

**LES MONTAGES AMPLIFICATEURS FONDAMENTAUX
A TRANSISTORS BIPOLAIRES**

AMPLIFICATEUR A TRANSISTOR NPN MONTE EN EMETTEUR COMMUN

1° PARTIE : CONCEPTION DU MONTAGE EMETTEUR COMMUN

On considère le montage donné en figure 1 qui représente un transistor NPN alimenté sous une tension d'alimentation V_{CC} de 20V. Ce transistor a été polarisé « en tension » par les résistances R_1 et R_2 , de telle manière que son courant de repos de collecteur soit fixé à 6.5 mA. Sur le schéma est indiqué la valeur du potentiel par rapport à la masse de la base, de l'émetteur et du collecteur.

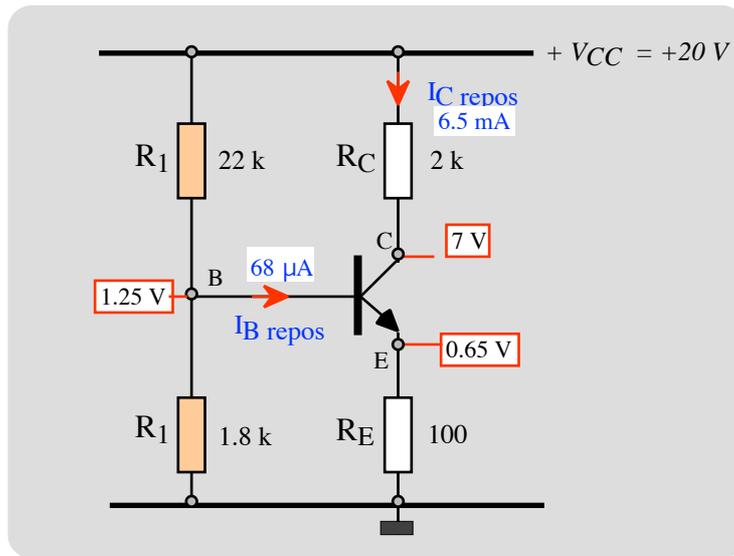


Figure 1 : transistor NPN polarisé

On désire obtenir un montage amplificateur dit « en émetteur commun ». Pour cela il est nécessaire d'exciter le montage entre base et masse par un générateur sinusoïdal indépendant de résistance interne R_g tel que : $e_g = E_{gm} \sin(\omega t)$. La tension de sortie v_s du montage doit alimenter une résistance d'utilisation R_u (figure 2).

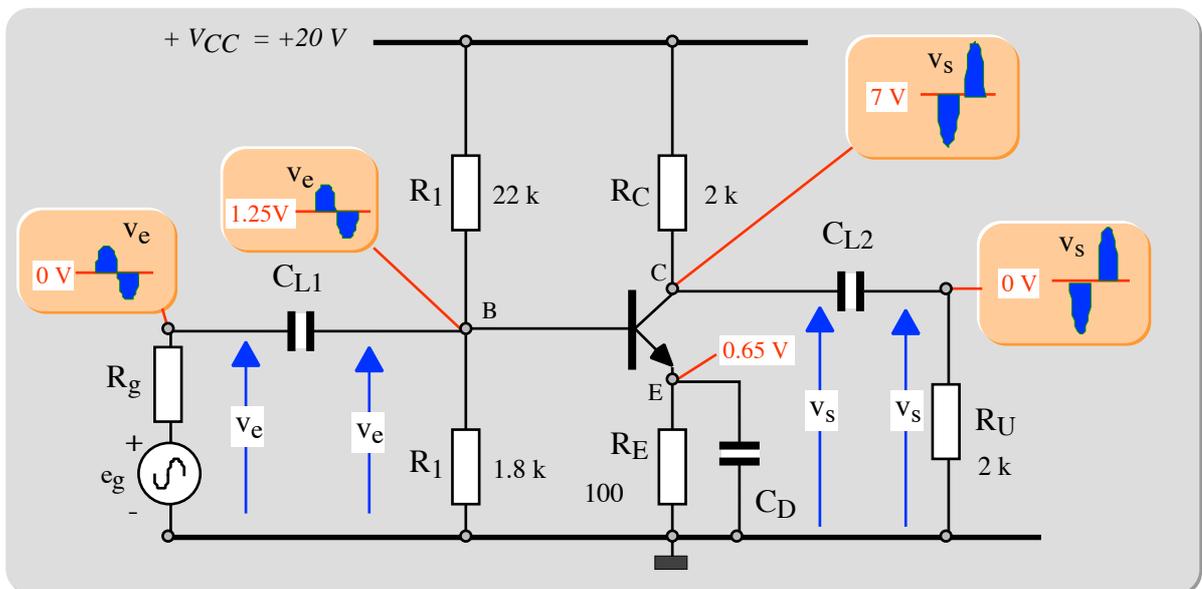


Figure 2 : Montage amplificateur en émetteur commun

On doit dans un premier temps résoudre un problème. En effet, le générateur e_g délivre une tension sinusoïdale v_e qui évolue autour de zéro volt. Cette tension ne peut pas être appliquée directement entre la base et la masse qui doit rester au potentiel de 1.25 V pour que le transistor reste correctement polarisé.

De même, et pour la même raison, on ne peut pas connecter directement la résistance R_u entre le collecteur et la masse. On doit donc pour résoudre ce problème, utiliser des condensateurs de « liaisons » C_{L1} et C_{L2} qui se comportent :

- En régime continu comme des circuits ouverts.
- En régime sinusoïdal comme une impédance de module $|Z_{CL}| = (\omega C_L)^{-1}$ qui sera négligeable devant les résistances du circuit à condition de choisir une valeur convenable pour C_{L1} et C_{L2} .

On peut aussi mettre en parallèle avec la résistance R_E une capacité C_D dite de « découplage » qui se comporte encore comme un court-circuit pour le régime sinusoïdal imposé par e_g .

2° PARTIE : ANALYSE GRAPHIQUE DE L'AMPLIFICATION : DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE

On va s'intéresser aux tensions sinusoïdales qui sont représentées en figure 2 et qui évoluent autour des tensions continues indiquées sur cette même figure. Sachant que la tension continue V_{CC} est fixe par principe, ses variations sont nulles. La tension V_{CC} se comporte donc pour les variations comme un court-circuit.

Dessignons dans ces conditions le schéma du montage aux variations (figure 3) en tenant compte du fait que les condensateurs se comportent eux aussi comme des court-circuits.

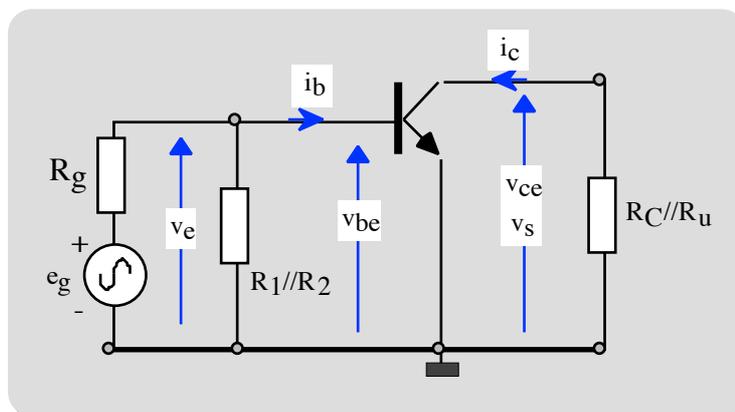


Figure 3

Le schéma de la figure 3 conduit à définir la droite de charge dynamique du transistor liant la variation de la tension v_{ce} à celle de i_c . Cette droite est différente de la droite de charge statique (figure 4). En effet :

- Elle passe par le point de repos (lorsque $e_g(t)$ est nul)
- Son coefficient directeur est tel que : $V_{CE} = - (R_C // R_u) I_C$.

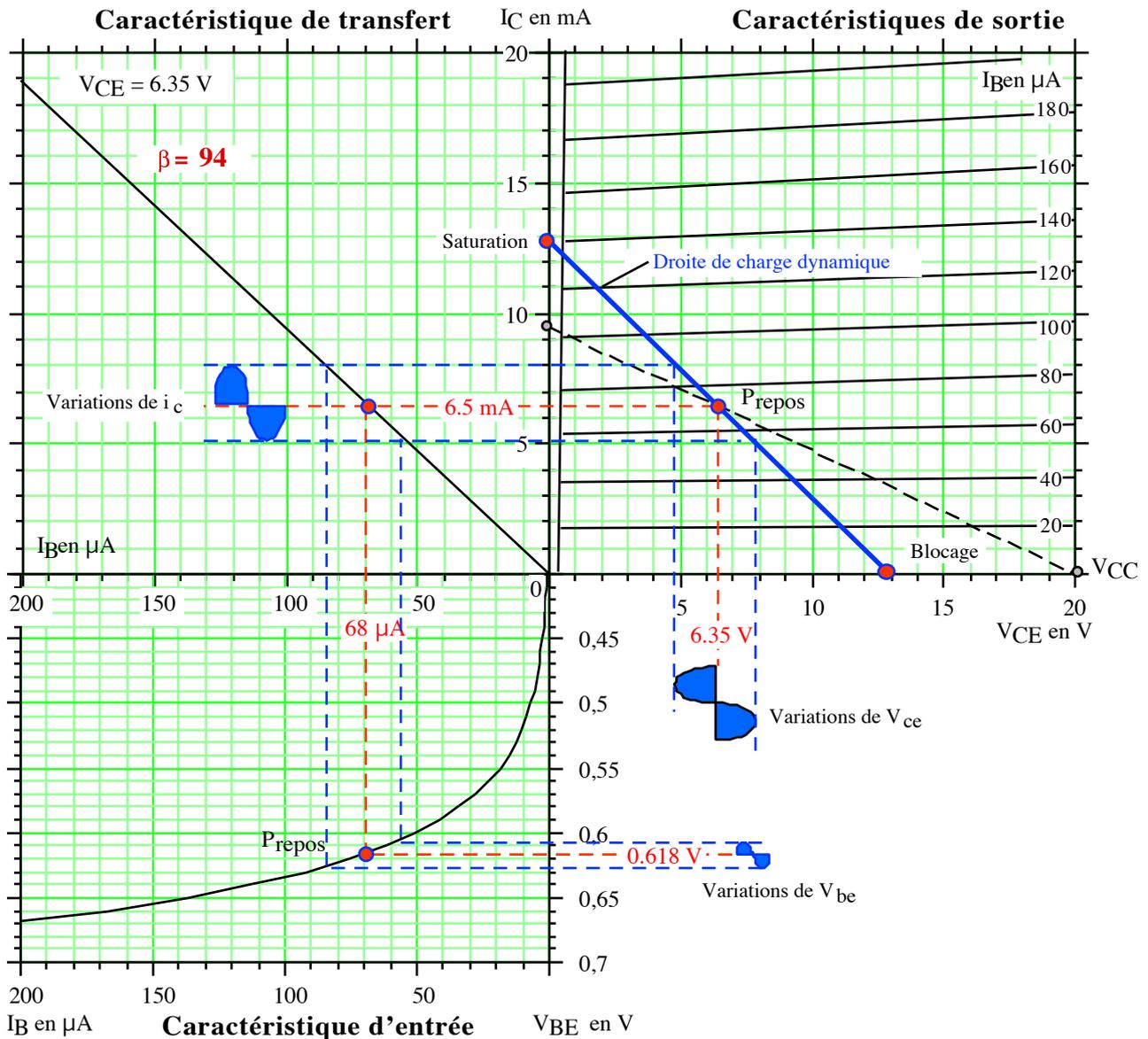


Figure 4 : illustration de l'effet amplificateur

La figure 4 illustre avec les caractéristiques du transistor l'effet amplificateur. En effet, la variation de la tension v_{be} (égales à v_e) autour de la tension $V_{BE\text{ repos}}$ de 0.618 V, entraîne une variation du courant de collecteur autour de sa valeur de repos soit 6.5 mA. Compte-tenu de la droite de charge dynamique, on obtient des variations de la tension v_{ce} (égales à v_s) de part et d'autre de sa valeur de repos 6.35 V. La tension sinusoïdale de sortie v_s est donc en opposition de phase et d'amplitude beaucoup plus grande que celle de v_e .

Cependant l'amplitude de la tension d'entrée v_e doit être faible sous peine de voir apparaître une distorsion de la tension de sortie v_s . En effet, si on augmente l'amplitude de v_{be} , la non-linéarité de la caractéristique d'entrée va produire une tension de sortie non sinusoïdale.

En résumé, pour être en régime linéaire, on doit se contenter d'appliquer des petites variations sinusoïdales à l'entrée du montage.

Dans tous les cas, la tension de sortie v_s ne peut pas dépasser les deux limites qui correspondent au blocage et à la saturation du transistor.

3° PARTIE : SCHEMA EQUIVALENT AU TRANSISTOR NPN (OU PNP) AUX FREQUENCES MOYENNES ET AUX PETITES VARIATIONS

Si l'amplitude de la tension d'entrée v_e est suffisamment petite (petites variations), le transistor NPN (ou PNP) peut être simulé par le schéma équivalent linéaire suivant :

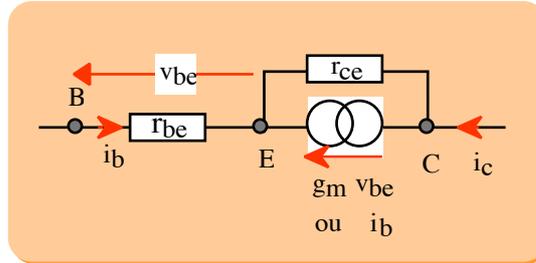


Figure 5 : schéma équivalent au transistor NPN (ou PNP)

- La jonction BE passante, est représentée par sa résistance dynamique r_{be}
- Entre collecteur et émetteur, l'effet transistor est représenté par un générateur de courant dépendant de v_{be} ou de i_b à savoir : $[g_m \cdot v_{be}]$ ou $[\beta \cdot i_b]$.
- La résistance r_{ce} représente la résistance interne du générateur de courant dépendant.

1) Mesure des paramètres sur les caractéristiques du transistor.

Les paramètres r_{be} , et r_{ce} se déterminent graphiquement autour du point de repos :

$$r_{be} = \left(\frac{dV_{BE}}{dI_B} \right)_{I_{C \text{ repos}}} \quad \beta = \left(\frac{dI_C}{dI_B} \right)_{V_{CE \text{ constant}}} \quad r_{ce} = \left(\frac{dV_{CE}}{dI_C} \right)_{I_{C \text{ constant}}}$$

2) Calcul des paramètres

Il est plus commode de calculer les paramètres r_{be} , g_m (transconductance) et r_{ce} du transistor à partir de la connaissance :

- Son courant de repos $I_{C \text{ repos}}$ (6.5 mA)
- Du gain en courant (94)
- De sa tension de Early V_A (- 247 V) :

$r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_{C \text{ repos}}} = 361 \Omega$	$g_m = \frac{I_{C \text{ repos}}}{U_T} = 260 \text{ mS}$	$r_{ce} = \frac{ V_A + V_{CE \text{ repos}}}{I_{C \text{ repos}}} = 39 \text{ k}\Omega$
---	--	--

4° PARTIE : DETERMINATION DES PERFORMANCES DU MONTAGE AMPLIFICATEUR EMETTEUR COMMUN

Le calcul des performances du montage amplificateur s'effectue sur le schéma de la figure 6. Ce schéma est obtenu en remplaçant dans la figure 3, le transistor par son schéma équivalent en [gm.vbe].

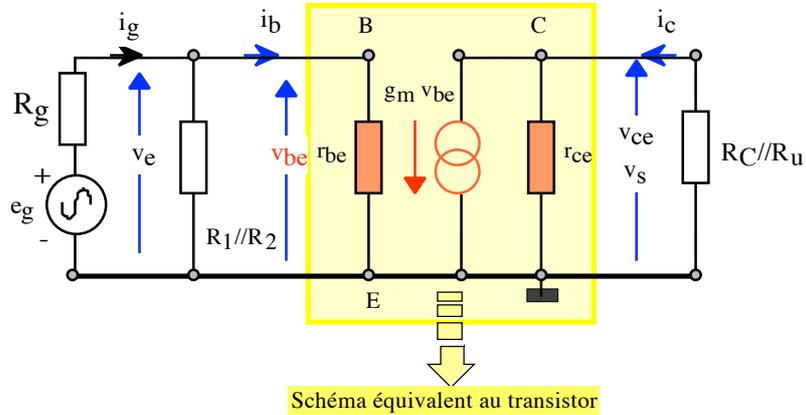


Figure 6 : schéma équivalent aux petites variations du montage complet.

Les résultats du calcul des performances du montage sont résumés dans le tableau suivant :

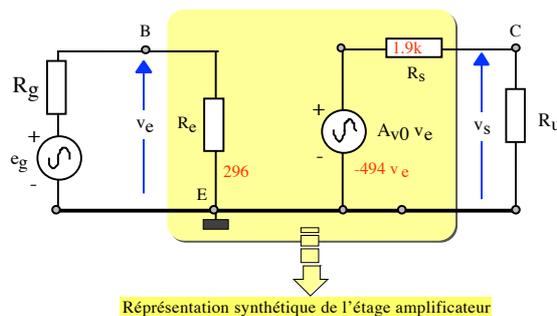
Gain en tension en charge: $A_V = \frac{v_s}{v_e}$	$A_V = -g_m \cdot (R_{ce} // R_C // R_u) = -253$
Gain en tension à vide: $A_{V0} = \frac{v_s}{v_e}$	$A_V = -g_m \cdot (R_{ce} // R_C) = -494$
Résistance d'entrée vue par (e_g, R_g) :	$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_1 // R_2 // r_{be} = 296\Omega$
Résistance de sortie vue par R_u *	$R_s = R_{ce} // R_C = 1.9k\Omega$
Gain en puissance A_p	$A_p = 10 \log \left(A_V^2 \frac{R_e}{R_u} \right) = 40dB$

(*) Méthode « de l'ohmmètre » permettant de calculer R_s :

- Court-circuiter e_g (et non v_e).
- Enlever R_u et mettre à sa place un générateur sinusoïdal u qui débite un courant i .

Dans ces conditions R_s est l'expression du rapport u / i .

Compte-tenu des résultats du tableau, l'étage amplificateur prend la forme de synthèse suivante :



5° PARTIE : PERFORMANCES DU MONTAGE AMPLIFICATEUR EN EMETTEUR COMMUN SANS CAPACITE DE DECOUPLAGE DE LA RESISTANCE D'EMETTEUR

Le montage étudié précédemment est caractérisé par un gain en tension important. Cependant, il faut pour cela découpler la résistance d'émetteur R_E par un condensateur de découplage C_d de forte valeur.

On se propose d'étudier maintenant les performances du montage sans la capacité C_d sachant que la polarisation est inchangée. Le nouveau schéma équivalent au montage complet aux petites variations en " i_b " (plus pratique pour ce montage) est indiqué en figure 7. La résistance interne r_{ce} du transistor est négligée car elle complique inutilement les calculs.

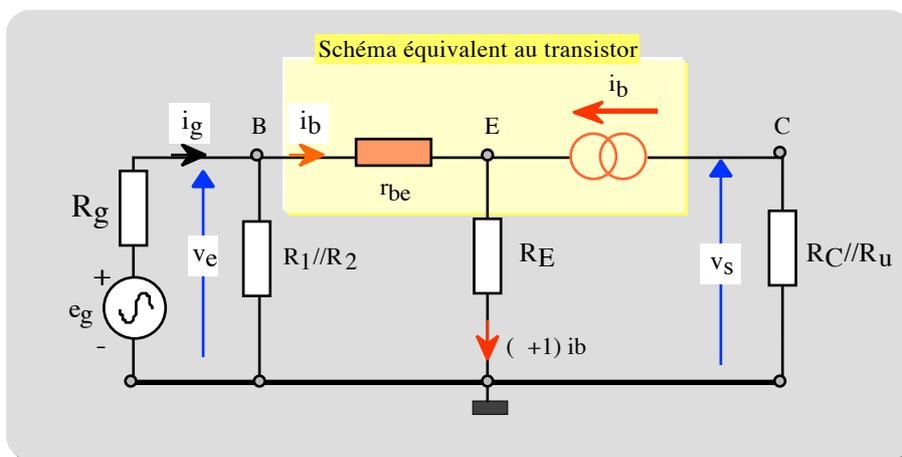


Figure 7

L'analyse du schéma permet de déterminer les expressions des performances du montage :

Résistance d'entrée	Gain en tension	Résistance de sortie
$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_1 // R_2 // [r_{be} + (\beta + 1)R_E]$ <p style="text-align: center;">1.4 k</p>	$A_v = - \frac{\beta(R_C // R_u)}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} = -9.6$	$R_s = R_C = 2 \text{ k}$

Ce montage amplificateur en émetteur commun "avec R_E " présente des avantages par rapport au montage où la résistance R_E est découplée par C_d :

- Sa résistance d'entrée est plus grande
- Dans certaines conditions, son gain en tension ne dépend plus du gain en courant du transistor. En effet, pour $r_{be} \ll (\beta + 1)R_E$, on obtient alors :
$$A_v = - \frac{R_C // R_u}{R_E} = -10.$$

6° PARTIE : REPONSE EN FREQUENCE DU MONTAGE EMETTEUR COMMUN

Le schéma équivalent de la figure 7 a permis de calculer le gain du montage A_v aux fréquences moyennes (-9.6). Le signe négatif du gain indique que la tension de sortie v_s est en opposition de phase avec la tension d'entrée v_e .

Si on fait varier la fréquence du générateur d'excitation e_g dans un large domaine de fréquences, le module du gain A_v ne sera pas constant. La figure 8 montre alors la courbe de réponse du montage : $|A_v| = F(f)$. On distingue sur le graphe :

- La zone des fréquences moyennes où le module du gain est constant (9.6)
- Le domaine des basses fréquences où le gain est plus faible. Les condensateurs de liaisons et de découplage sont responsables de cette chute du gain.
- Le domaine des hautes fréquences où le gain chute à nouveau. En H.F., le schéma équivalent du transistor présenté en figure 5 doit être modifié pour tenir compte des capacités des jonctions.

On définit alors les deux fréquences de coupure du montage f_b et f_h qui correspondent aux fréquences pour lesquelles le module du gain aux fréquences moyennes est divisé par $\sqrt{2}$. La bande passante du montage amplificateur f est donné par leur différence.

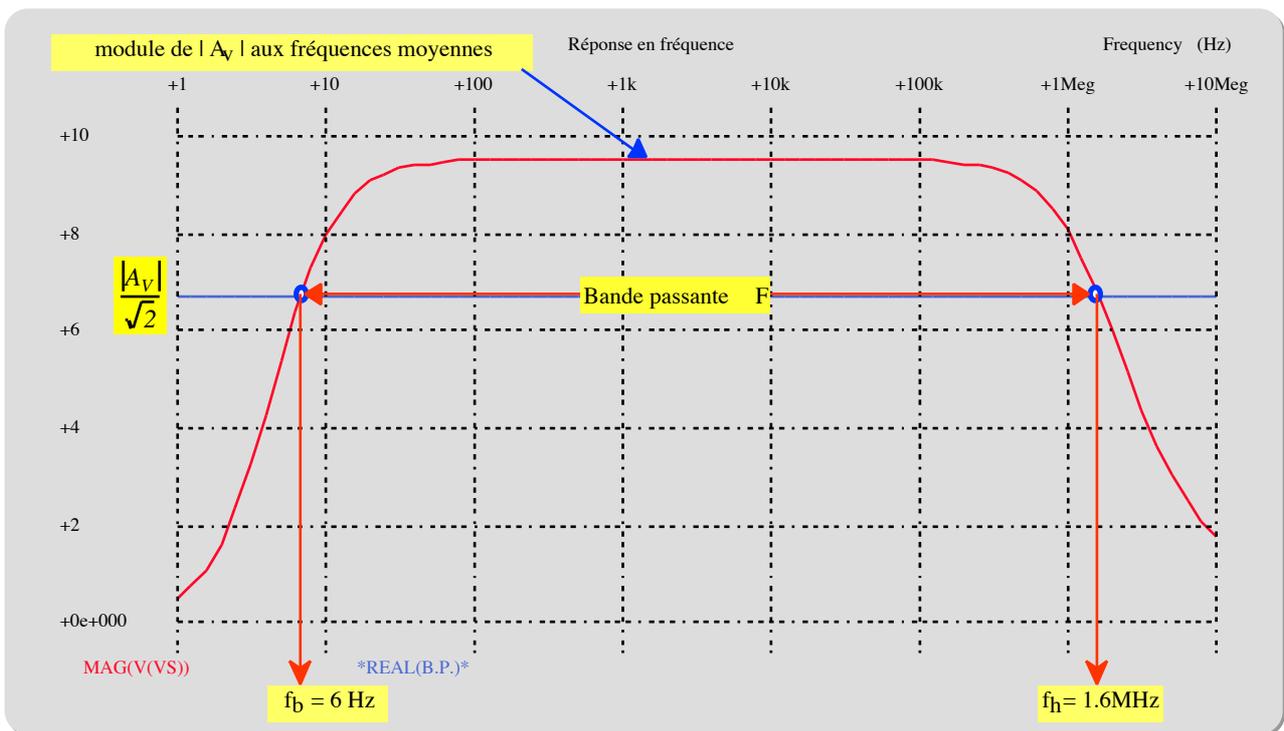


Figure 8 : courbe de réponse en fréquence

Dans tout le domaine de fréquences, par la présence de condensateurs, le gain du montage est un nombre complexe. Aussi le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée est fonction de la fréquence comme indiqué en figure 9.

Aux fréquences moyennes ce déphasage est égal à 180° . Il tend vers zéro en basses et hautes fréquences.

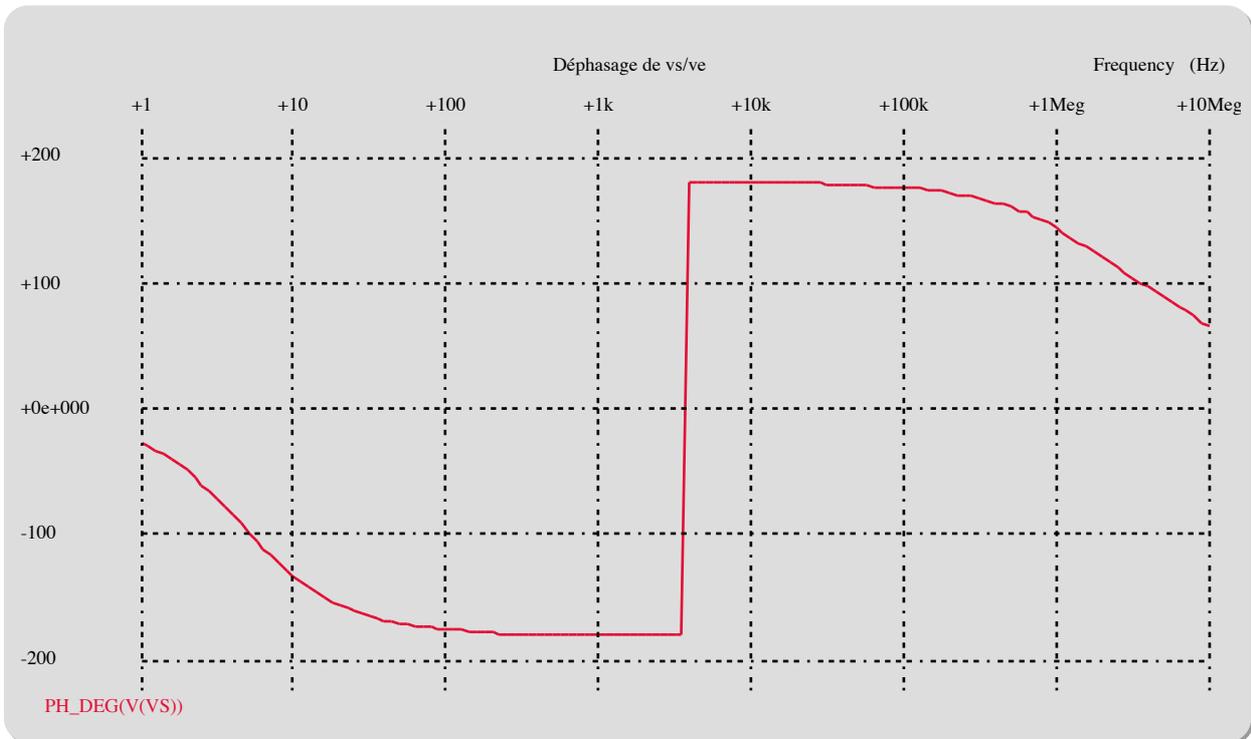
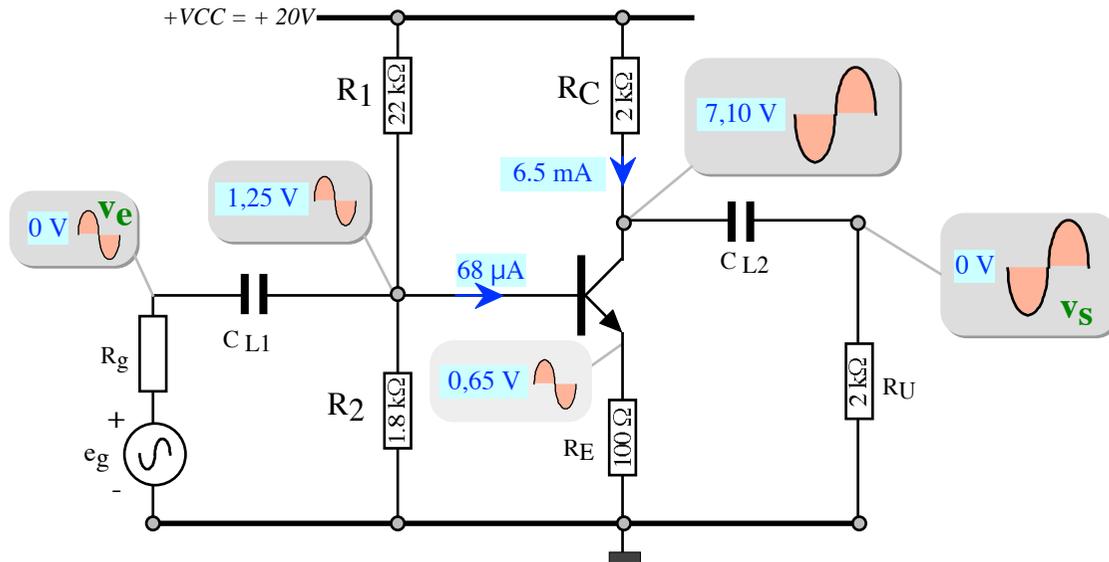


Figure 9 : déphasage de v_s/v_e en fonction de la fréquence.

Amplificateur E.C à transistor NPN



Amplificateur E.C à transistor PNP

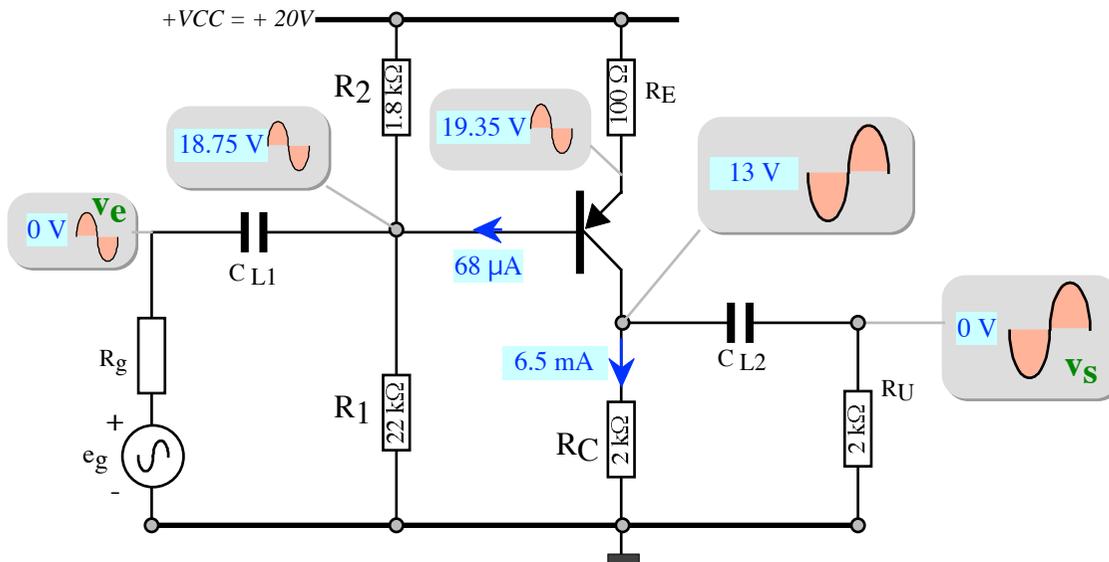
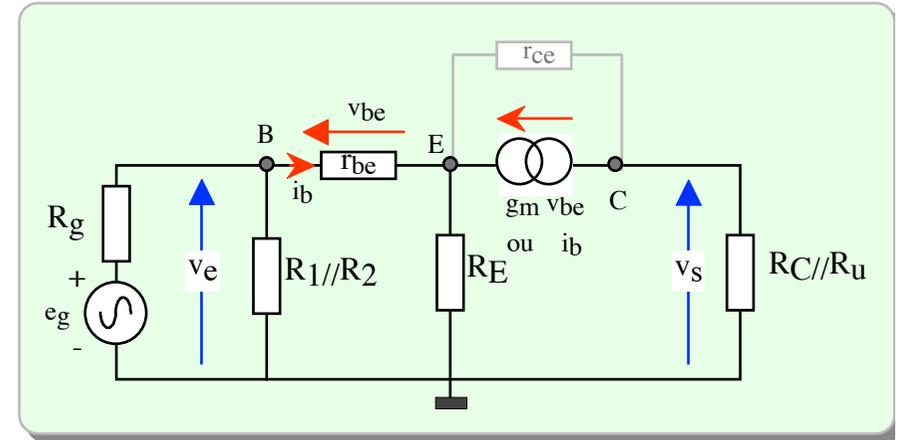


Schéma aux petites variations des deux montages



$$A_v = -\frac{\beta (R_C // R_u)}{r_{be} + R_E (\beta + 1)}$$

$$R_e = R_1 // R_2 // [r_{be} + R_E (\beta + 1)]$$

$$R_s = R_C$$

TRANSISTOR NPN : AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN

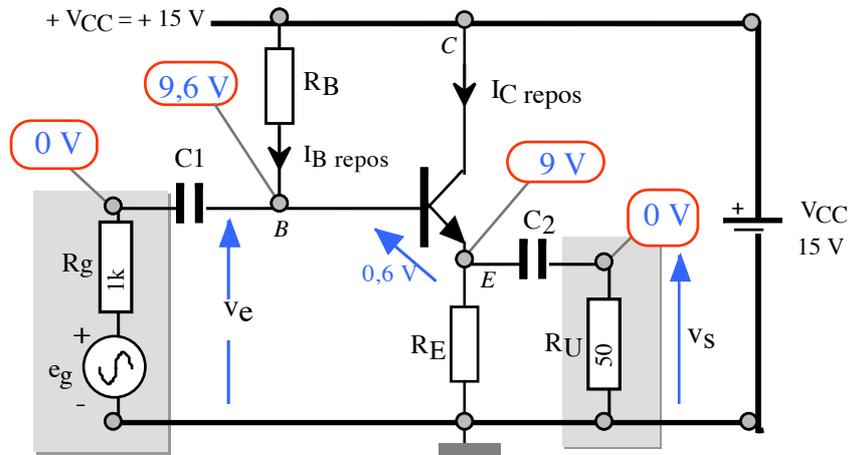


Figure 1

Le schéma d'un étage amplificateur à transistor monté en collecteur commun, alimenté sous une tension d'alimentation V_{CC} de 15 V, est donné en figure 1. Il utilise, à $T = 25^\circ\text{C}$, un transistor NPN au silicium tel que : $\beta = 300$, $V_{BE} = 0,6\text{ V}$, Tension de Early : $V_A = -200\text{ V}$

- 1) On choisit le point de repos du transistor tel que : $I_{C\text{ repos}} = 3\text{ mA}$ et $V_{CE\text{ repos}} = 6\text{ V}$.
 - Calculer la valeur de la résistance d'émetteur R_E et de polarisation R_B
 - Sous quelle tension continue sont chargées les capacités C_1 et C_2 ?
- 2) Dessiner le schéma équivalent du montage complet pour les petites variations imposées par le générateur d'attaque sinusoïdal (e_g, R_g). Les capacités de liaisons C_1 et C_2 ont une impédance négligeable à la fréquence de travail. Choisir le schéma en " βi_b " pour simuler le transistor.
- 3) Calculer la valeur des paramètres du transistor autour de son point de repos : r_{be} , g_m et r_{ce} .
- 4) Déterminer la résistance d'entrée R_e du montage vue par le générateur d'attaque (e_g, R_g).
On rappelle que $R_e = v_e / i_g$ où i_g représente le courant variable imposé par e_g .
- 5) Chercher l'expression et calculer le gain en tension en charge : $A_v = v_s / v_e$.
- 6) Calculer le gain en puissance A_p de l'étage en décibels et son gain en courant A_i .
- 7) Chercher l'expression et calculer la résistance de sortie R_s du montage vue par la résistance R_u .
On rappelle la méthode générale permettant de construire le schéma permettant le calcul de R_s :
 - Court-circuiter e_g (et non v_e).
 - Enlever R_u et mettre à sa place un générateur sinusoïdal u qui débite un courant i .
 - Dans ces conditions R_s est l'expression du rapport u / i .

SOLUTION

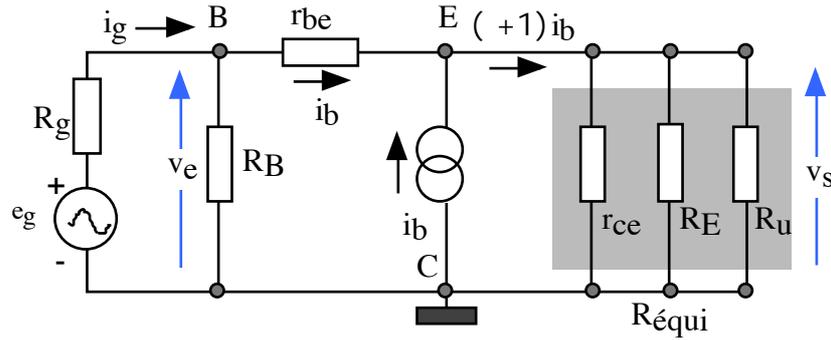
- 1) On se place en régime continu avec le générateur e_g annulé. Les capacités chargées sous une tension continue se comportent alors comme des circuits ouverts.

$$V_{EM} = -V_{CE\text{ repos}} + V_{CC} = 9\text{ V}$$

$$V_{EM} = R_E I_{C\text{ repos}} \quad (\text{avec un } \beta \text{ de } 300, \text{ le courant de base est négligeable}). \quad R_E = 3\text{ K}$$

$$V_{BM} = V_{BE\text{ repos}} + V_{EM} = 9,6\text{ V} \quad I_{B\text{ repos}} = I_{C\text{ repos}} / \beta = 3\text{ }\mu\text{A} \quad R_B = 540\text{ k}$$
 Les tensions continues aux bornes des capacités sont indiquées sur la figure 1.

2)



3)
$$r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_{C\text{ repos}}} = 2,5 \text{ K}\Omega \quad g_m = \frac{I_{C\text{ repos}}}{U_T} = 0,12 \text{ mS} \quad r_{ce} = \frac{V_{CE\text{ repos}} + |V_A|}{I_{C\text{ repos}}} = 68,7 \text{ K}\Omega$$

4) On écrit l'équation au noeud B :

$$i_g = \frac{v_e}{R_B} + i_b \quad \frac{i_g}{v_e} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{\frac{v_e}{i_b}} = R_e \quad R_e = R_B // \frac{v_e}{i_b}$$

On recherche ensuite une relation liant v_e et i_b : $v_e = r_{be} i_b + (\beta + 1) i_b R_{\text{équi}}$

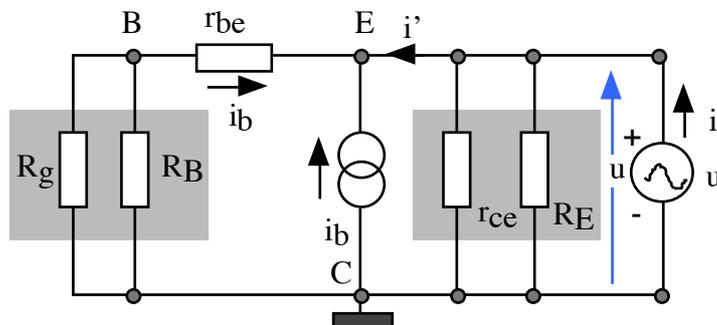
On obtient alors : $R_e = R_B // [r_{be} + (\beta + 1) R_{\text{équi}}]$ $R_e = 16,7 \text{ K}$

5) La tension de sortie est telle que : $v_s = (\beta + 1) i_b R_{\text{équi}}$. Compte-tenu de l'expression de v_e précédente :

$$A_v = \frac{(\beta + 1) R_{\text{équi}}}{r_{be} + (\beta + 1) R_{\text{équi}}} = 0,855$$

6)
$$A_p = 10 \log \left[A_v^2 \frac{R_e}{R_u} \right] = 23,9 \text{ dB} \quad A_i = \frac{A_p}{A_v} = 285,6$$

7)



En s'inspirant de la méthode indiquée en Q4, appliquée en amont du noeud E, on obtient :

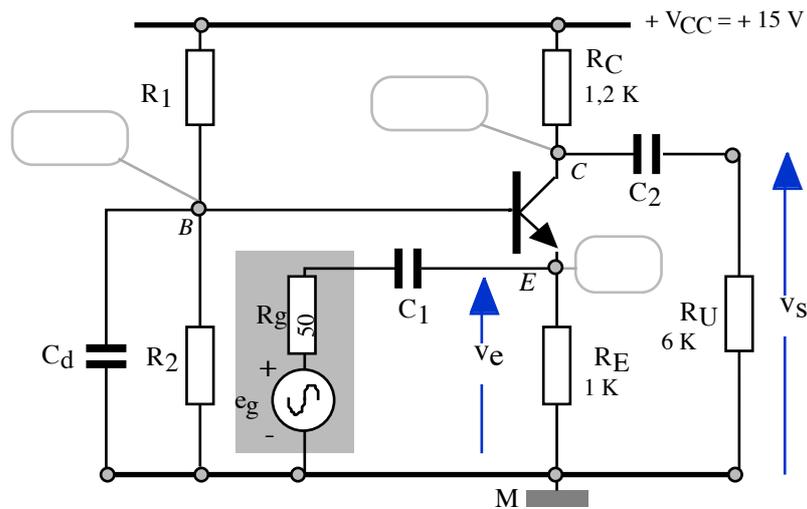
$$i = \frac{u}{R_E // r_{ce}} + i' \quad R_s = [R_E // r_{ce}] // \frac{u}{i'}$$

On recherche ensuite une relation entre u et i' .

$$u = -i_b [r_{be} + [R_g // R_B]] \quad \text{avec } i' = -(\beta + 1) i_b \text{ entraîne :}$$

$$R_s = [R_E // r_{ce}] // \frac{[R_g // R_B] + r_{be}}{\beta + 1} = 11,6 \Omega$$

ETAGE AMPLIFICATEUR : TRANSISTOR NPN EN BASE COMMUNE



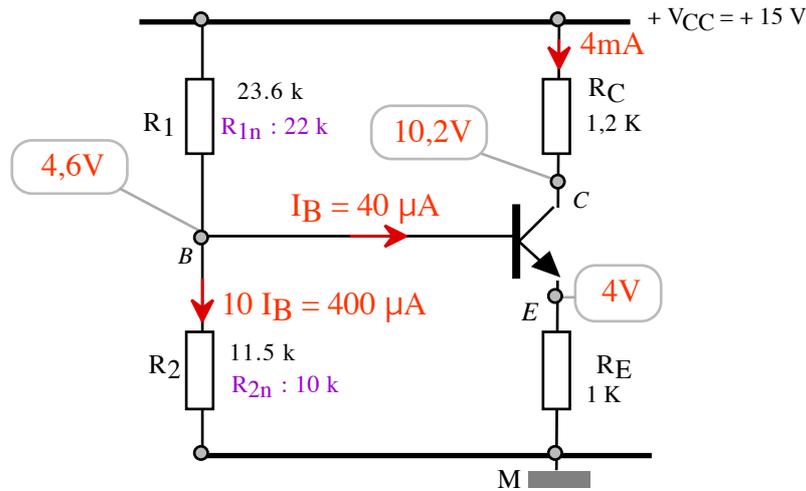
Le schéma d'un étage amplificateur à transistor NPN monté en base commune est donné ci-dessus. Il utilise un transistor NPN au silicium tel que, à $T = 25^{\circ}\text{C}$:

$$\beta = 100, V_{BE} = 0,6 \text{ V tension de Early : } V_A = -100 \text{ V}$$

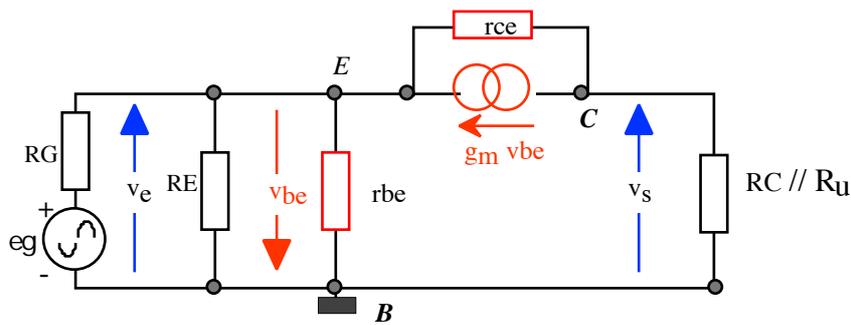
- 1) Quelle valeur doit-on donner aux résistances R_1 et R_2 pour polariser correctement le transistor avec un courant de repos de collecteur $I_C = 4 \text{ mA}$?
- 2) Dessiner le schéma équivalent au montage complet aux petites variations et aux fréquences moyennes sachant que toutes les capacités ont alors une impédance négligeable.
On utilisera le schéma équivalent en " $g_m v_{be}$ " pour simuler le transistor.
- 3) Déterminer les paramètres r_{be} , g_m et r_{ce} du transistor autour de son point de fonctionnement.
- 4) Chercher l'expression et calculer les caractéristiques essentielles de cet étage amplificateur :
 - a) Le gain en tension en charge $A_v = v_s/v_e$ et à vide A_{v0}
 - b) La résistance d'entrée R_e vue par le générateur d'attaque (e_g, R_g)
 - c) La résistance de sortie R_s vue par la résistance d'utilisation R_u (montrer que R_s peut se mettre sous la forme : $R_C // k r_{ce}$ où k est une constante dont on donnera l'expression).

SOLUTION

Question 1 :



Question 2 : schéma équivalent au montage complet aux petites variations et aux fréquences moyennes sachant que toutes les capacités ont alors une impédance négligeable.



Question 3 : paramètres du transistor :

$$r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_{C\text{ repos}}} = 625 \Omega \quad g_m = 40 I_{C\text{ repos}} = 160 \text{ mS} \quad r_{ce} = \frac{|V_A| + V_{CE\text{ repos}}}{I_{C\text{ repos}}} = 26.5 \text{ k}\Omega$$

Question 4a :

Equation au noeud C : $\frac{v_e - v_s}{r_{ce}} - g_m v_{be} - \frac{v_s}{R_c / R_u} = 0$ sachant que $v_{be} = -v_e$, on obtient :

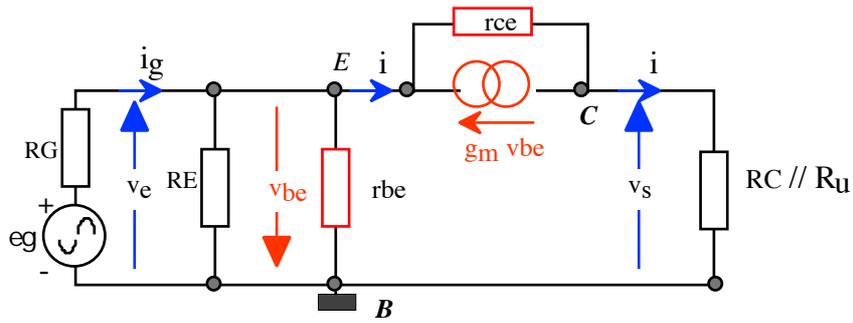
$$A_v = \left(g_m + \frac{1}{r_{ce}} \right) (R_c / R_u / h_{fe}) \text{ soit } A_v = +154$$

Gain en tension à vide (R_u infinie) : $A_{v0} = 183.7$

Question 4b : Résistance d'entrée R_e vue par le générateur d'attaque (e_g, R_g) :

$$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_E / h_{fe} / \frac{v_e}{i}$$

$$v_e = r_{ce} (i + g_m v_{be}) + (R_c / R_u) i$$



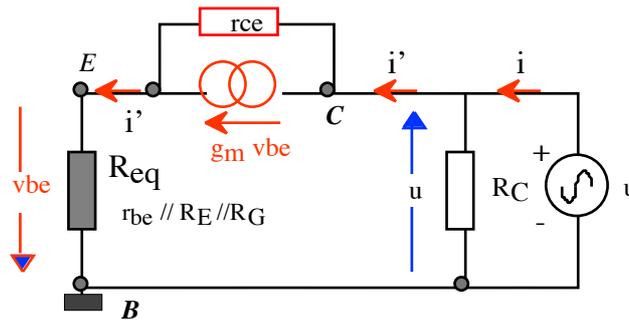
Sachant que : $v_e = -v_{be}$, il vient :

$$\frac{v_e}{i} = \frac{r_{ce} + (R_c // R_u)}{1 + g_m r_{ce}} \quad \text{soit :} \quad R_e = R_E // r_{be} // \frac{r_{ce} + (R_c // R_u)}{1 + g_m r_{ce}}$$

A.N. la résistance d'entrée est sensiblement égale à $(g_m)^{-1} = 6.25$.

Question 4c : Résistance de sortie vue par R_U .

Schéma du montage selon la méthode de "l'ohmmètre" :



$$R_s = R_c // \frac{u}{i'} \quad \text{avec : } u = r_{ce} (i' - g_m v_{be}) + R_{eq} i' \quad \text{et } v_{be} = -R_{eq} i'$$

il vient :

$$R_s = R_c // k.r_{ce} \quad \text{avec : } k = 1 + g_m R_{eq} + \frac{R_{eq}}{r_{ce}}$$

A.N. $R_s = 1 \text{ k} // 220 \text{ k} = 995$.

MONTAGES FONDAMENTAUX TRANSISTOR BIPOLAIRE NPN

<p style="text-align: center;">Montage émetteur commun</p>	<p style="text-align: center;">Montage collecteur commun</p>	<p style="text-align: center;">Montage base commune</p>
$R_e = R_p // [r_{be} + (\beta + 1) R_E]$	$R_e = R_p // [r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_U)]$	$R_e \frac{1}{g_m} = \frac{r_{be}}{\beta}$
$A_v = -\frac{\beta (r_{ce} // R_C // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1)R_E}$	$A_v = \frac{(\beta + 1) (r_{ce} // R_E // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1) (r_{ce} // R_E // R_U)} \quad 1$	$A_v = (g_m + \frac{1}{r_{ce}}) (r_{ce} // R_C // R_u)$
$R_s = R_C // k r_{ce} \quad \text{avec : } k > 1$	$R_s = R_E // \frac{(R_G // R_p) + r_{be}}{\beta + 1}$	$R_s = R_C // k r_{ce} \quad \text{avec : } k > 1$

La résistance R_p représente $R_1 // R_2$.

Le formulaire est utilisable pour les montages à transistors PNP.

Les paramètres du transistor sont tels que : $g_m = \frac{I_{Crepos}}{U_T}$ $r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_{Crepos}}$ $r_{ce} = \frac{|V_A| + |V_{CE}|}{I_{Crepos}}$

La résistance R_G peut être la résistance de sortie de l'étage amont et R_U la résistance d'entrée de l'étage aval.

CALCUL DES CAPACITES DE LIAISONS

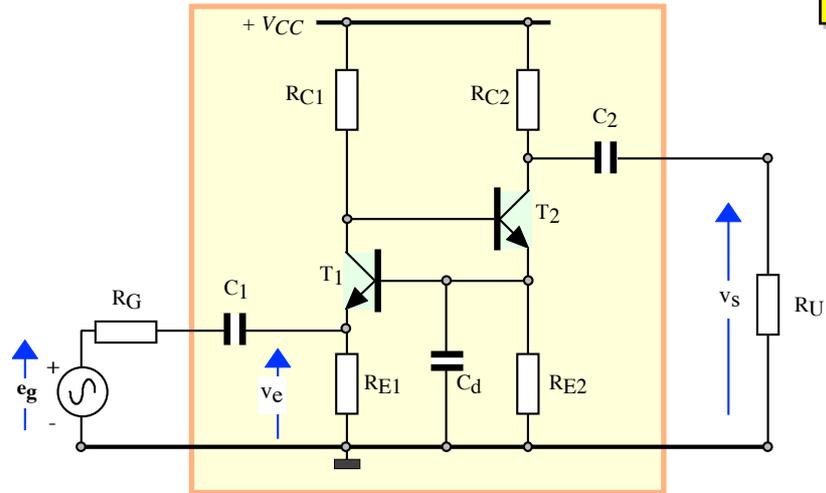
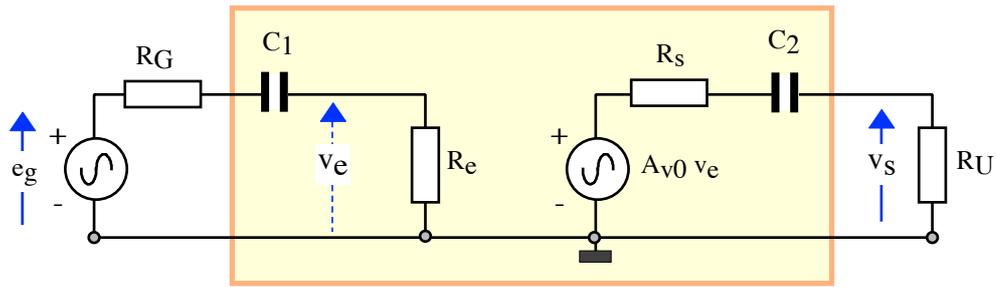


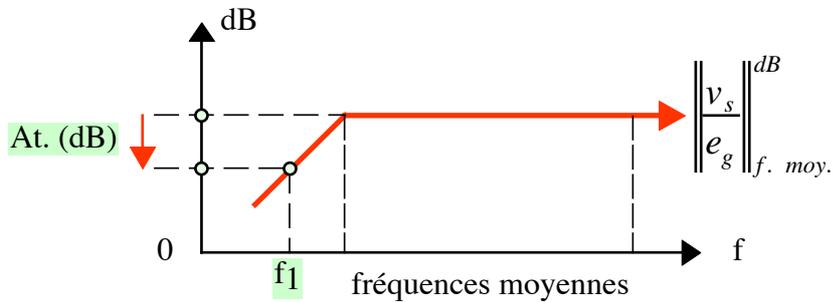
Schéma équivalent
petites variations et fréquences moyennes



$$f_{ce} = \frac{1}{2\pi (R_G + R_e) C_1}$$

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi (R_s + R_u) C_2}$$

**Courbe de réponse en fréquence du montage complet :
choix de l'atténuation par rapport aux fréquences moyennes**



$$At(dB) = -10 \cdot \log 1 + \frac{f_{ce}^2}{f_1^2} - 10 \cdot \log 1 + \frac{f_{cs}^2}{f_1^2}$$

CALCUL D'UNE CAPACITE DE DECOUPLAGE

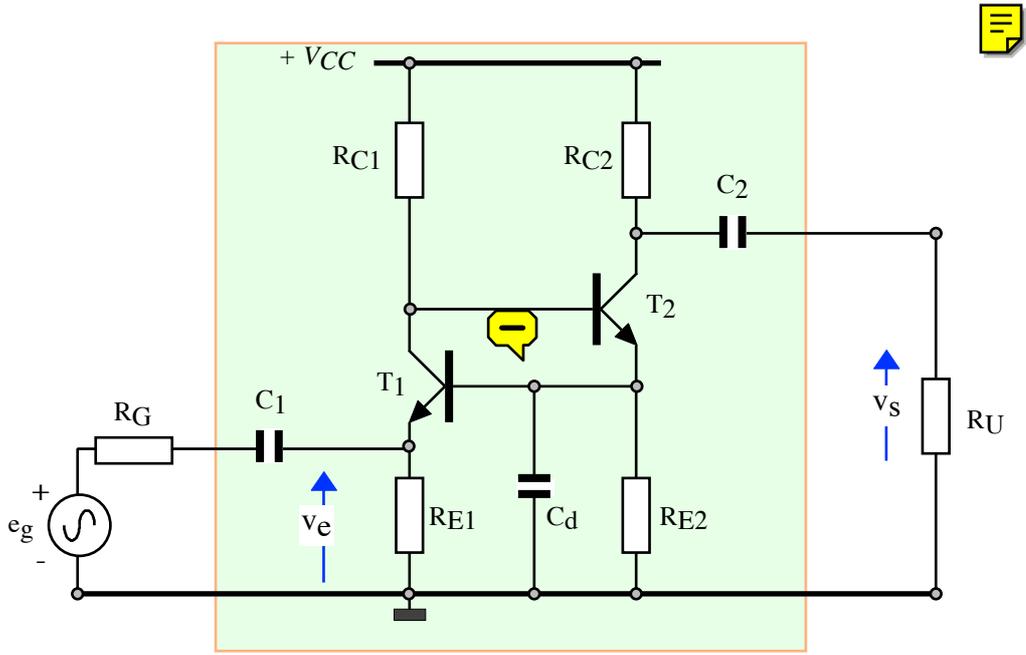
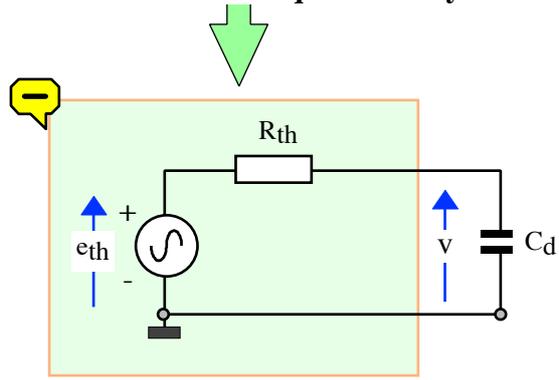


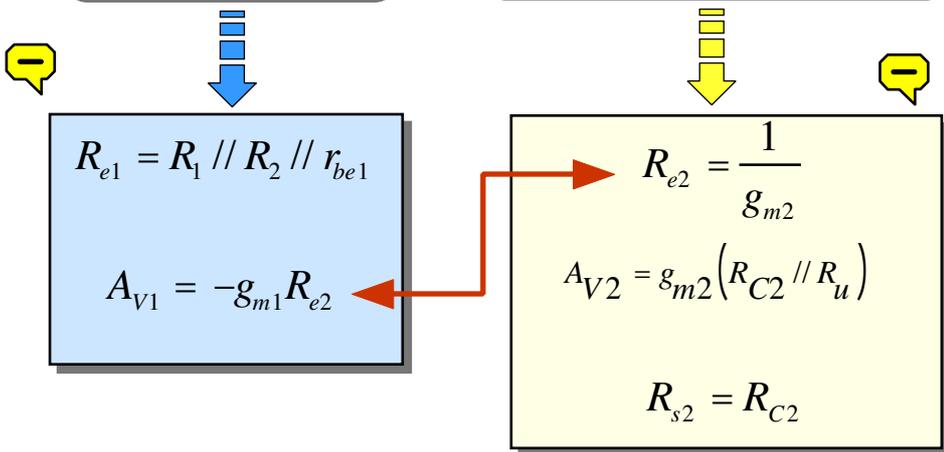
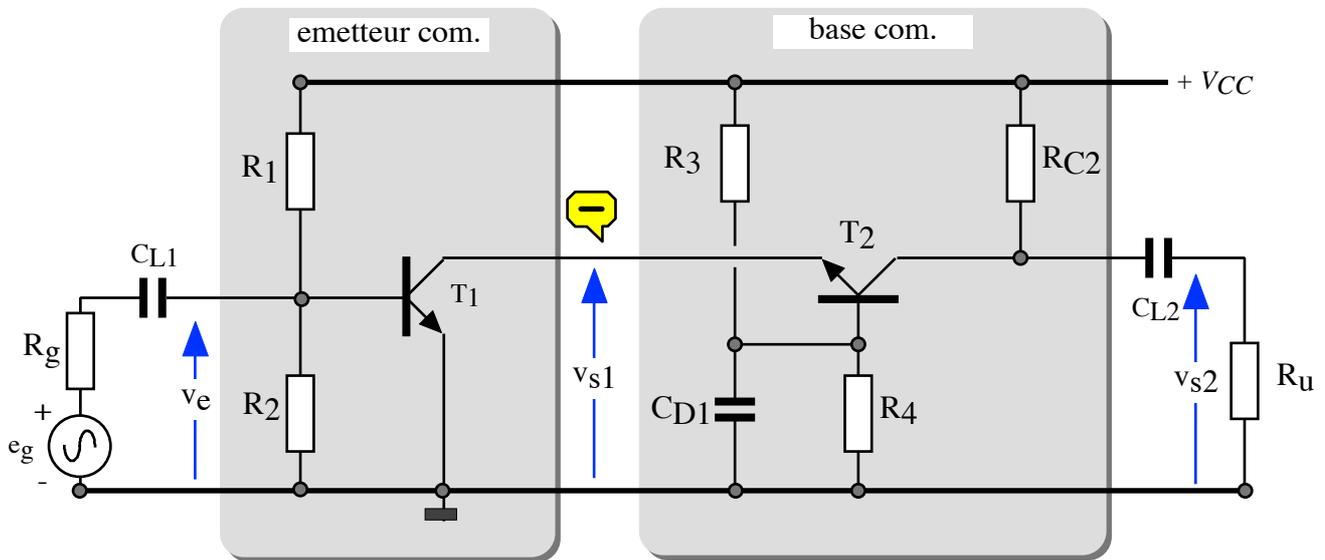
Schéma équivalent
petites variations et fréquences moyennes



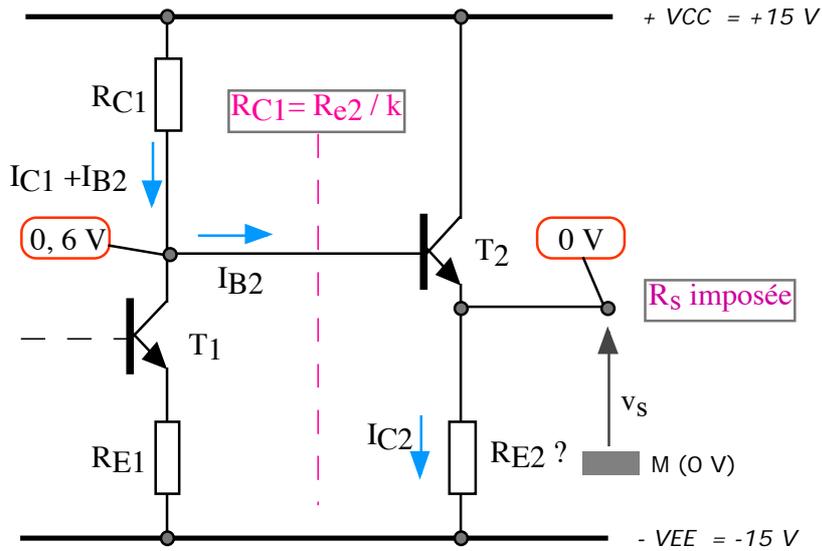
$$F_{\text{découplage}} = \left| \frac{e_{th} - v}{e_{th}} \right|_{dB} = -10 \cdot \log 1 + \frac{1}{(\omega \cdot R_{th} \cdot C_d)^2}$$

$$\frac{1}{\omega \cdot C_d} = R_{th} \sqrt{10^{-0.1 F_{\text{déc}}} - 1}$$

ASSOCIATION EMETTEUR COMMUN-BASE COMMUNE (CASCODE)



ASSOCIATION EMETTEUR COMMUN - COLLECTEUR COMMUN



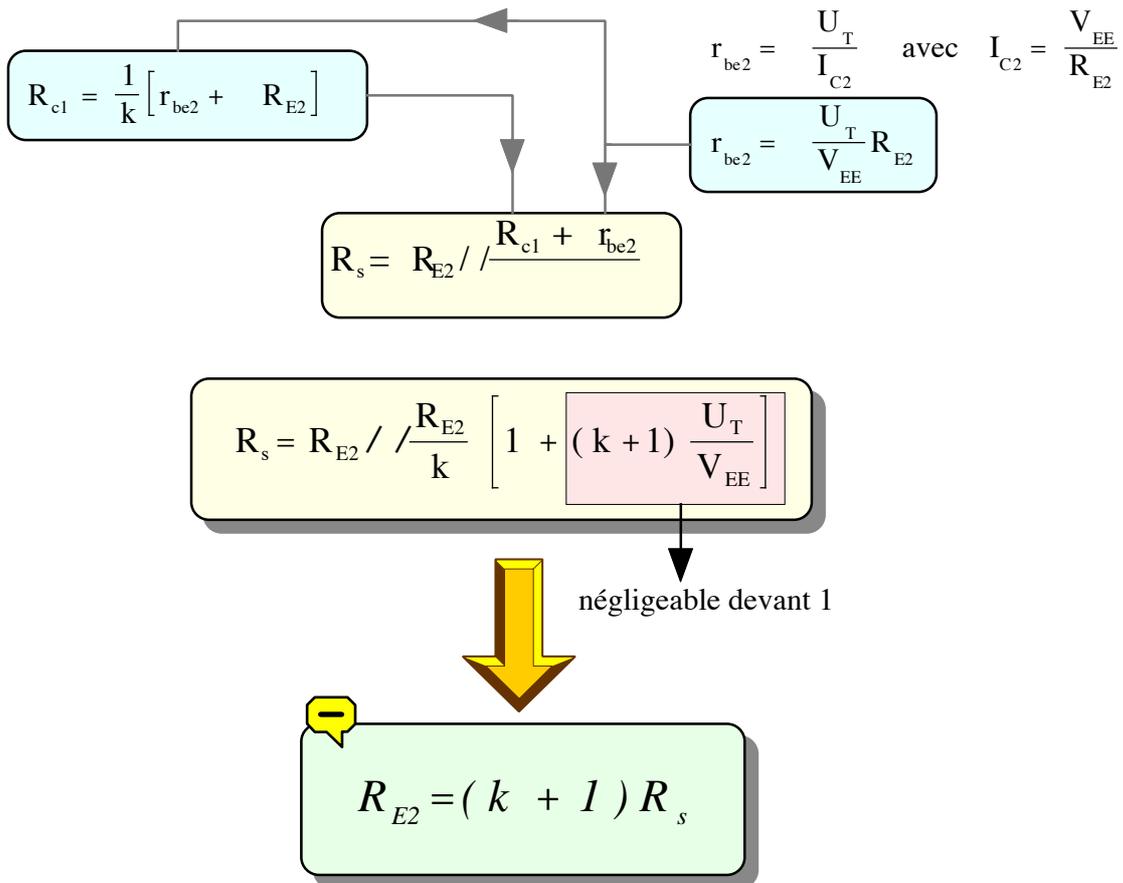
On désire avoir :



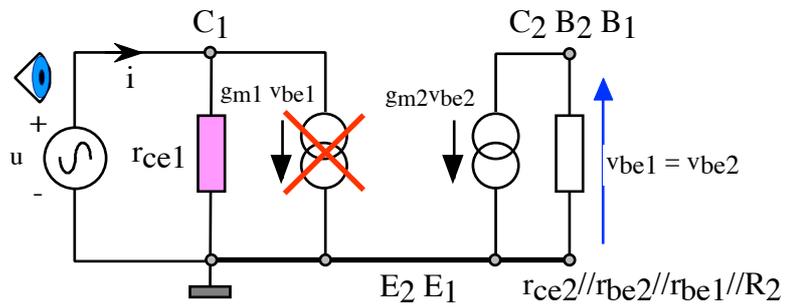
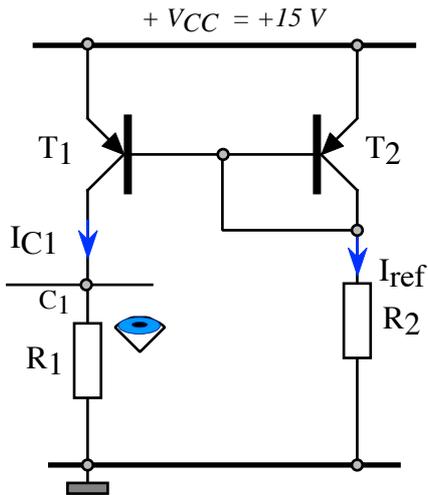
Une tension de repos en sortie nulle : $V_S = 0 \text{ V}$

Une résistance de sortie R_S fixée

Une résistance d'entrée de l'étage T2 k fois plus grande que la résistance de sortie de T1

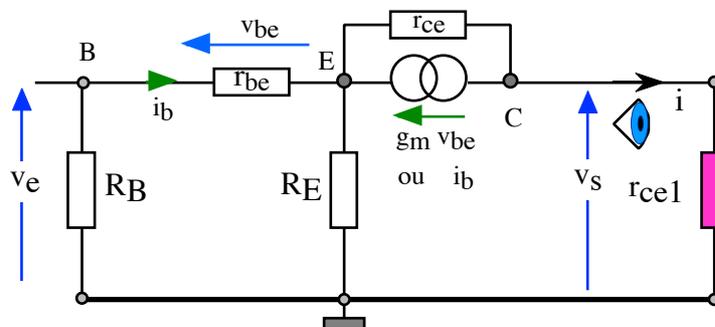
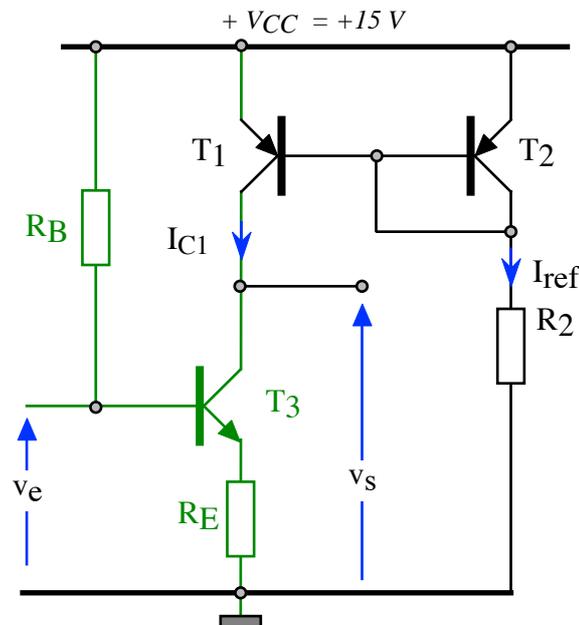


Miroir de courant à transistors PNP



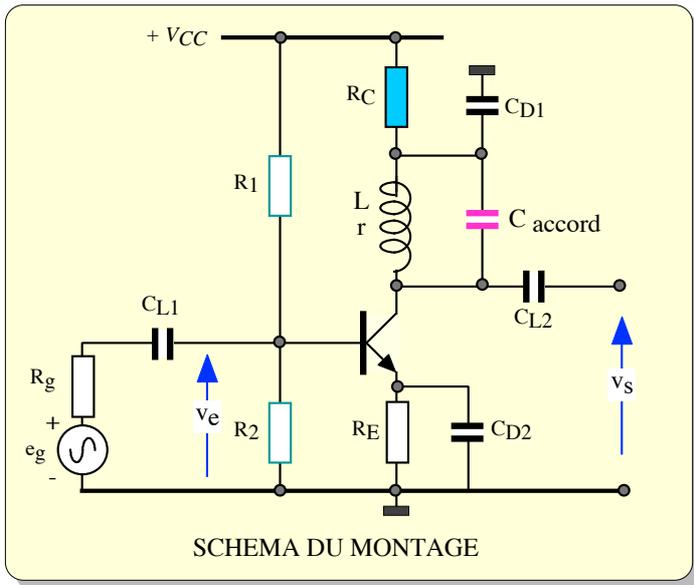
Détermination de la résistance de sortie vue par R1

Transistor en émetteur commun à charge active

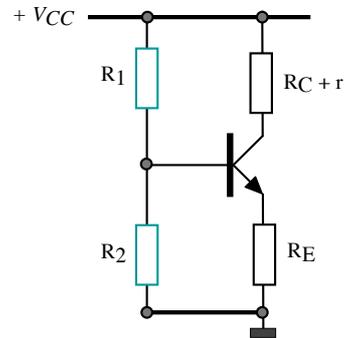


Schema du montage complet en régime des petites variations :
la résistance r_{ce1} de T1 constitue la charge de T3

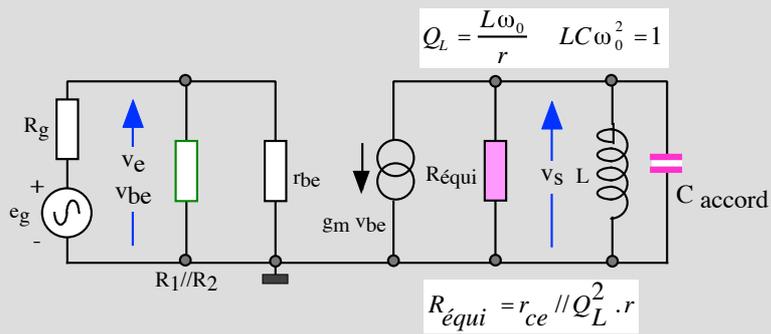
AMPLIFICATEUR SELECTIF EN EMETTEUR COMMUN



SCHEMA EN REGIME CONTINU



SCHEMA EN REGIME SINUSOIDAL PETITES VARIATIONS



COURBE DE REPONSE EN FREQUENCE

