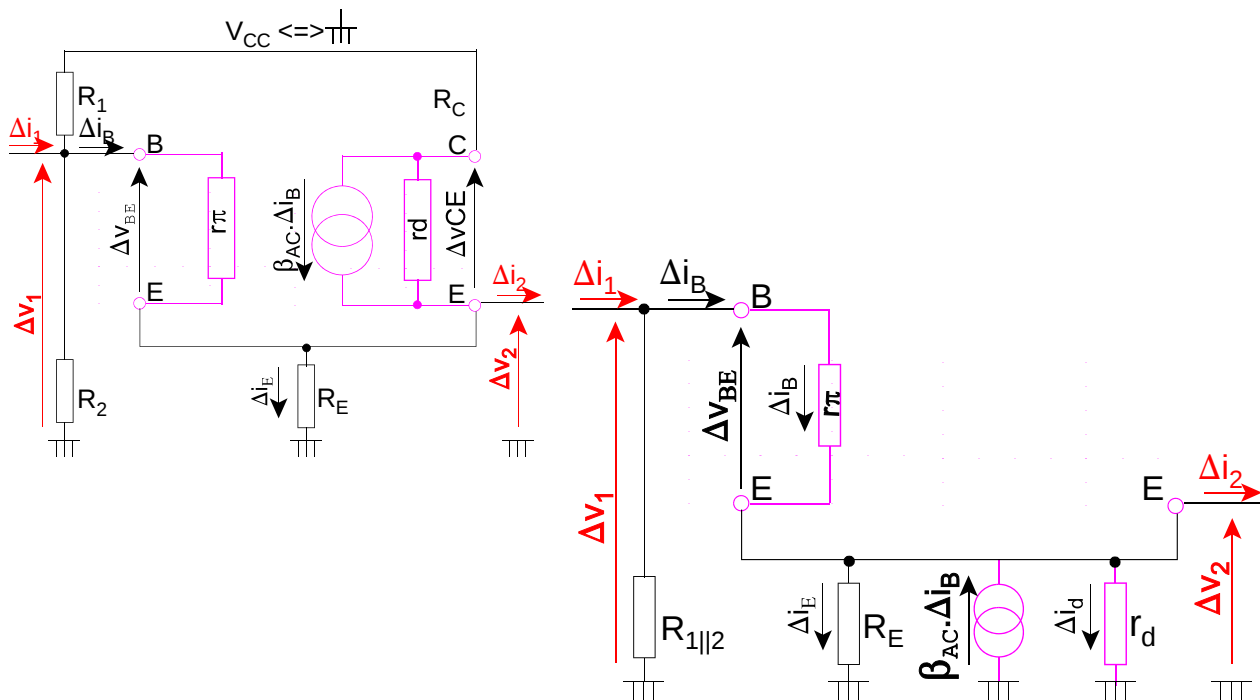
Etage à collecteur commun

1. remplacer le BJT par son schéma équivalent



Etage à collecteur commun

2. éliminer les grandeurs continues



Etage en collecteur commun

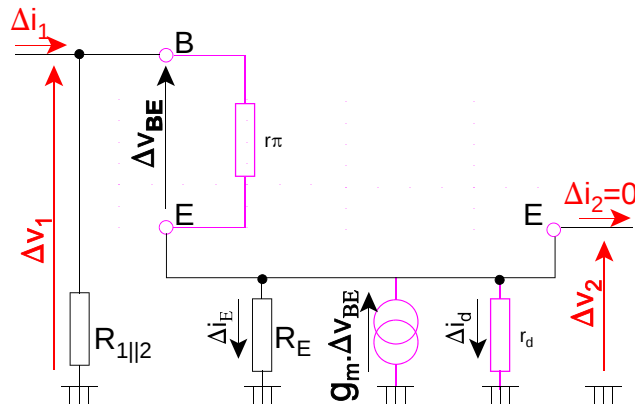
le gain à vide $A_{\infty} \approx 1$

$$\Delta v_{BE} = \Delta v_1 - \Delta v_2$$

$$\Delta v_2 = g_m \cdot \Delta v_{BE} (R_E \parallel r_d)$$

$$\Delta v_2 = g_m \cdot (R_E \parallel r_d) \cdot (\Delta v_1 - \Delta v_2)$$

$$\Delta v_2 (1 + g_m \cdot (R_E \parallel r_d)) = g_m \cdot (R_E \parallel r_d) \cdot \Delta v_1$$



$$(R_E \ll r_d) \quad (g_m R_E \gg 1)$$

$$A_{\infty} = \frac{\Delta v_2}{\Delta v_1} \Big|_{\Delta i_2=0} = \frac{g_m \cdot (R_E \parallel r_d)}{1 + g_m \cdot (R_E \parallel r_d)} \approx \frac{g_m \cdot R_E}{1 + g_m R_E} \approx 1 \quad \text{"émetteur-suiveur"}$$

- la première équation est celle de la maille B-E-masse
- la deuxième traduit le fait que la tension de sortie est la différence de potentiel provoquée par la source de courant du collecteur sur la mise en parallèle de R_E et r_d .

L'expression du gain s'en déduit très simplement. Compte tenu des ordres de grandeur relatifs des résistances et de la transconductance, on trouve un **gain positif et voisin de l'unité**.

L'interprétation physique de ce résultat est la suivante : compte tenu du fait que l'amplitude des variations Δv_{BE} est toujours faible (de l'ordre de quelques mV à quelques dizaines de mV), la tension de sortie Δv_2 (c'est-à-dire la tension d'émetteur) varie dans la même sens et avec une amplitude quasiment identique à la tension d'entrée Δv_1 (c'est-à-dire la tension de base), d'où le nom de montage **"émetteur-suiveur" ou "emitter-follower"**.

Etage en collecteur commun

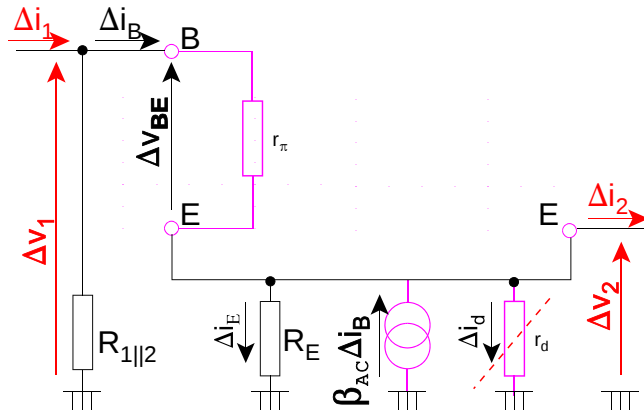
résistance d'entrée R_i : cf ampli 4 résistances

$$R_i = \left. \frac{\Delta v_1}{\Delta i_1} \right|_{\Delta i_2=0} = R_1 || R_2 || \left. \frac{\Delta v_1}{\Delta i_B} \right|_{\Delta i_2=0}$$

$$\Delta v_1 = r_\pi \cdot \Delta i_B + R_E \cdot \Delta i_E$$

$$\Delta i_E = \Delta i_B + \beta_{AC} \cdot \Delta i_B + \cancel{\Delta i_d}$$

$$\Delta v_1 = (r_\pi + R_E \cdot (\beta_{AC} + 1)) \cdot \Delta i_B$$



$$R_i = R_1 || R_2 || (r_\pi + \beta_{AC} R_E) \approx R_1 || R_2 || (\beta_{AC} R_E)$$

La résistance d'entrée est identique à celle de l'étage à 4 résistances.

Elle est élevée, puisque la résistance d'émetteur R_E est multipliée par le gain en courant à petits signaux.

La polarisation du transistor par le diviseur résistif R_1, R_2 est souvent la composante prépondérante de la résistance d'entrée.

Etage en collecteur commun

résistance de sortie $R_o \approx 1/g_m$

$$R_o = - \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0}$$

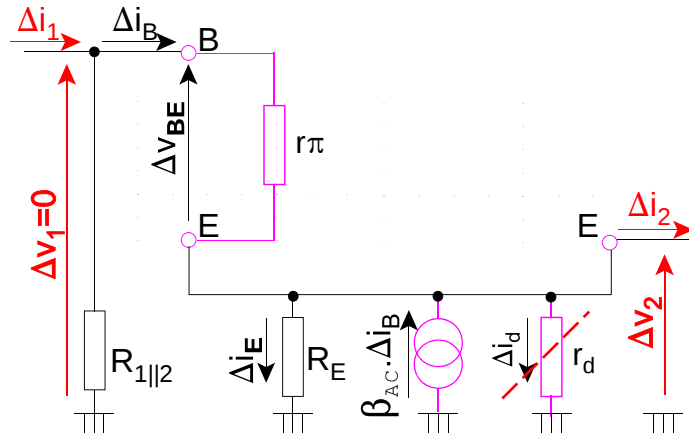
$$\Delta v_1 = \Delta v_2 + \Delta v_{BE} = 0 \quad (1)$$

$$\Delta v_2 = R_E \cdot \Delta i_E \quad (2)$$

$$\Delta i_E = \Delta i_B + \beta_{AC} \Delta i_B - \Delta i_2 \quad (3)$$

$$\Delta i_B = \Delta v_{BE} / r_\pi \quad (4)$$

$$(1)(2)(3)(4) \Rightarrow \Delta v_2 = R_E [-\beta_{AC} \Delta v_2 / r_\pi - \Delta i_2]$$



$$R_o = - \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = \frac{R_E}{1 + \beta_{AC} R_E / r_\pi} = \frac{R_E}{1 + g_m R_E} \approx \frac{r_\pi}{\beta_{AC}} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$g_m = I_{CQ} / V_T$$

$$R_o [\Omega] = 25 / I_{CQ} [mA]$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, on néglige la résistance r_d en parallèle sur R_E , qui est plus faible.

Par définition de l'impédance de sortie, on pose que l'entrée est en court-circuit ($\Delta v_1=0$).

L'étage en collecteur commun présente une résistance de sortie particulièrement basse, puisque la résistance d'émetteur est divisée par un facteur supérieur à l'unité.

Avec les approximations légitimes sur les différents ordres de grandeur, on voit que la **résistance de sortie est proche de l'inverse de la transconductance**.

Comme $g_m = I_{CQ} / V_T$, on a $R_o = V_T / I_{CQ}$ avec $V_T = 25mV$ à température ambiante donc

$$R_o [\Omega] = 25 / I_{CQ} [mA]$$

Physiquement, le fait que la résistance de sortie soit faible s'explique comme suit : supposons que l'étage aval augmente le courant consommé ($\Delta i_2 > 0$). Comme l'impédance de sortie est non nulle, la tension de sortie tend à baisser ($\Delta v_2 < 0$). La tension de base étant fixée à 0 (car $\Delta v_1 = 0$), la baisse de tension de sortie (=tension d'émetteur) augmente la tension base-émetteur ($\Delta v_{BE} > 0$), ce qui augmente le courant de collecteur ($\Delta i_C > 0$), qui, en circulant sur la résistance R_E , remonte la tension de sortie et combat donc l'effet du courant de sortie.

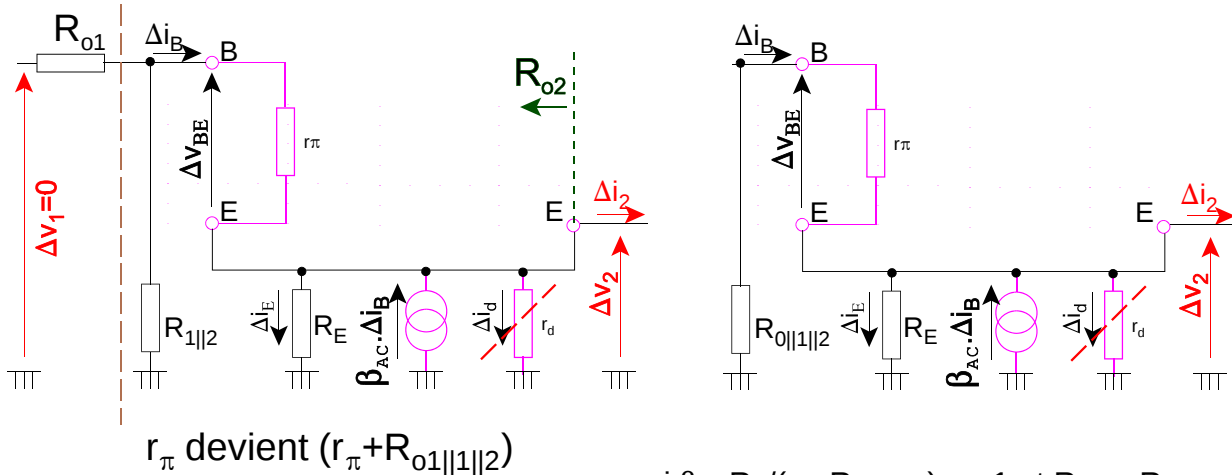
Il s'agit encore une fois d'une rétroaction négative introduite par la résistance R_E .

Rem :

- dans l'amplificateur en émetteur commun, la sortie se fait au collecteur et cette rétroaction ne joue pas sur l'impédance de sortie
- dans l'amplificateur en collecteur commun, la sortie se fait à l'émetteur et cette rétroaction tend à stabiliser la sortie, donc à réduire l'impédance de sortie

Etage en collecteur commun

$R_o \nearrow$ si on tient compte de l'étage amont



si $\beta_{AC} R_E / (r_\pi + R_{o1||1||2}) \gg 1$ et $R_{o1} \ll R_{1||2}$

$$R_{o2} = \left. \frac{\Delta v_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta v_1=0} = \frac{R_E}{1 + \beta_{AC} R_E / (r_\pi + R_{o1||1||2})} \approx \frac{r_\pi + R_{o1}}{\beta_{AC}}$$

Le calcul précédent supposait que l'étage amont était parfait, c'est-à-dire avait une impédance de sortie nulle.

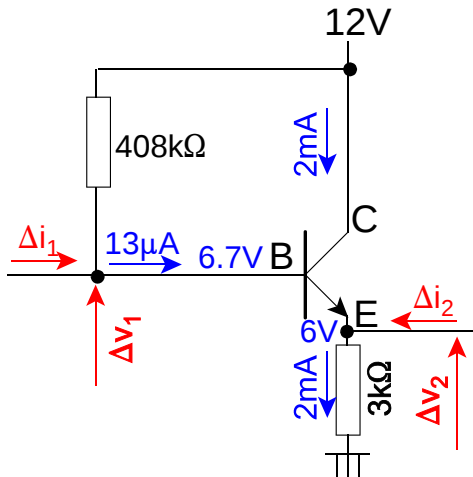
En réalité, l'impédance de sortie R_{o1} de l'étage amont va influencer défavorablement l'impédance de sortie de l'étage courant, parce que le potentiel de la base n'est pas fixe.

L'impédance qui relie la base à la masse est la mise en parallèle de R_{o1} et des résistances de polarisation R_1 et R_2 . Vu les ordres de grandeurs de ces résistances, cette impédance est très proche de R_{o1} .

Par rapport au cas idéal, R_{o1} se met en série avec la résistance r_π et l'impédance de sortie est la somme de ces deux résistances, divisée par le gain en courant à petits signaux.

Etage en collecteur commun

exemple du cathodyne



polarisation

$$\begin{aligned} I_{CQ} &= 2\text{mA} \\ V_{CEQ} &= 6\text{V} \\ V_{CC} &= 12\text{V} \end{aligned} \left. \begin{aligned} V_E &= 6\text{V} \\ V_B &= 6.7\text{V} \end{aligned} \right\} R_E = 3\text{k}\Omega$$

$$\beta_{DC} = 153 \Rightarrow I_{BQ} = 13\mu\text{A} \left. \right\} R_B = 408\text{k}\Omega$$

petits signaux

$$g_m = I_{CQ}/V_T = 80\text{mA/V}$$

$$\beta_{AC} = 172 \Rightarrow r_\pi = \beta_{AC}/g_m = 2.2\text{k}\Omega$$

$$r_d = 40\text{k}\Omega$$

$$R_i = R_1 \parallel \beta_{AC} \cdot R_E = 228\text{k}\Omega$$

$$A_\infty = \frac{g_m \cdot (R_E \parallel r_d)}{1 + g_m \cdot (R_E \parallel r_d)} = 0.995$$

$$R_o = \frac{R_E}{1 + g_m R_E} = 12.5\Omega$$

Le cathodyne est un montage à collecteur commun, présenté ici dans la version polarisée par une simple résistance de base.

On choisit toujours le même point de fonctionnement que dans les autres exemples ($V_{CEQ}=6\text{V}$, $I_{CQ}=2\text{mA}$).

Le cathodyne est caractérisé par :

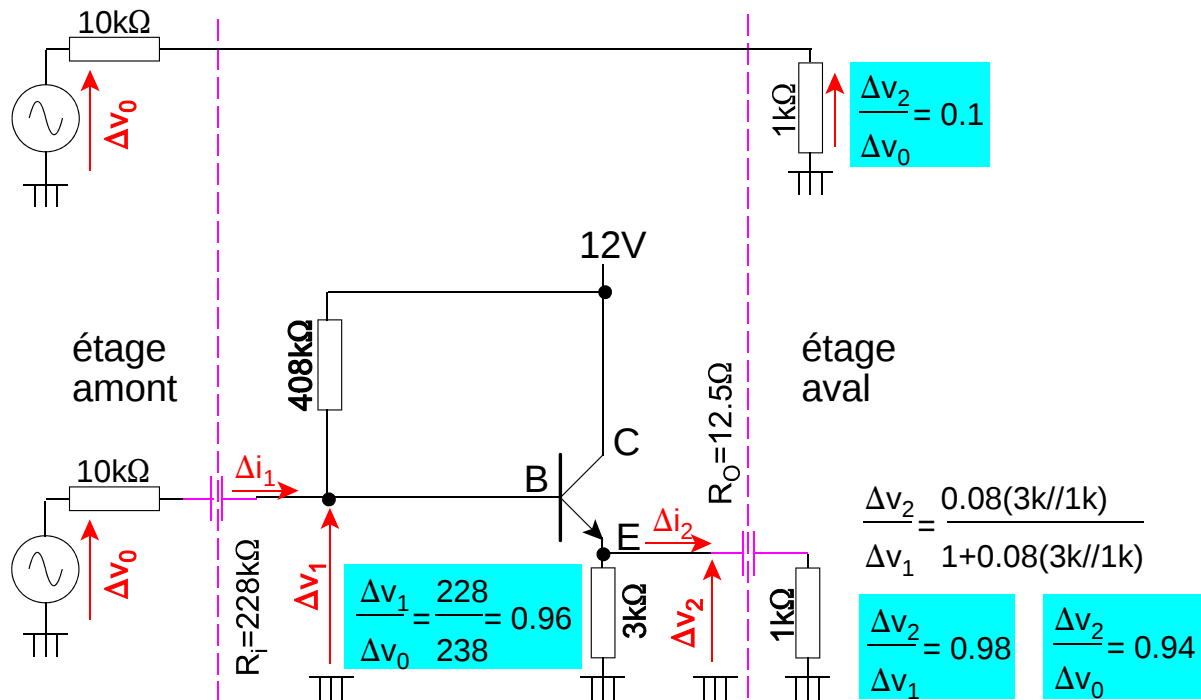
- un gain positif proche de l'unité
- une résistance d'entrée élevée
- une résistance de sortie faible

Exercices

- refaire les calculs de cet étage
- mettre en évidence la rétraction négative, comme cela a été fait à la dia 33 pour l'ampli à 4 résistances

Cathodyne

transformateur d'impédance



L'utilité du cathodyne, n'est évidemment pas d'amplifier, puisque le gain est au mieux unitaire.

Ses propriétés de **grande impédance d'entrée et de faible impédance de sortie** expliquent son utilisation comme "**transformateur d'impédance**" dans les étages d'entrée et de sortie des amplificateurs.

Supposons un capteur fournissant une tension Δv_0 , mais possédant malheureusement une forte impédance de sortie de 10kΩ. Il constitue donc une mauvaise source de tension. Si on le connecte directement à un étage amplificateur dont l'impédance d'entrée est de 1kΩ, on perd plus de 90% de l'amplitude du signal utile.

L'interposition du cathodyne que nous venons de calculer, possédant une impédance d'entrée de 228 kΩ, donne une perte minime à l'entrée du cathodyne. Le facteur d'atténuation à l'entrée vaut :

$$228k\Omega / (228k\Omega + 10k\Omega) = 0.96$$

Le gain du cathodyne, chargé par l'impédance d'entrée (1kΩ) de l'étage suivant se calcule

- soit via le gain à vide et en tenant compte de l'impédance de sortie

$$A = A_v \cdot R_i / (R_o + R_i) = 0.995 \cdot 1k\Omega / (1k\Omega + 12.5\Omega) = 0.98$$

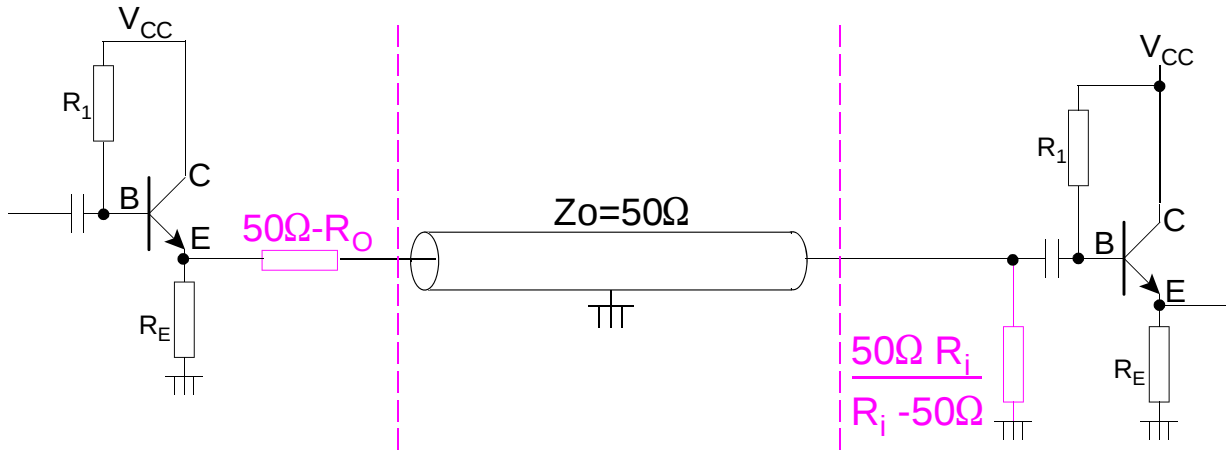
- soit en calculant directement le gain de l'étage en tenant compte de la mise en parallèle de la résistance de 1kΩ sur la résistance d'émetteur, à travers le condensateur de liaison

$$A = 0.08 (3k\Omega // 1k\Omega) / [1 + 0.08(3k\Omega // 1k\Omega)] = 0.98$$

Grâce au cathodyne, 96%.98%=94% de la tension du capteur sera amplifiée par l'étage en aval.

Cathodyne

adaptation d'impédance



Dans le cas où l'on transmet à travers une ligne (câble coaxial par exemple) l'adaptation d'impédance permet d'éviter la déformation du signal due aux réflexions (voir la théorie des lignes).

Cette adaptation par se fait par des résistances externes que l'on met :

- en série avec la sortie de l'étage amont, de telle sorte que la somme de la résistance de sortie R_O de l'étage et de la résistance d'adaptation soit égale à l'impédance caractéristique

$$R_{\text{série}} = Z_0 - R_O \quad \text{ce qui suppose que } R_O < Z_0$$

- en parallèle avec l'entrée l'étage aval, de telle sorte que la mise en parallèle de la résistance d'entrée R_i et de la résistance d'adaptation soit égale à l'impédance caractéristique

$$R_{//} = Z_0 R_i / (R_i - Z_0) \quad \text{ce qui suppose que } R_i > Z_0$$

Le cathodyne permet de réaliser aisément ces conditions et convient donc bien comme étage avant et après une ligne de transmission.

Conclusions

- ▶ R_E
 - ◆ avantages
 - stabilité du point Q (d'autant meilleure que V_{EQ} ↗)
 - ↗ impédance d'entrée (βR_E)... mais R_1 et R_2 viennent en //
 - ↘ impédance de sortie si on sort sur l'émetteur (C commun)
 - linéarité
 - ◆ inconvénients
 - diminution du gain
 - (↗) impédance de sortie si on sort au collecteur (E commun)
 - réduction de la plage de sortie
- ▶ variantes E, B ou C commun
- ▶ notion d'adaptation d'impédance

Les montages que nous avons vus dans ce chapitre ont un point commun : la présence d'une résistance d'émetteur R_E . Elle introduit en fait une **rétroaction négative** qui améliore toutes les propriétés de l'amplificateur de tension sauf le gain (et de manière peu gênante l'impédance de sortie si on sort au collecteur)

L'émetteur n'est pas toujours l'électrode commune entre l'entrée et la sortie de l'ampli. À l'occasion de l'étude de montages en collecteur commun, nous avons vu qu'un étage de tension ne sert pas nécessairement à amplifier, mais qu'il peut aussi remplir la fonction d' **adaptation d'impédance**.