I.U.T. « A » Bordeaux Département : G.E.I.I.

Polarisation du transistor NPN.

Montage amplificateur à transistor NPN monté en émetteur commun.

Méthodologie de dessin d'un schéma équivalant aux petites variations aux fréquences moyennes.

Montage amplificateur à transistor NPN monté en collecteur commun.

Montage amplificateur à transistor NPN monté en base commune.

Calcul des capacités de liaisons et de découplage d'un étage amplificateur.

Bilan des propriétés des montages fondamentaux du transistor NPN.

Association des montages émetteur commun et base commune (cascode).

Association des montages émetteur commun et collecteur commun.

Montage émetteur commun à charge active (miroir de courant).

Amplificateur sélectif à transistor monté en émetteur commun.

Annexe : spectre d'un signal

Philippe ROUX roux@elec.iuta.u-bordeaux.fr
tél. : 05 56845758

POLARISATION DU TRANSISTOR BIPOLAIRE NPN

1) DROITE DE CHARGE ET POINT DE FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR

On considère le montage de la figure 1 qui utilise un transistor NPN au silicium de type 2N1613 dont on donne les caractéristiques à 25°C . Ce transistor est alimenté par une tension continue V_{CC} égale à 15 V avec dans le collecteur R_C = 820 Ω et dans l'émetteur une résistance R_E = 180 Ω.

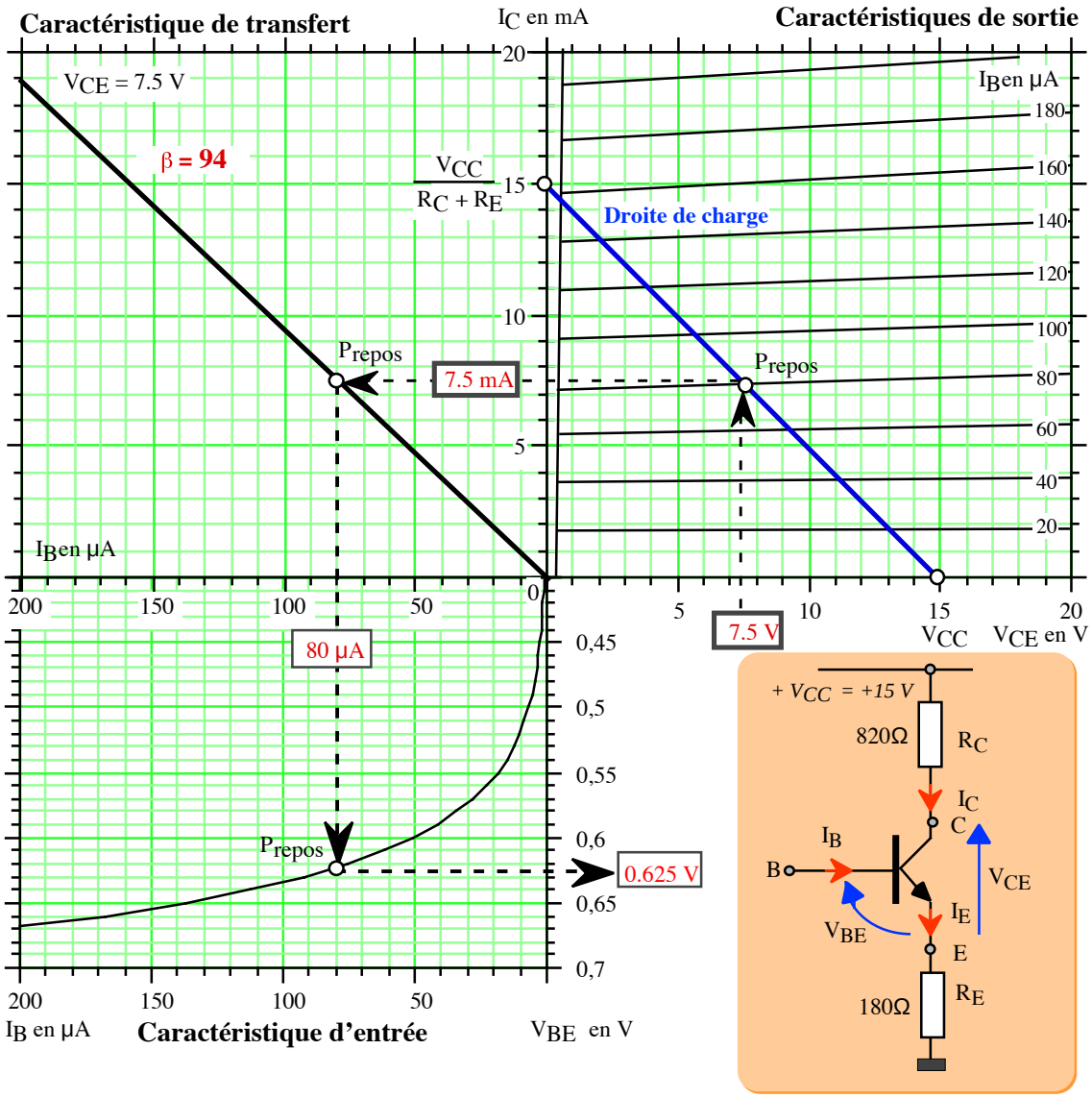


Figure 1 : caractéristiques du transistor et schéma du montage.

Le point de fonctionnement ou de repos du transistor se trouve sur la droite de charge statique du transistor. Celle-ci représente la relation entre V_{CE} et I_C pour le circuit extérieur au transistor :

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C \qquad avec : \quad I_E = I_C\,(1 + \frac{1}{\beta}) \approx I_C$$

La droite de charge est tracée dans le réseau de sortie compte-tenu des points remarquables : 15 mA (pour V_{CE} = 0 V) et 15V (pour I_C = 0 mA).

On choisi sur la droite de charge un point de repos P_{repos} tel que : $V_{CE\ repos} = 7.5\ V$. Dans le réseau de caractéristiques, on en déduit :

- La **caractéristique de transfert** : $I_C = f(I_B)$ pour $\mathbf{V_{CE}}$ **égal à 7.5 V constant** qui indique le gain en courant du transistor : $H_{FE} = \beta = I_{C\ repos} / I_{B\ repos} = 94$.
- La valeur des courants : $I_{C\ repos} = 7.5\ mA$ et $I_{B\ repos} = 80\ \mu A$.
- La valeur de la tension $V_{BE\ repos} = 0.625\ V$.

2) POLARISATIONS CLASSIQUES DU TRANSISTOR BIPOLAIRE NPN

Il existe deux méthodes classiques pour polariser le transistor c'est-à-dire fixer le courant $I_{C\ repos}$.

2.1) POLARISATION EN COURANT

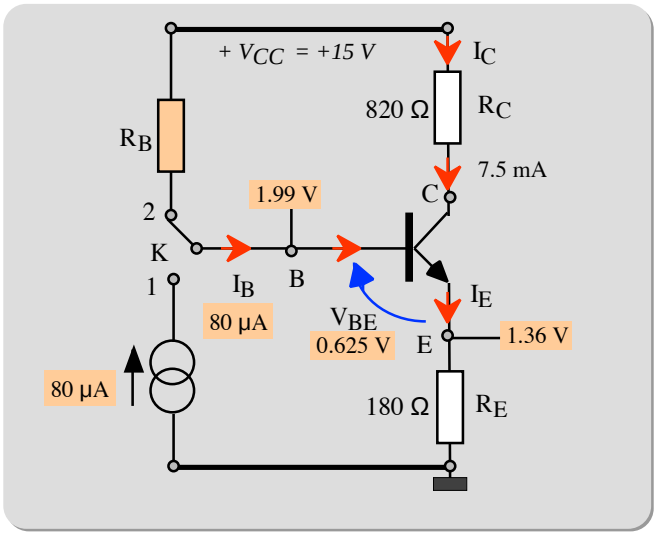


Figure 2 : polarisation « en courant »

Cette technique (figure 2 et K en 1) fait appel à un générateur de courant pour fixer $I_{B\ repos} = 80\ \mu A$.
La réalisation pratique de ce générateur de courant (K en 2) fait appel à la résistance R_B de valeur convenable reliant V_{CC} à la base B du transistor.
Détermination de la valeur de R_B :

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BM}}{I_{B\ repos}} = 162\ k\Omega \qquad soit\ R_{B\ norm.} = 150\ k\Omega$$

2.2) ***POLARISATION EN TENSION***

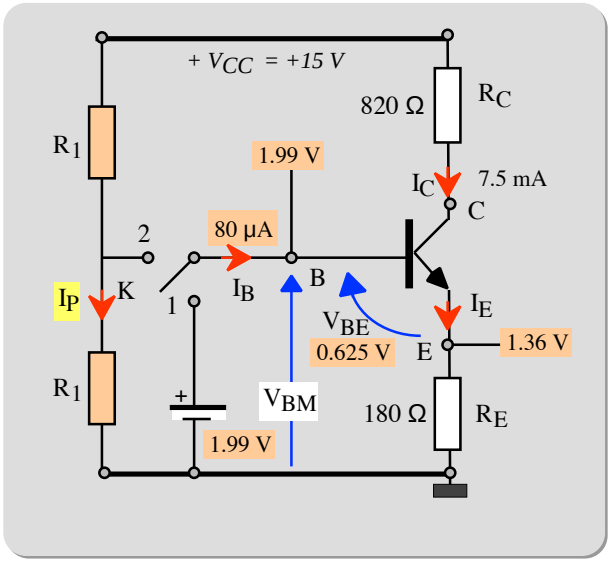


Figure 3 : polarisation « en tension »

Théoriquement, cette polarisation (figure 3) met en oeuvre un générateur de tension de 1.99 V (K en 1). La réalisation pratique de ce générateur (K en 2) s'effectue à l'aide d'un pont diviseur R_1 R_2 de la tension V_{CC} d'alimentation.
Le calcul des résistances de polarisation R_1 et R_2 est obtenu par le choix d'un courant de pont I_P tel que :

$$10\, I_{B\ repos} \leq I_P \leq 20\, I_{B\ repos}$$

En choisissant ici : I_p = 1 mA on obtient : $R_1 = \dfrac{V_{CC} - V_{BM}}{I_P + I_{Brepos}}$ $R_2 = \dfrac{V_{BM}}{I_P}$

R_1 = 12 kΩ, R_2 = 1.99 kΩ, valeurs normalisées : 10 kΩ et 1.8 kΩ.

REMARQUE IMPORTANTE :

En pratique, pour polariser le transistor, la connaissance des réseaux de caractéristiques du transistor n'est pas nécessaire. En effet, il faut donner aux résistances de polarisation, une valeur normalisée voisine de la valeur calculée, ce qui rend inutile une valeur précise de la tension V_{BE}. Aussi, pour déterminer une polarisation, il suffit de connaître :

- La valeur du gain en courant β du transistor bipolaire pour avoir $I_{B\ repos} = \dfrac{I_{C\ repos}}{\beta}$
- Prendre systématiquement V_{BE} = 0.6V afin de calculer la tension V_{BM}.

3) COMPARAISON DES POLARISATIONS EN COURANT ET EN TENSION VIS A VIS DES VARIATIONS DE TEMPERATURE

3.1) EFFETS DE LA TEMPERATURE SUR LE TRANSISTOR

Les caractéristiques d'un transistor sont sensibles à la température qui modifie simultanément :

- La caractéristique d'entrée (jonction passante) selon la loi : $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \approx -2.5 \quad mV°.C^{-1}$
- Le gain en courant avec : $\frac{1}{\beta}\frac{\Delta\beta}{\Delta T} = 0.6\%.°\,C^{-1}$

Par exemple, pour une température évoluant de 25 à 125 °C, on obtient avec le transistor choisi :

Température	**25°C**	**125°C**	**ΔT = 100°C**
V_{BE} (V)	0.625	0.375	ΔV_{BE} = - 0.25 V
β	94	150	Δβ = 56

Les variations de V_{BE} et de β avec la température provoquent un déplacement important et néfaste du point de repos sur la droite de charge.

Une solution technique simple pour combattre ces effets consiste à placer une résistance R_E de valeur convenable entre l'émetteur du transistor et la masse.

3.2 COMPARAISON VIS A VIS DES VARIATIONS DE LA TEMPERATURE

Pour comparer les deux polarisations précédentes, lorsque la température évolue de 25 à 125 °C, on recherche, sur la droite de charge, la variation $\Delta I_C = I_C$ (125°C) - I_C (25°) du courant de repos de collecteur. La variation de courant ΔI_C, qui dépend à la fois de ΔV_{BE} et Δß, est obtenue en écrivant une différentielle totale :

$$dI_C = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\right)_{\beta ct}.dV_{BE} + \left(\frac{\partial I_C}{\partial \beta}\right)_{VBEct}.d\beta$$

$$\Delta I_C = S_V.\Delta V_{BE} + S_\beta.\Delta\beta \quad (1)$$

- S_V: coefficient de stabilité pour les variations de V_{BE}
- $S_ß$: coefficient de stabilité pour des variations de β

Pour simplifier l'analyse, on effectue cette étude avec le schéma commun de la figure 4 qui est obtenu par application du théorème de Thévenin entre la base et la masse. Le tableau donne les résultats correspondants : E_{th} et R_{th}

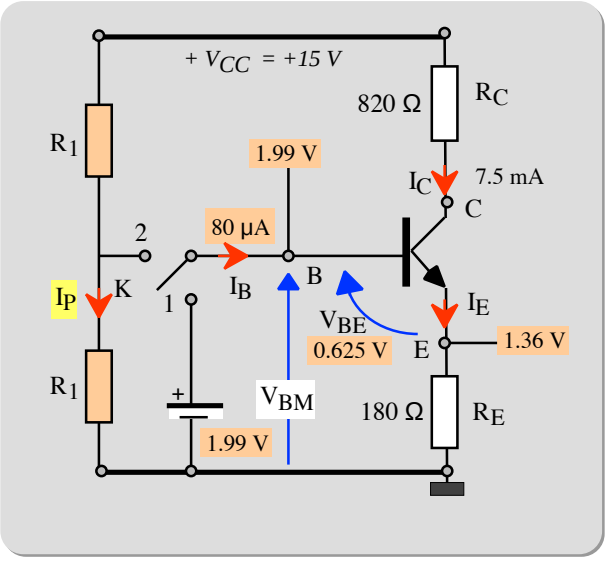


Figure 4 : schéma d'étude commune à 25 °C

	Tension E_{th}	**Résistance R_{th}**
Polarisation en courant	$V_{CC} = 15$ V	$R_B = 162$ kΩ
Polarisation en tension	$V_{CC}\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.12 \ \ V$	$R_1 // R_2 = 1.7$ Ω

Avant d'appliquer l'équation (1), il faut déterminer l'expression du courant I_C en fonction de V_{BE} , du gain en courant β qui varient avec T et des éléments du montage. On en déduit ensuite, avec les dérivées partielles, les expressions des coefficients de stabilité S_V (en mS) et S_β (en µA) :

$$I_C = \beta \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \qquad S_V = -\frac{\beta}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \qquad S_\beta = \frac{(E_{Th} - V_{BE})\,(R_{Th} + R_E)}{\left[R_{Th} + (\beta + 1)R_E\right]^2}$$

Résultats de l'équation (1) pour $\Delta T = 100°C$:

	Polar en courant	**Polar. en tension**
S_β (µA)	72.68	7.9
S_V (mS)	- 0.524	-5
ΔI_C (mA)	**4.23**	**1.7**

Le tableau des résultats indique que la polarisation en tension assure la dérive en température la plus faible du courant de repos de collecteur. Elle sera donc choisie lorsque la plage de variation de la température du montage est importante.

4) AUTRE MODE DE POLARISATION DU TRANSISTOR BIPOLAIRE NPN

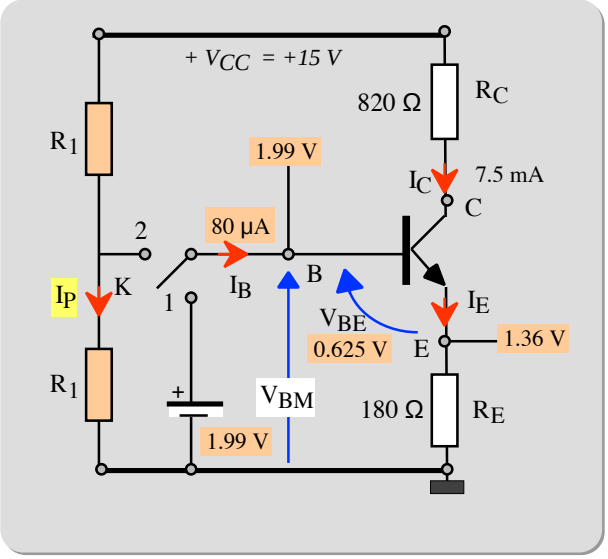


Figure 5 : polarisation « par rétroaction »

Il existe une autre possibilité de polarisation du transistor en utilisant une résistance collecteur-base R_p (figure 5) reliant la collecteur et la base du transistor. Sachant que la résistance R_P est parcourue par le courant de base :

$$R_P = \frac{V_{CE\ repos} - V_{BE\ repo}}{I_{B\ repos}} = 85.9\ \text{k}\Omega \text{ soit } 82\ \text{k}\Omega \text{ normalisée}$$

Sachant que :

$$I_C = \frac{\beta\ (V_{CC} - V_{BE})}{R_P + (\beta + 1)(R_C + R_E)} \quad (2)$$

On obtient les coefficients de stabilité en température du montage :

$$S_v = -\frac{\beta}{R_P + (R_C + R_E)(\beta + 1)} \qquad S_\beta = \frac{(V_{CC} - V_{BE}).(R_P + R_C + R_E)}{R_P + (R_C + R_E)(\beta + 1)}$$

À titre de comparaison avec les polarisations précédentes, pour une variation de température de 25 °C à 100° C, on obtient ici : S_v = -5.2 mS et S_β = 38.2 µA soit une dérive en température du courant de repos de collecteur : ΔI_C = 2.26 mA.

Cette polarisation est donc moins performante que la polarisation en tension. Cependant, ce montage a l'avantage de procurer une assez bonne stabilité en température (rôle de la résistance R_C dans l'équation (2)) même en l'absence de la résistance R_E, contrairement aux polarisations précédentes.

5) POLARISATION DANS LES CIRCUITS INTEGRES : MIROIR DE COURANT SIMPLE

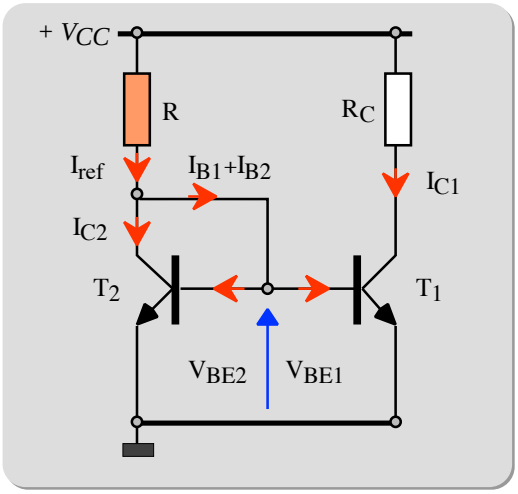


Figure 7 : montage miroir de courant simple

Les circuits intégrés offrent la possibilité de réaliser des transistors rigoureusement identiques obéissant à la loi habituelle :

$$I_C = I_{SBC}\, exp(\frac{V_{BE}}{U_T}) \quad (2)$$

où U_T = 25 mV à 25°C et I_{SBC} est le courant inverse de saturation de la jonction base-collecteur.

Le montage de la figure 7 est utilisé pour polariser le transistor T_1 dans un circuit intégré où les polarisations classiques ne sont pas utilisables. La polarisation de T_1 est alors assurée par T_2 (rigoureusement identique à T_1) monté en diode par un court-circuit collecteur base.

Sachant que, d'une part les tensions V_{BE1} et V_{BE2} sont égales et que d'autre part les transistors identiques sont caractérisés par un même courant I_{SBC}, on en déduit que les courants I_{C1} et I_{C2} sont aussi égaux. Dans ces conditions, on montre que :

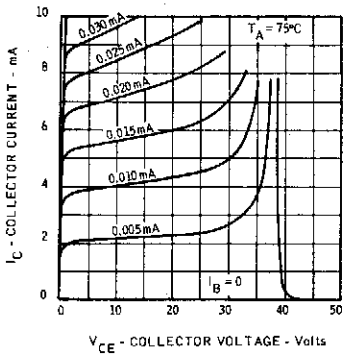
$$I_{C1} = I_{ref} \frac{1}{1+\frac{2}{\beta}} \approx I_{ref}$$

Le courant de collecteur de T_1 recopie le courant I_{ref} d'où le nom du montage : « miroir de courant ». La stabilité en température de ce montage est excellente.

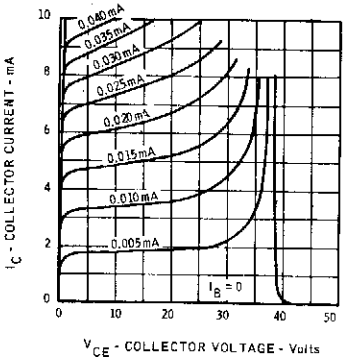
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(25° C free air temperature unless otherwise noted)

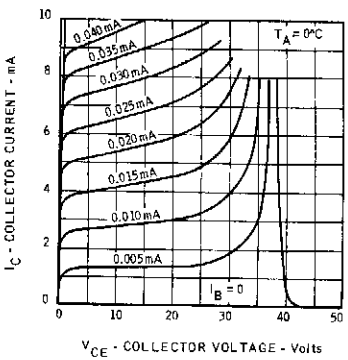
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



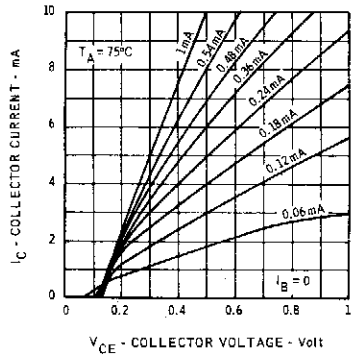
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



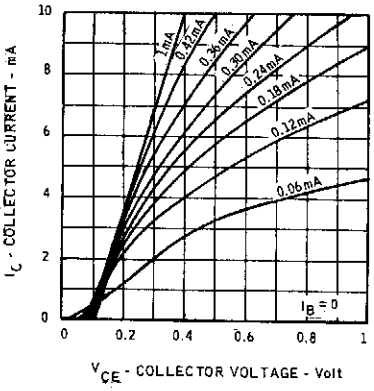
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



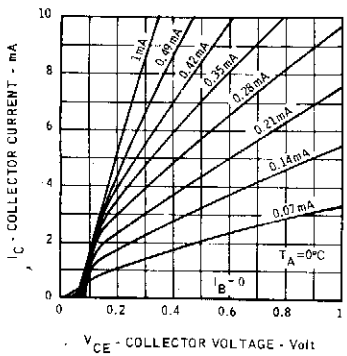
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



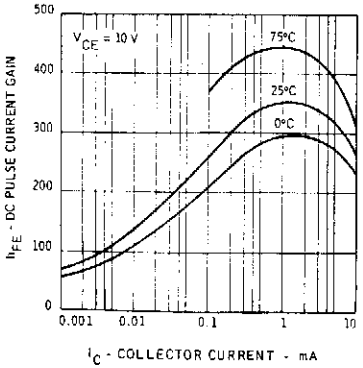
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



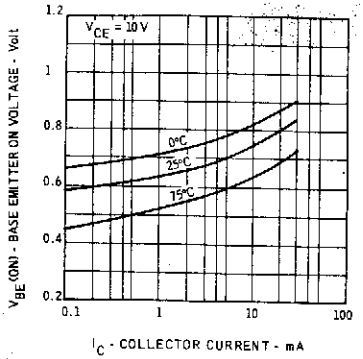
COLLECTOR CHARACTERISTICS*



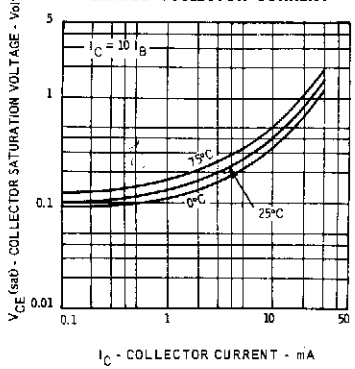
DC PULSE CURRENT GAIN VERSUS COLLECTOR CURRENT



BASE-EMITTER ON VOLTAGE VERSUS COLLECTOR CURRENT



COLLECTOR SATURATION VOLTAGE VERSUS COLLECTOR CURRENT



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.

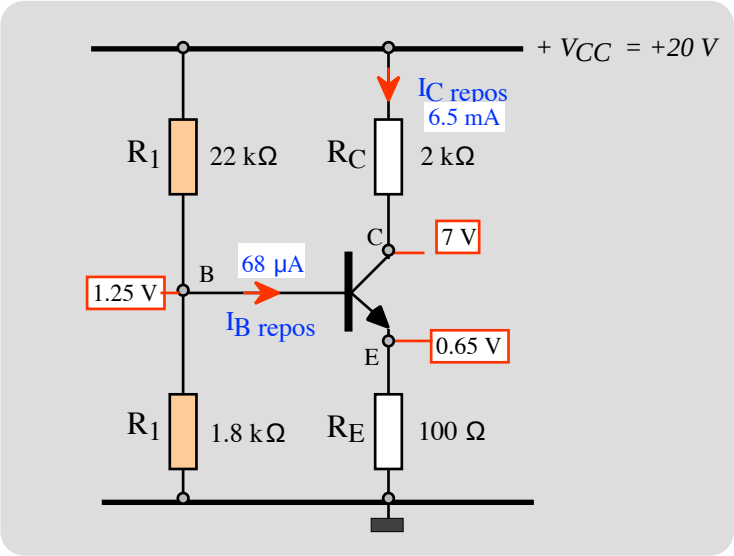


Figure 1 : transistor NPN polarisé

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 Rg 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).

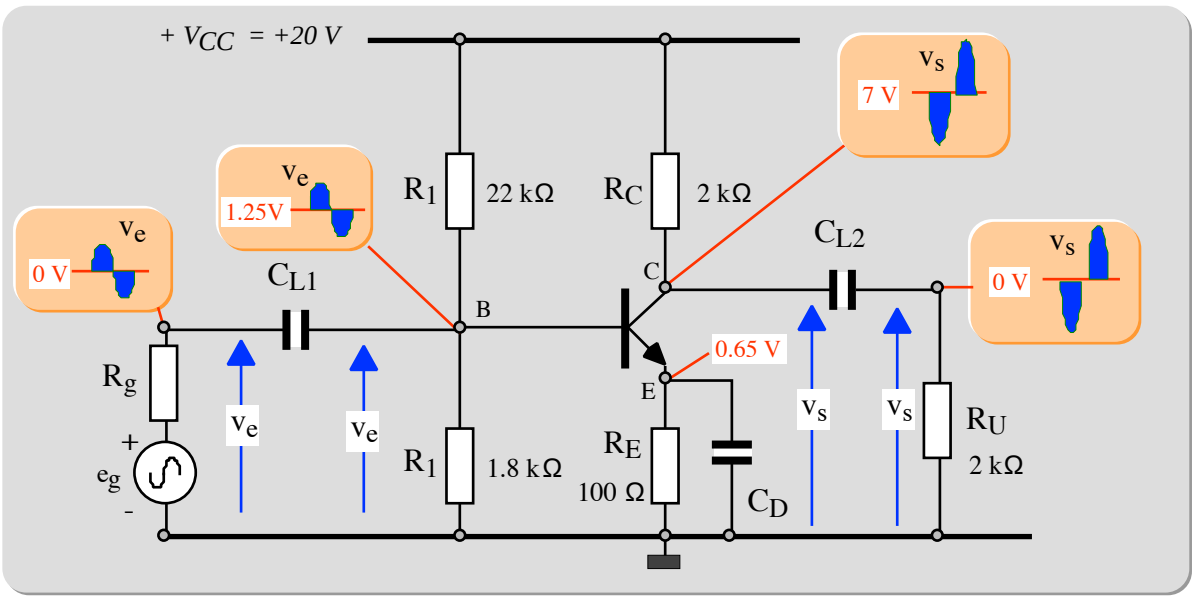


Figure 2 : Montage amplificateur en émetteur commun

On doit dans un premier temps résoudre un problème. En effet, le générateur eg 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.

Dessinons 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.

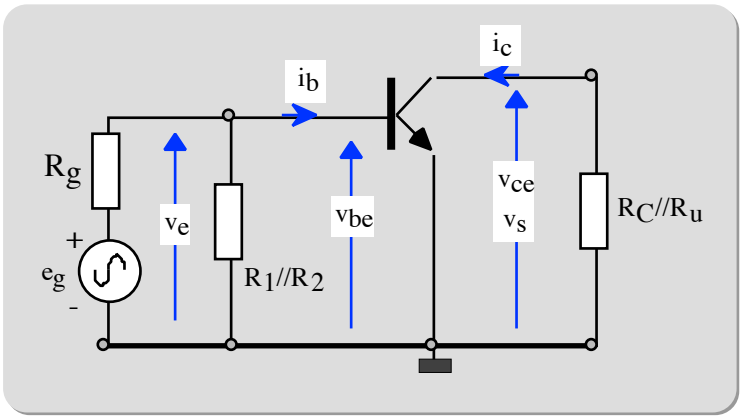


Figure 3

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 eg (t) est nul)
- Son coefficient directeur est tel que : $\Delta V_{CE} = - (R_C//R_u)\ \Delta I_C$.

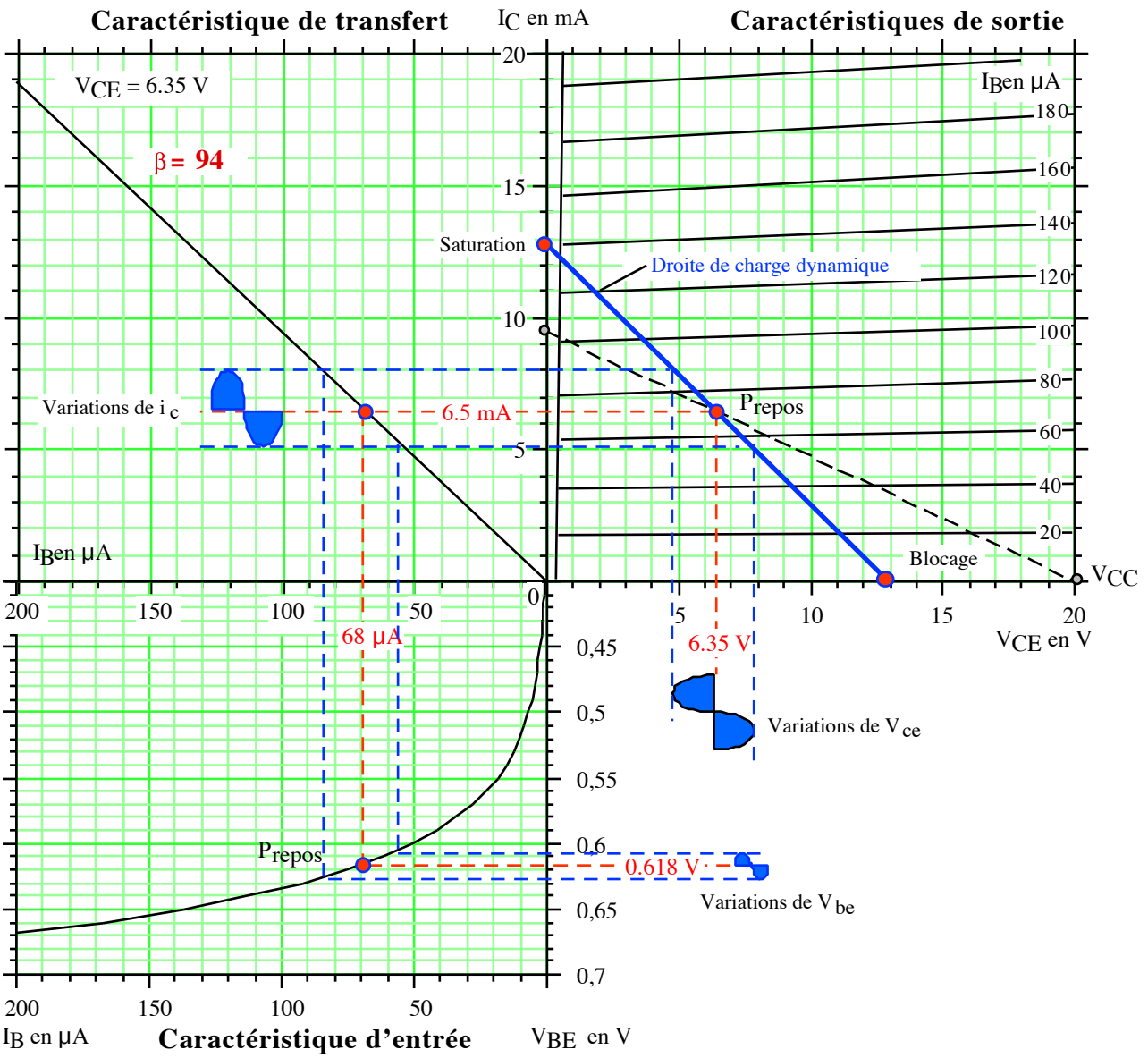


Figure 4 : illustration de l'effet amplificateur

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 $V_{BE\ repos}$ 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'entée v_e est suffisamment petite (petites variations), le transistor NPN (ou PNP) peut être simulé par le schéma équivalent linéaire suivant :

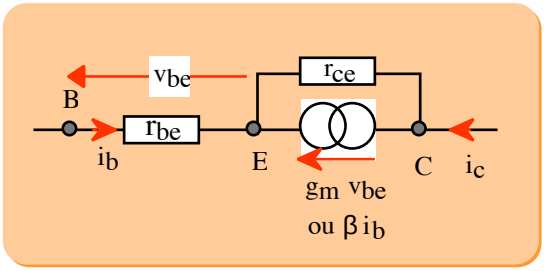


Figure 5 : schéma équivalent au transistor NPN (ou PNP)

- 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 : **[$g_m.v_{be}$]** ou **[$\beta.i_b$]**.
- 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}, β et r_{ce} se déterminent graphiquement autour du point de repos :

$$r_{be} = \left(\frac{dV_{BE}}{dI_B}\right)_{P\,repos} \quad \beta = \left(\frac{dI_C}{dI_B}\right)_{VCE\,constant} \quad r_{ce} = \left(\frac{dV_{CE}}{dI_C}\right)_{IC\,constan}$$

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

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

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].

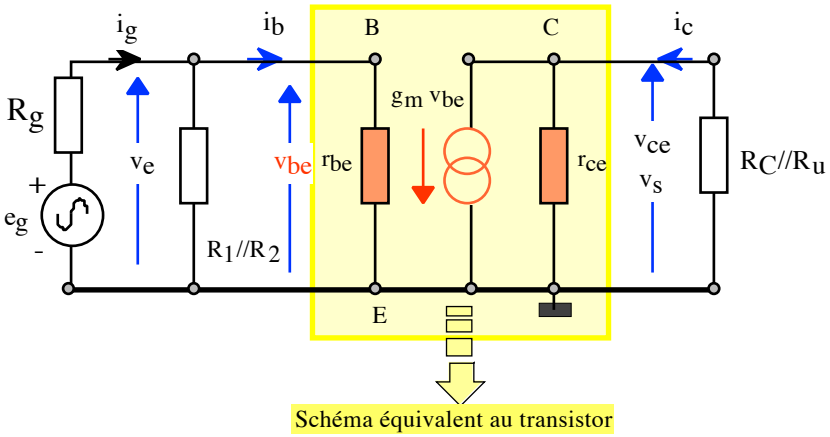


Figure 6 : schéma équivalent aux petites variations du montage complet.

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

Gain en tension : $A_V = \frac{v_s}{v_e}$	$A_V = -g_m.(R_{ce} // R_C // R_u) = -253$
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	$A_P = 10\ log(A_v^2 \frac{R_e}{R_s}) = 40dB$

(*)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.

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 "β ib" (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.

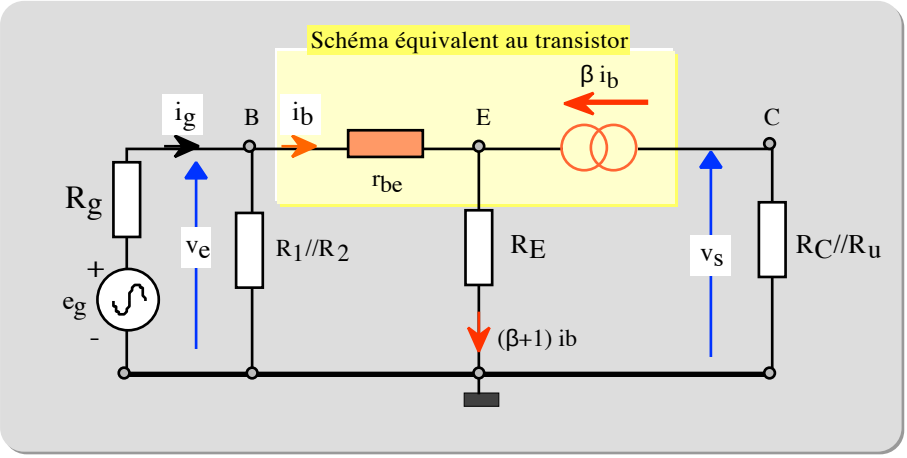


Figure 7

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

Résistance d'entrée	Gain en tension	Résistance de sortie
$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_1 \,//\, R_2 \,//\, [r_{be} + (\beta + 1)R_E]$ 1.4 kΩ	$A_v = -\frac{\beta (R_C \,//\, R_u)}{r_{be} + (\beta + 1)R_E} = -9.6$	$R_s = R_C = 2\ k\Omega$

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 β du transistor. En effet, pour $r_{be} << (\beta+1)\ R_E$), 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 Av 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 défini 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 Δf est donné par leur différence.

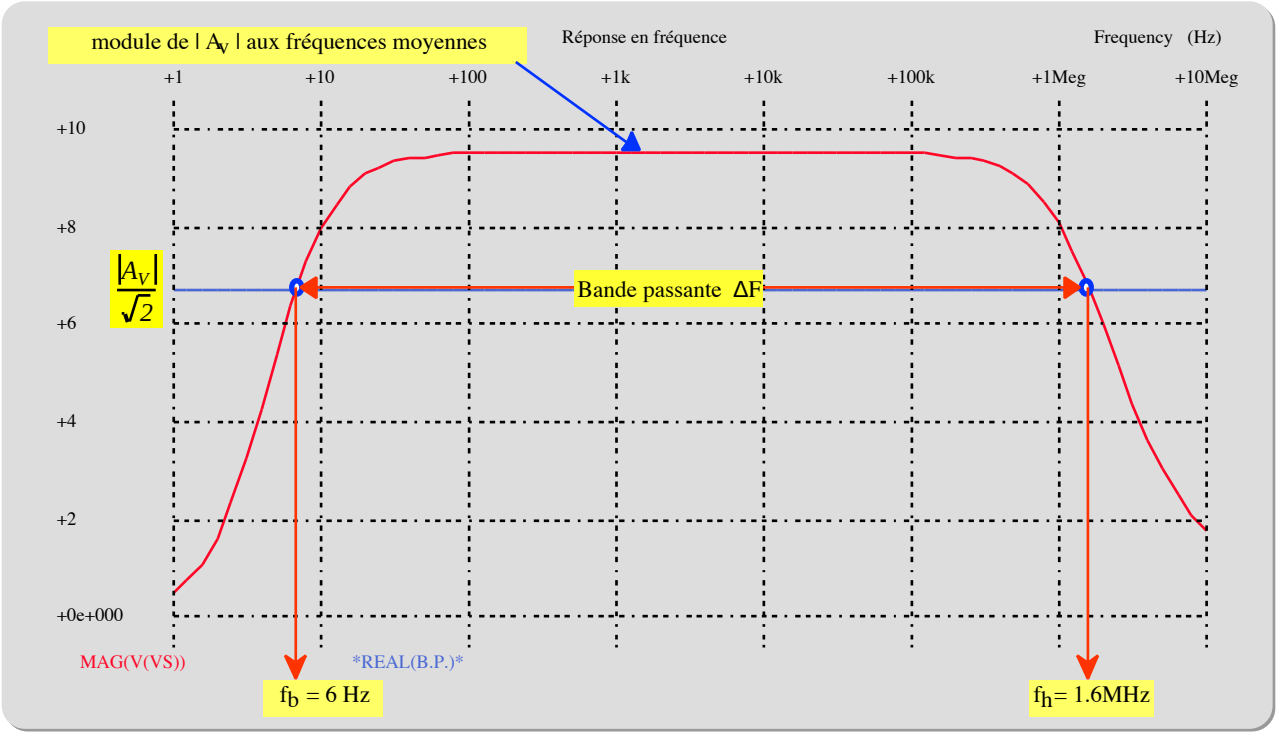


Figure 8 : courbe de réponse en fréquence

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.

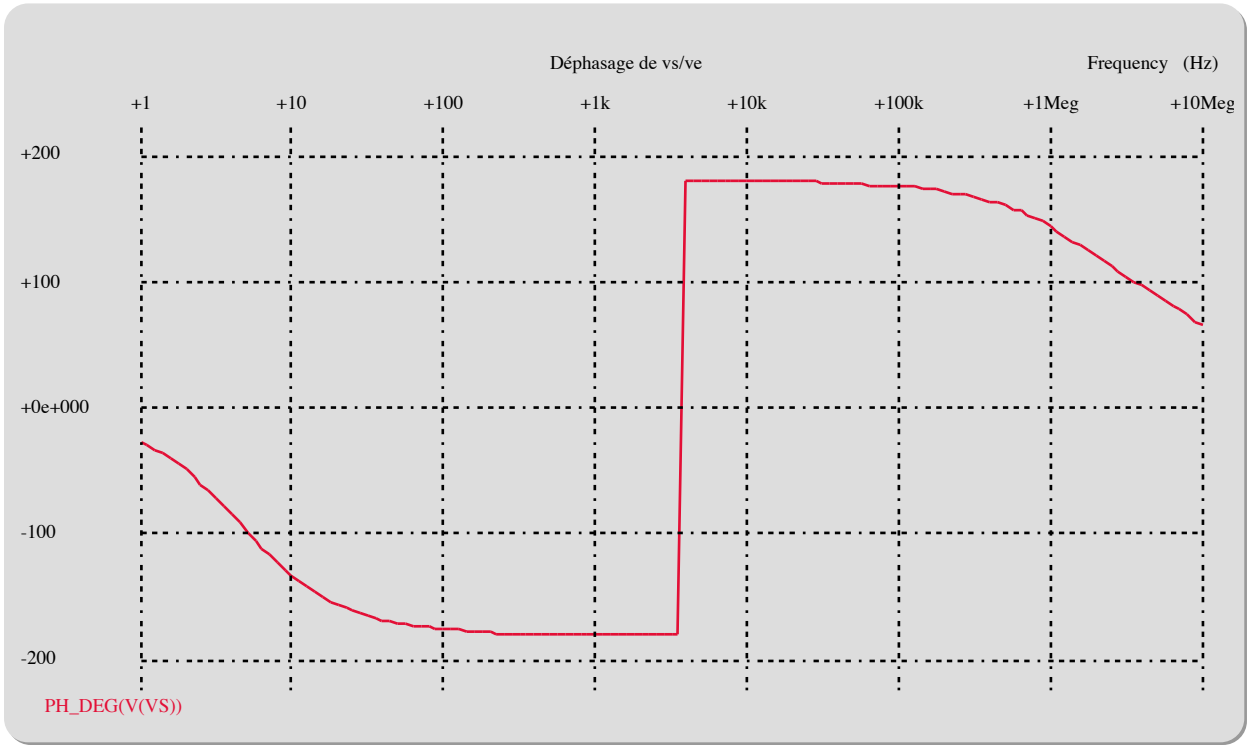
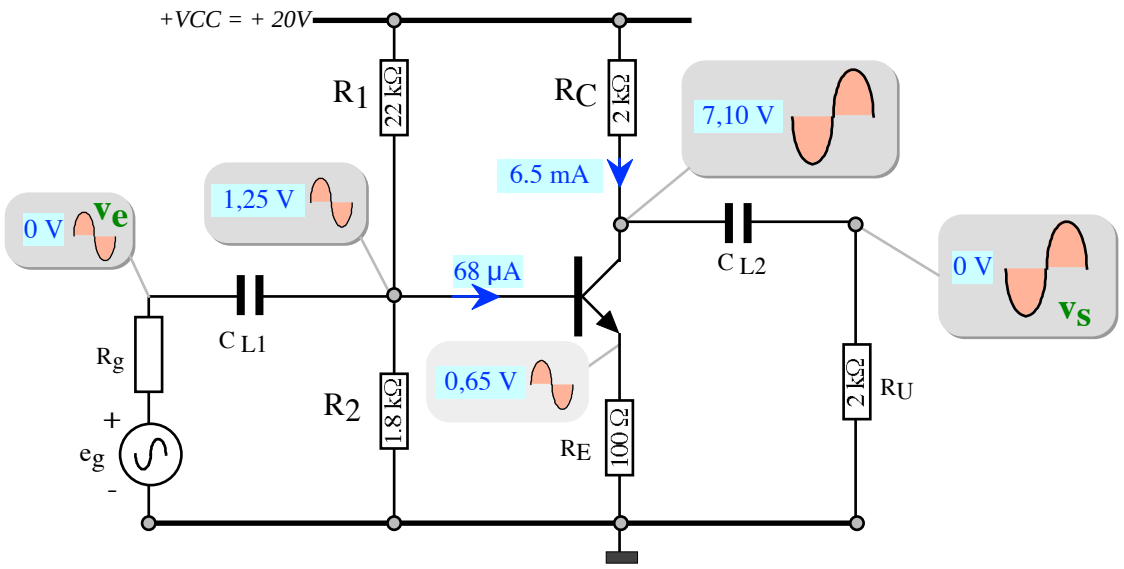


Figure 9 : déphasage de vs/ve en fonction de la fréquence.

Amplificateur E.C à transistor NPN



Amplificateur E.C à transistor PNP

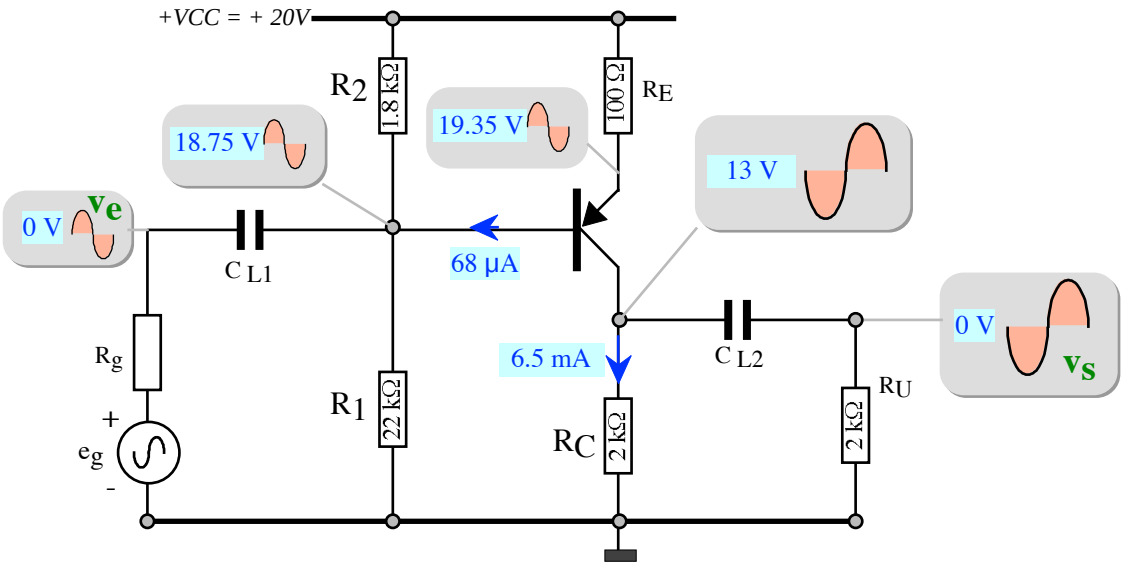
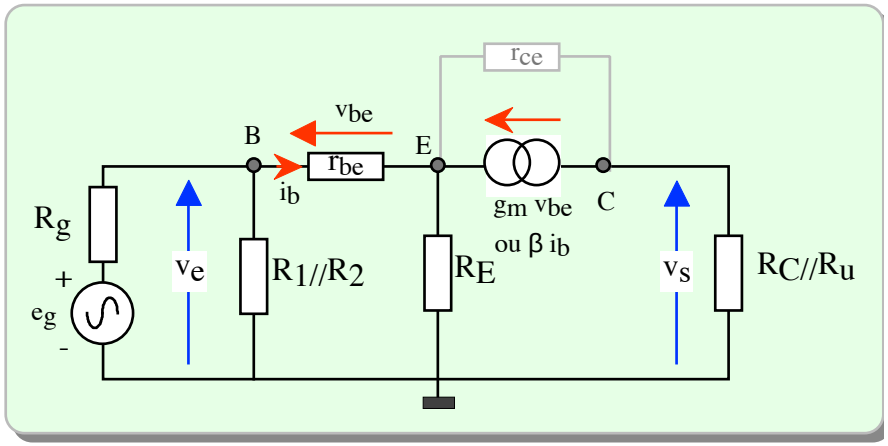


Schéma aux petites variations des deux montages

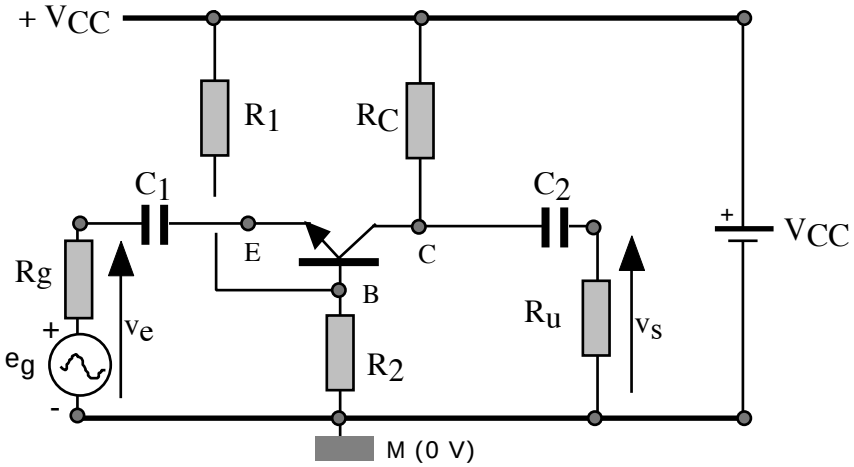


$$A_v = -\frac{\beta\,(R_C \,//\, R_u)}{r_{be} + R_E(\beta+1)}$$

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

$$R_s = R_C$$

ORGANISATION D'UN SCHÉMA ÉQUIVALENT AUX PETITES VARIATIONS SINUSOÏDALES AUX FRÉQUENCES MOYENNES

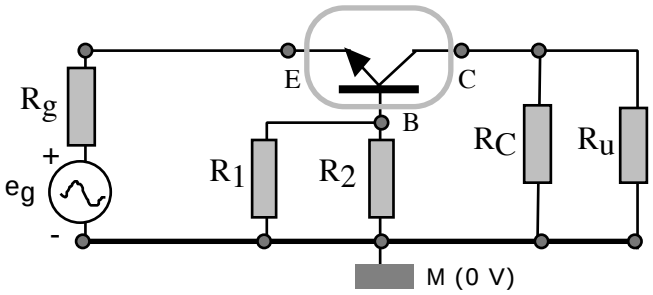


On considère le schéma complet d'un montage amplificateur base commune. La procédure pour obtenir le schéma équivalent aux petites variations et aux fréquences moyennes est la suivante :

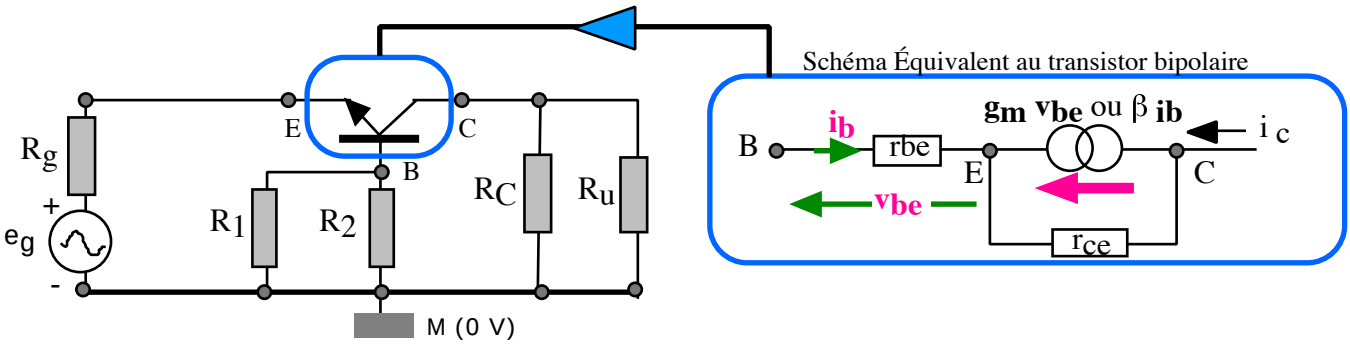
1) Dessiner un premier schéma compte tenu des règles suivantes :

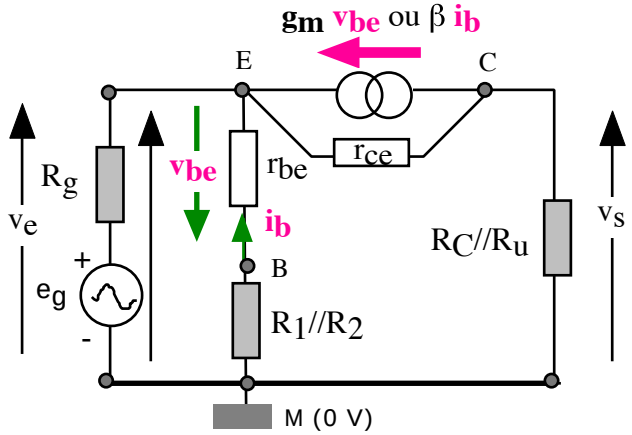
Générateur de tension continue parfait	->	Court-circuit
Générateur de courant continu parfait	->	Circuit ouvert
Condensateur aux fréquences moyennes	->	Court-circuit

Indiquer sur ce schéma la base B, l'émetteur E et le collecteur C



2) Remplacer ensuite le transistor par son schéma équivalent aux petites variations
Faire éventuellement des regroupements de résistances sans toutefois perdre la commande (i_b ou v_{be}) du générateur dépendant $\beta\ i_b$ ou $g_m\ v_{be}$.





TRANSISTOR NPN : AMPLIFICATEUR COLLECTEUR COMMUN

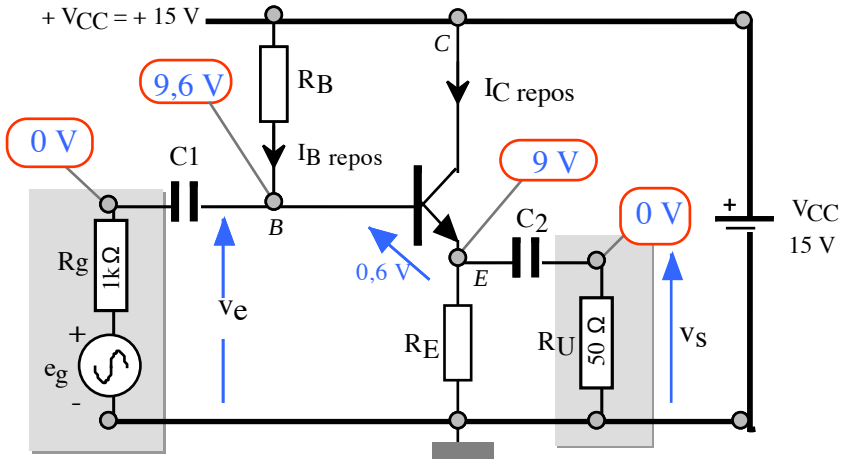


Figure 1

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 °C, un transistor NPN au silicium tel que : ß = 300, V_{BE} = 0,6 V, Tension de Early : V_A = - 200 V

1) On choisit le point de repos du transistor tel que : $I_{C\ repos}$ = 3 mA et $V_{CE\ repos}$= 6 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 généra-
   teur 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 "ß i_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 : $A_v = v_s / v_e$.

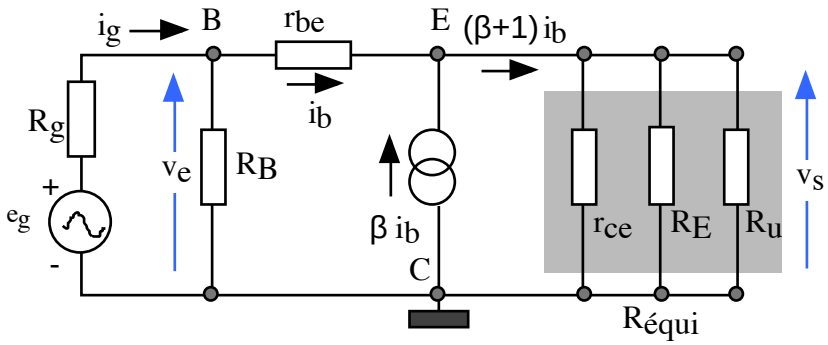
6) Calculer le gain en puissance A_p de l'étage en déciBels et son gain en courant A_i.

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.
   $V_{EM} = - V_{CE\ repos} + V_{CC}$ = 9V
   $V_{EM} = R_E\ I_{Crepos}$ (avec un ß de 300, le courant de base est négligeable). R_E = 3 KΩ
   $V_{BM} = V_{BE\ repos} + V_{EM}$ = 9,6 V $I_{B\ repos} = I_{C\ repos}$ /ß = 3 μA R_B = 540 kΩ
   Les tensions continues aux bornes des capacités sont indiquées sur la figure 1.

2)



---

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

---

4) On écrit l'équation au noeud B :

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

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

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

---

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

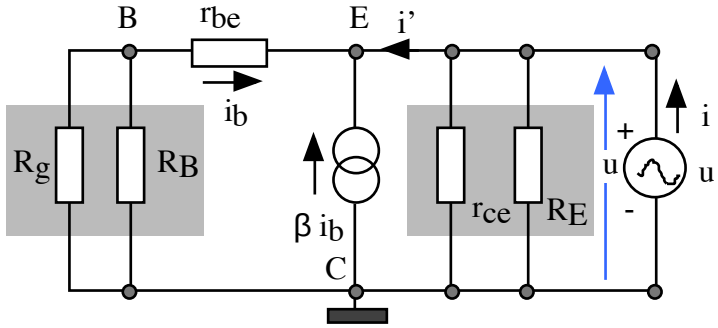
$$A_v = \frac{(\beta + 1)\, R_{équi}}{r_{be} + (\beta + 1)\, R_{équi}} = 0{,}855$$

---

6) $A_P = 10 \log \left[A_v^{\,2} \dfrac{R_e}{R_u} \right] = 23{,}9\ dB \qquad A_i = \dfrac{A_P}{A_v} = 285{,}6$

---

7)



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

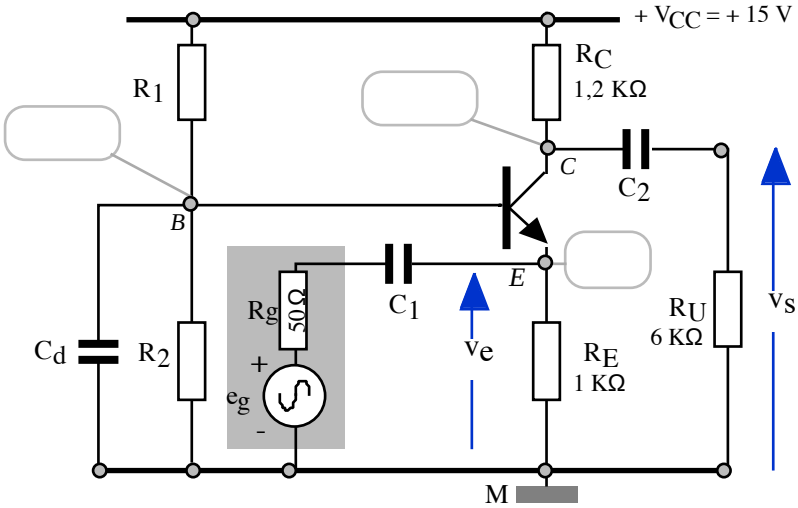
$$i = \frac{u}{R_E // r_{ce}} + i' \qquad R_s = \left[R_E // r_{ce} \right] // \frac{u}{i'}$$

On recherche ensuite une relation entre u et i'.

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

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

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°C :

$\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6$ V *tension de Early :* $V_A = -100$ 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 $I_C = 4$ 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 :

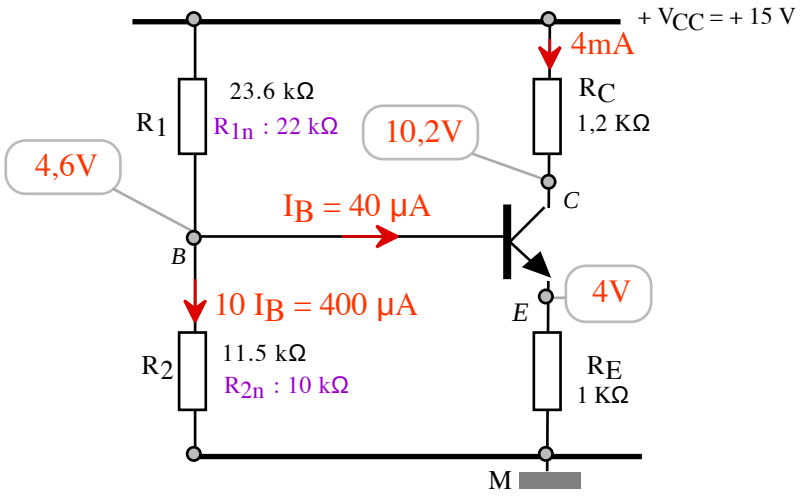
a) Le gain en tension en charge $A_v = v_s/v_e$ et à vide A_{v0}

b) La résistance d'entrée R_e vue par le générateur d'attaque (e_g, R_g)

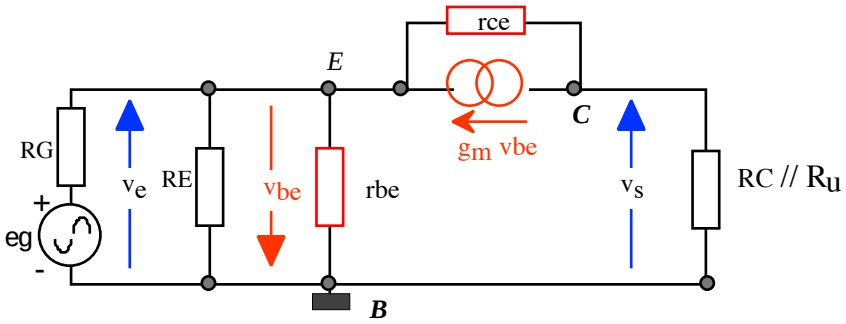
c) La résistance de sortie R_s vue par la résistance d'utilisation R_u (*montrer que R_s peut se mettre sous la forme : R_C //k r_{ce} où k est une constante dont on donnera l'expression).*

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 :

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

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 :

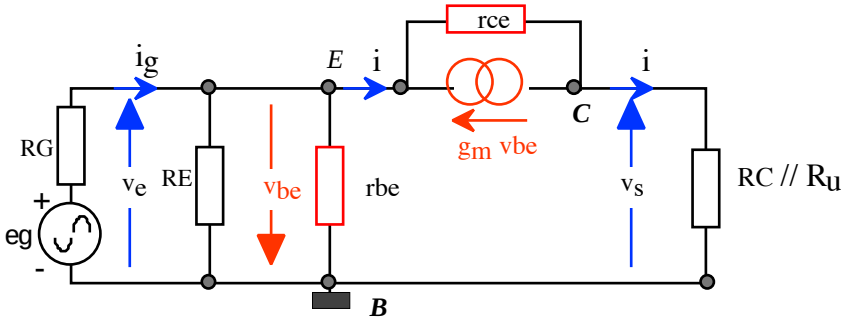
$$A_v = \left(g_m + \frac{1}{r_{ce}}\right)(R_c // R_u // r_{ce}) \quad \text{soit } A_v = +154$$

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) :

$$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_E // r_{be} // \frac{v_e}{i}$$

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



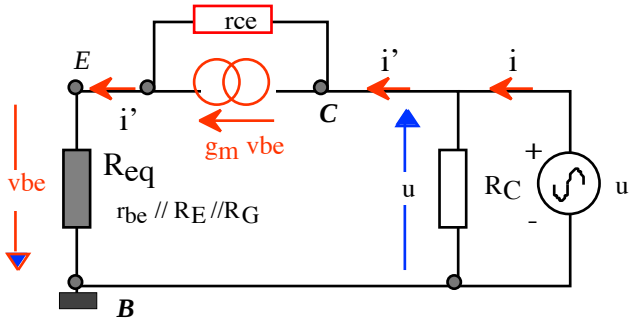
Sachant que : ve = -vbe, il vient :

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

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

Question 4c : Résistance de sortie vue par R_u.

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



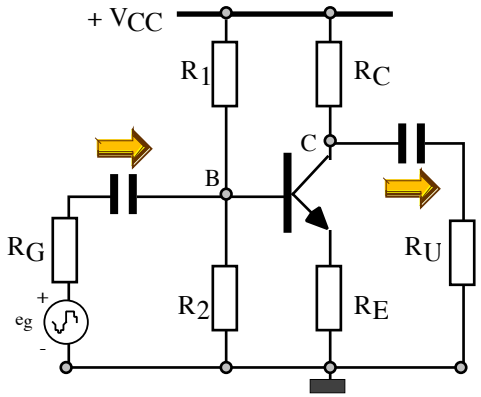
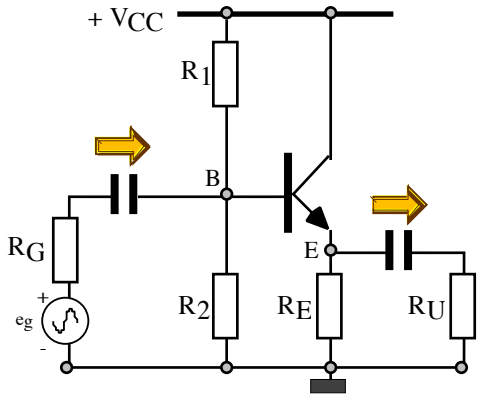
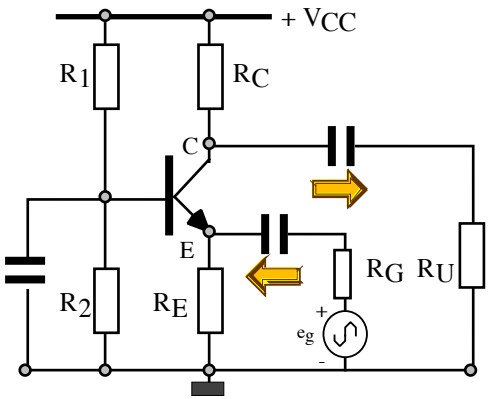
$R_s = R_c // \frac{u}{i'}$ avec : $u = r_{ce}(i' - g_m v_{be}) + R_{eq} i'$ et $v_{be} = -R_{eq} i'$

il vient :

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

A.N. R_s =1 kΩ // 220 kΩ = 995 Ω.

MONTAGES FONDAMENTAUX TRANSISTOR BIPOLAIRE NPN

		
Montage émetteur commun	Montage collecteur commun	Montage base commune
$R_e = R_p // \left[r_{be} + (\beta + 1)\ R_E \right]$	$R_e = R_p // \left[r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_U) \right]$	$R_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{r_{be}}{\beta}$
$A_v = -\frac{\beta\ (r_{ce} // R_C // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$	$A_v = \frac{(\beta + 1)\ (r_{ce} // R_E // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1)\ (r_{ce} // R_E // R_U)} \leq 1$	$A_v = (g_m + \frac{1}{r_{ce}})\ \ (r_{ce} // R_C // R_u)$
$R_s = R_C // k'\ r_{ce} \quad avec : k' > 1$	$R_s = R_E // \frac{(R_G // R_p) + r_{be}}{\beta + 1}$	$R_s = R_C // k\ \ r_{ce} \quad avec : k > 1$

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 : $g_m = \frac{I_{Crepos}}{U_T}$ $\quad r_{be} = \beta \frac{U_T}{I_{Crepos}}$ $\quad r_{ce} = \frac{|V_A| + |V_{CE}|}{I_{Crepos}}$

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

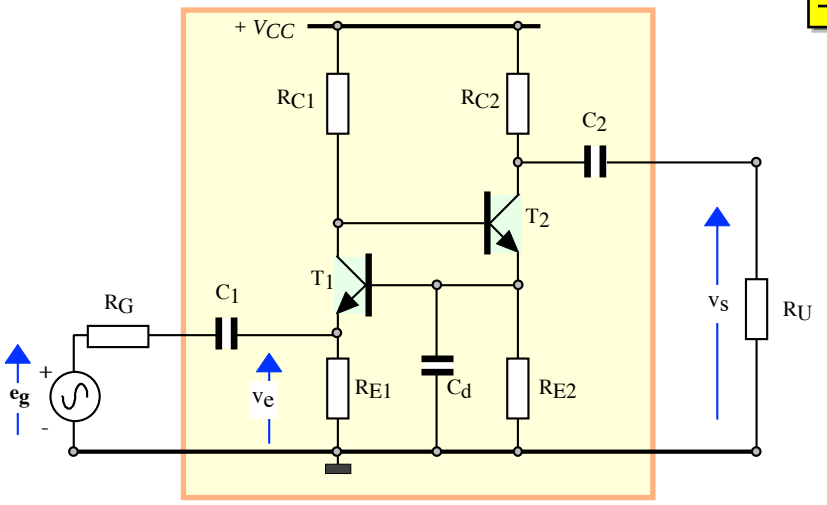
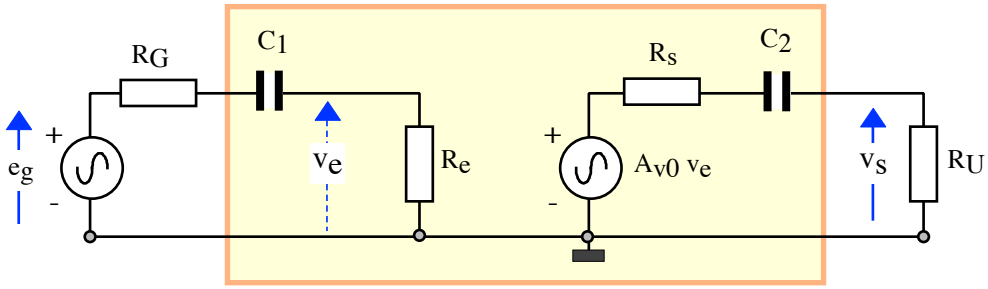
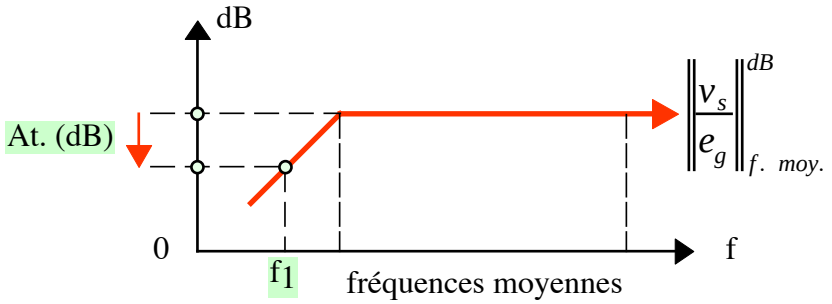


Schéma équivalent
petites variations et fréquences moyennes



$$f_{ce} = \frac{1}{2\pi\ (R_G + R_e)\ C_1} \qquad f_{cs} = \frac{1}{2\pi\ (R_s + R_u)\ C_2}$$

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



$$At(dB) = -10.\log\left[1 + \left(\frac{f_{ce}}{f_1}\right)^2\right] - 10.\log\left[1 + \left(\frac{f_{cs}}{f_1}\right)^2\right]$$

CALCUL D'UNE CAPACITE DE DECOUPLAGE

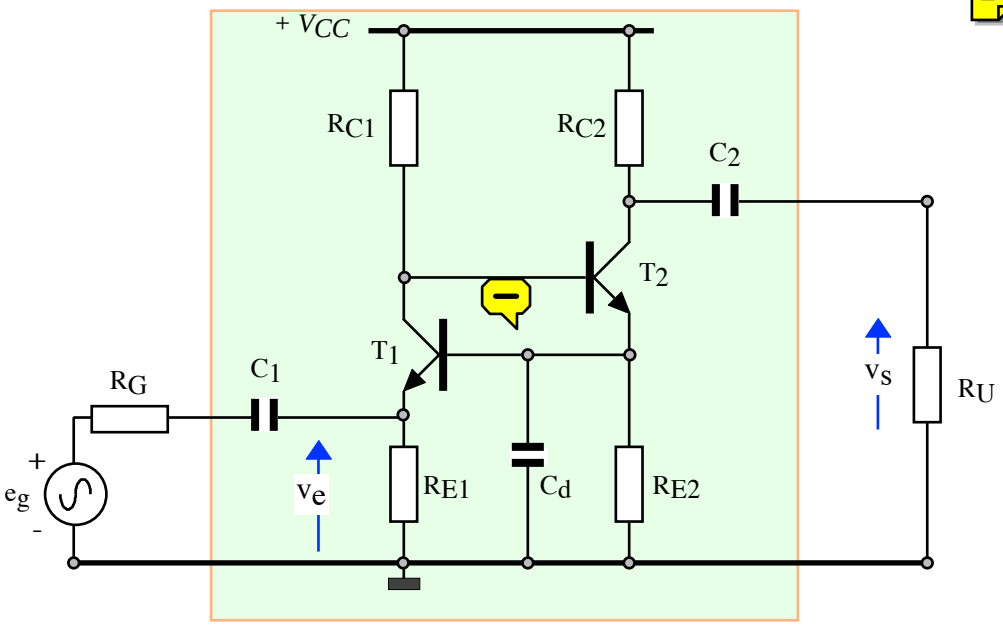
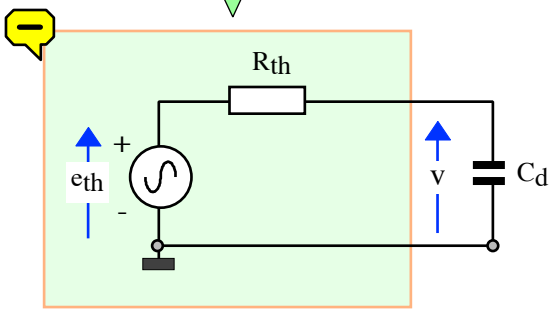


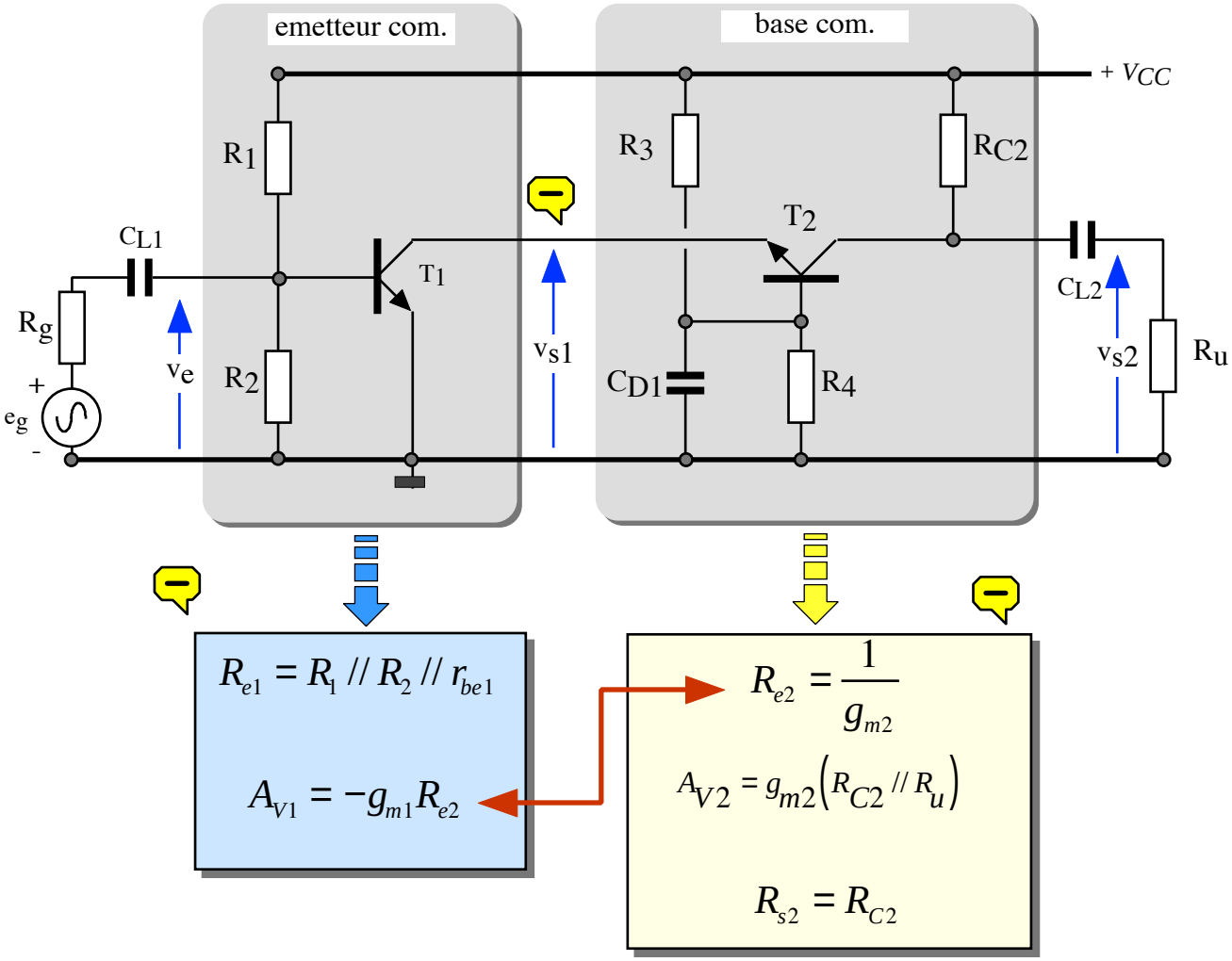
Schéma équivalent
petites variations et fréquences moyennes



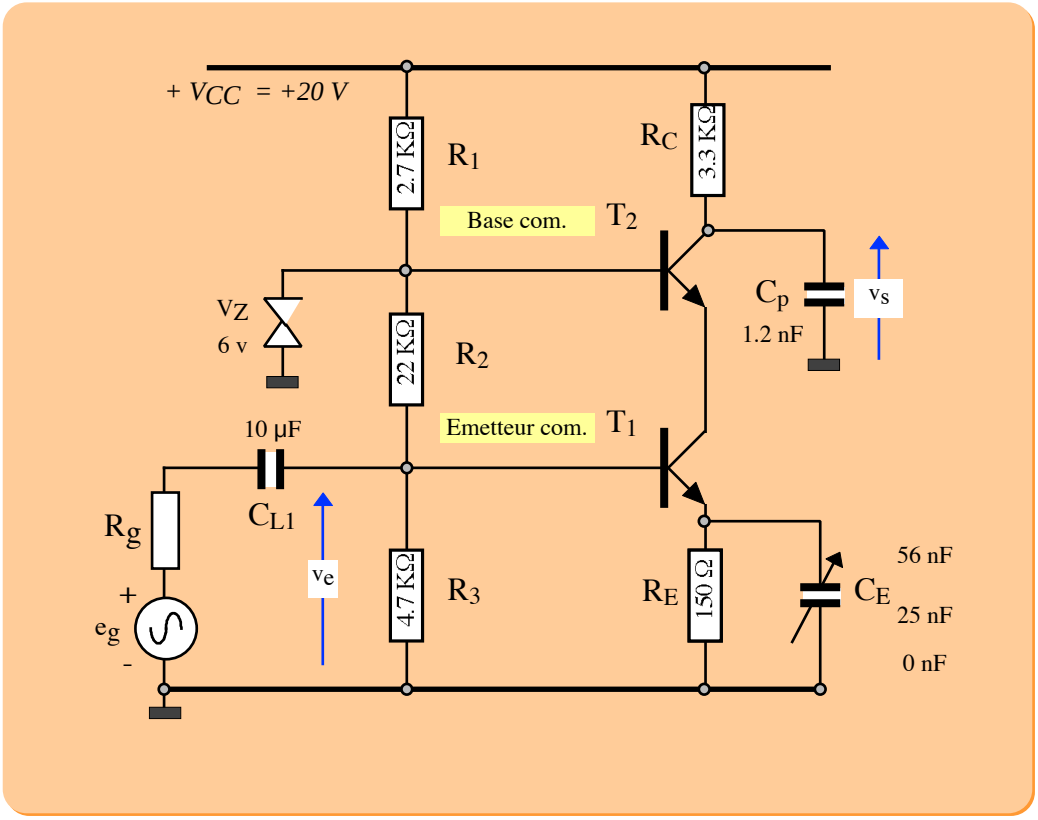
$$F_{découplage} = \left| \frac{e_{th} - v}{e_{th}} \right|_{dB} = -10.\log\left(1 + \frac{1}{(\omega.R_{th}.C_d)^2}\right)$$

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

ASSOCIATION EMETTEUR COMMUN-BASE COMMUNE
(CASCODE)



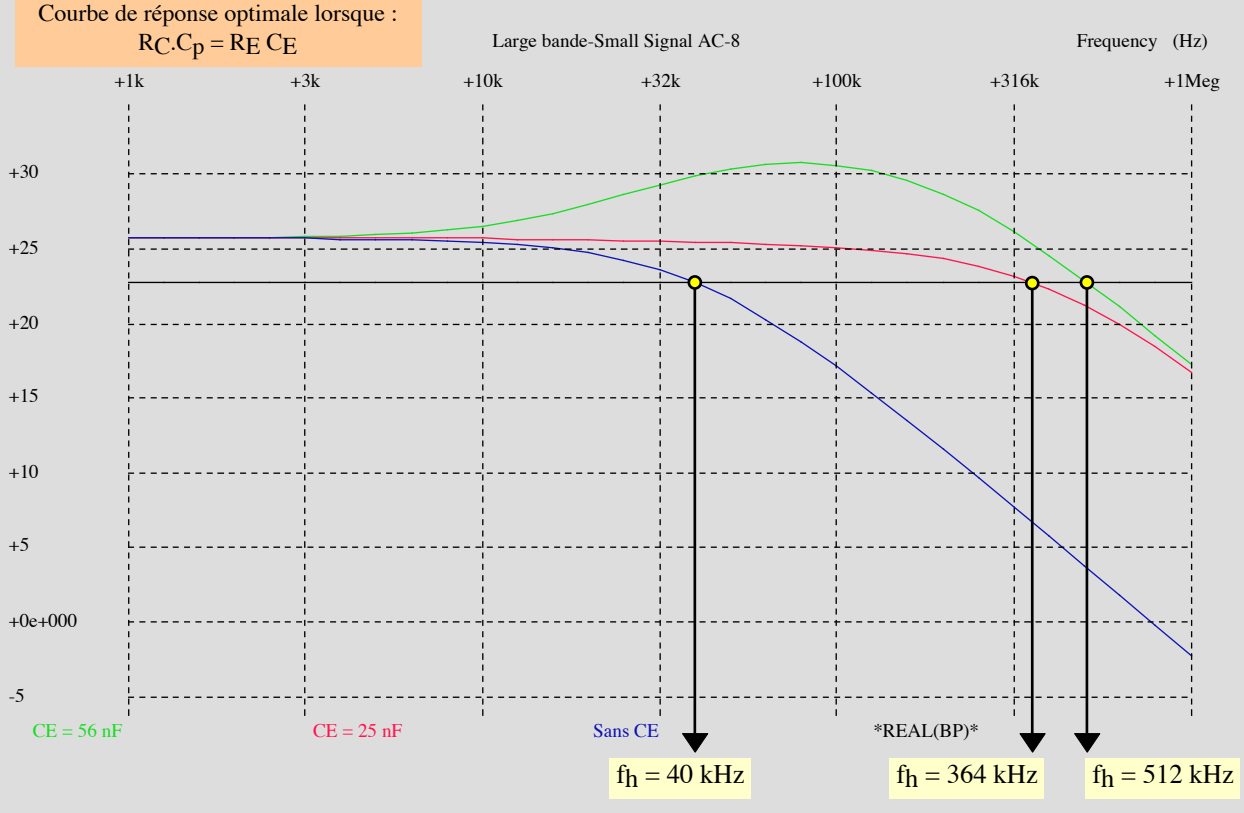
AMPLIFICATEUR CASCODE COMPENSE



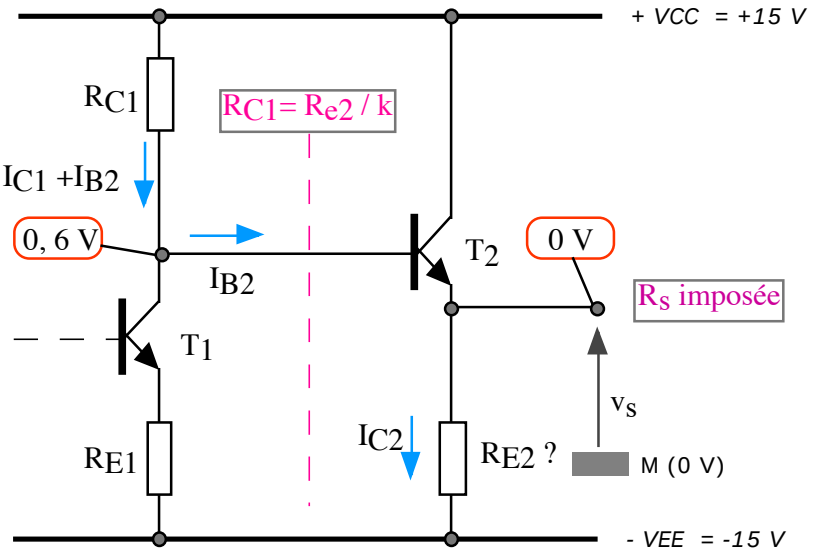
$$\frac{v_s}{v_e} = -\left[\frac{g_m R_C}{1+g_m R_E}\right]\frac{1+j\omega\ \tau_E}{(1+j\omega\ \tau_C)(1+j\omega\ \tau_1)}$$

$$\tau_C = R_C C_p \qquad \tau_E = R_E C_E \qquad \tau_1 = \frac{\tau_E}{1+g_m R_E}$$

Courbe de réponse optimale lorsque : $R_C C_p = R_E C_E$



ASSOCIATION EMETTEUR COMMUN - COLLECTEUR COMMUN



On désire avoir :

Une tension de repos en sortie nulle : $V_S = 0$ V
Une résistance de sortie R_S fixée
Une résistance d' entrée de l' étage T_2 k fois plus grande que la résistance de sortie de T_1

$$R_{c1} = \frac{1}{k}\left[r_{be2} + \beta R_{E2}\right]$$

$$r_{be2} = \beta \frac{U_T}{I_{C2}} \quad \text{avec} \quad I_{C2} = \frac{V_{EE}}{R_{E2}}$$

$$r_{be2} = \beta \frac{U_T}{V_{EE}} R_{E2}$$

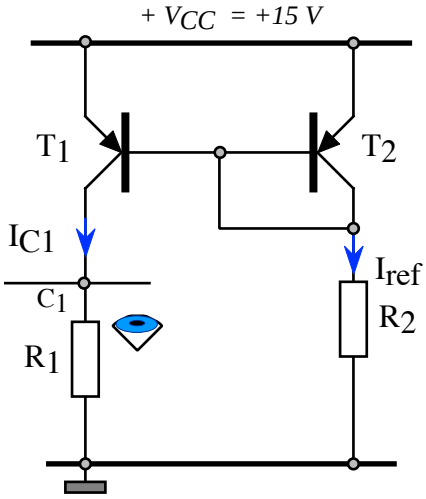
$$R_s = R_{E2} // \frac{R_{c1} + r_{be2}}{\beta}$$

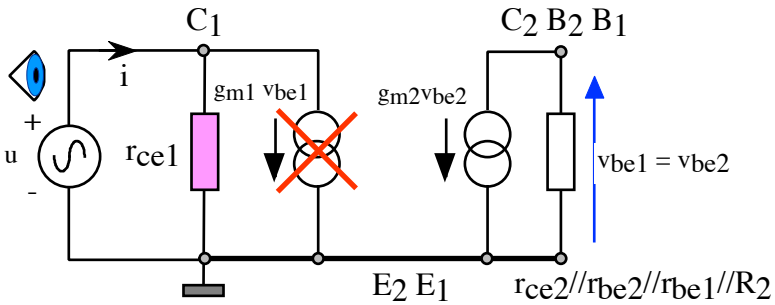
$$R_s = R_{E2} // \frac{R_{E2}}{k}\left[1 + (k+1)\frac{U_T}{V_{EE}}\right]$$

négligeable devant 1

$$R_{E2} = (k + 1) R_s$$

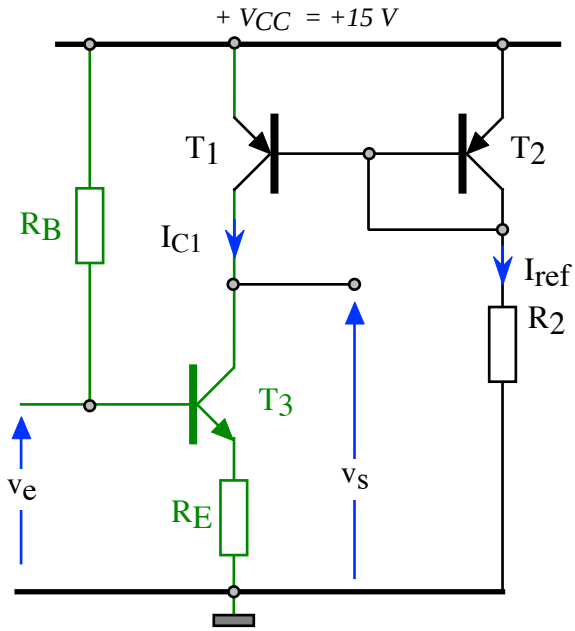
Miroir de courant à transistors PNP

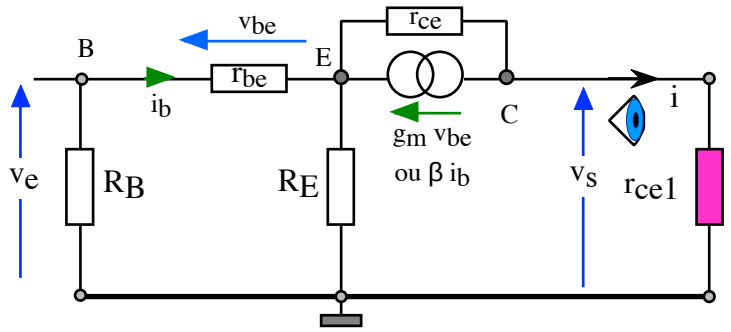




Détermination de la résistance de sortie vue par R_1

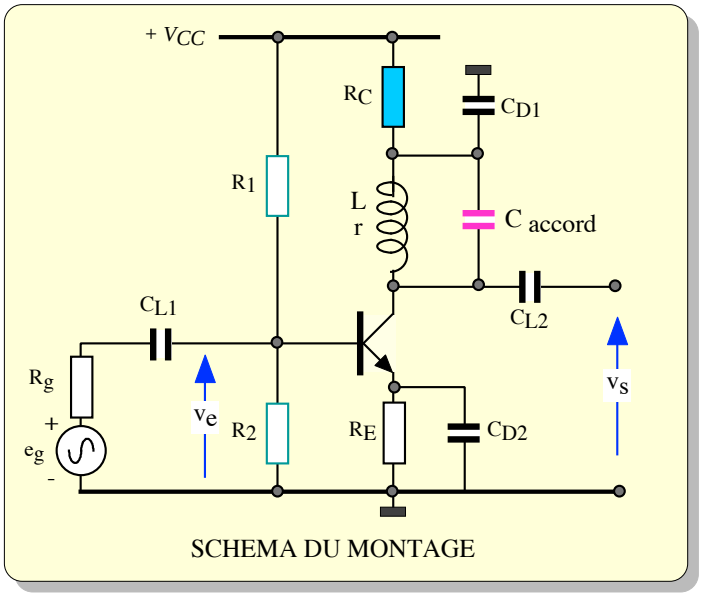
Transistor en émetteur commun à charge active





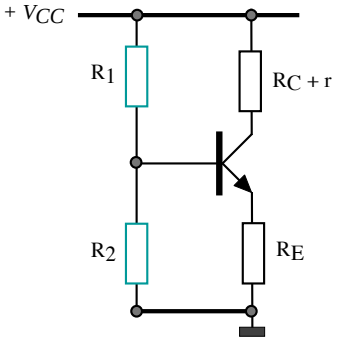
Schema du montage complet en régime des petites variations :
la résistance r_{ce1} de T_1 constitue la charge de T_3

AMPLIFICATEUR SELECTIF EN EMETTEUR COMMUN



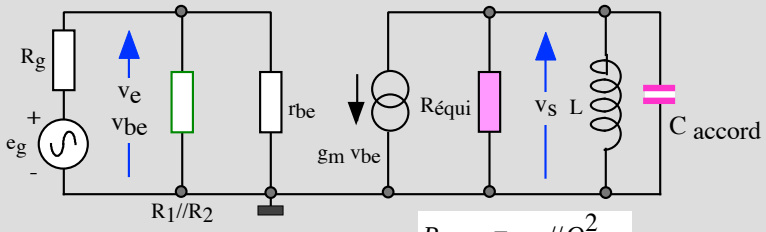
SCHEMA DU MONTAGE

SCHEMA EN REGIME CONTINU



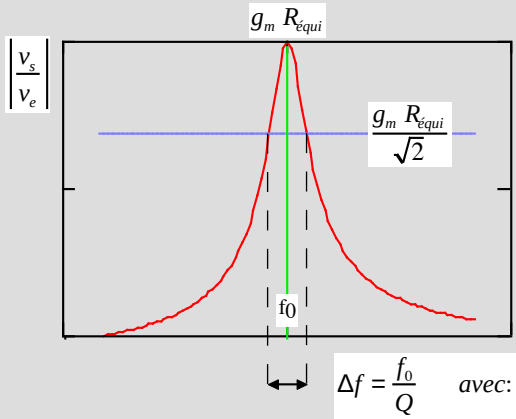
SCHEMA EN REGIME SINUSOIDAL PETITES VARIATIONS

$$Q_L = \frac{L\omega_0}{r} \qquad LC\omega_0^2 = 1$$



$$R_{équi} = r_{ce} // Q_L^2 .r$$

COURBE DE REPONSE EN FREQUENCE



$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \qquad avec: \quad Q = \frac{R_{équi}}{L\omega_0}$$

I.U.T. « A » Bordeaux

Département : G.E.I.I.

ANNEXE : SPECTRE D'UN SIGNAL PERIODIQUE

Philippe ROUX
tél. : 05 56845758

roux@elec.iuta.u-bordeaux.fr

DEVELOPPEMENTS EN SERIE DE FOURIER

THEOREME DE FOURIER : Toute fonction f(t) non sinusoïdale et continue dans un intervalle de 0 à 2π , peut se décomposer en une somme infinie de fonctions périodiques sinus et cosinus dont les fréquences sont des multiples exacts de la fréquence fondamentale qui est la plus basse.

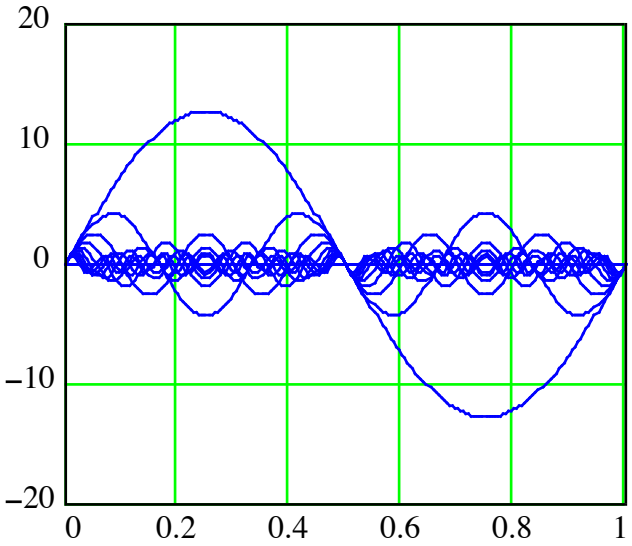
$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n.\omega.t) + B_n \sin(n.\omega.t)$$

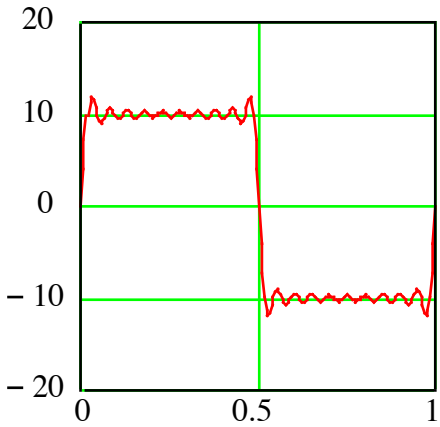
$$\text{valeur moyenne: } A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\, dt$$

$$A_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\, \cos(n.\omega.t)\, dt \qquad B_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\, \sin(n.\omega.t)\, dt$$

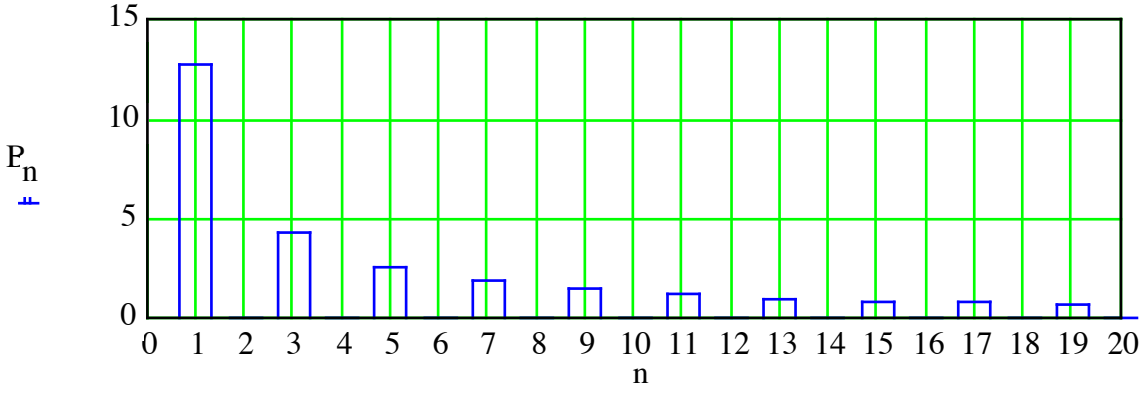
EXEMPLE : SIGNAL CARRE d'amplitude A = 10 V et de période T = 1 s

$$f(t) = \frac{2A}{\pi}\sum_{n=1}^{n=9}\left[\frac{1-\cos(n.\pi)}{n}\right]\sin(n.\omega.t)$$



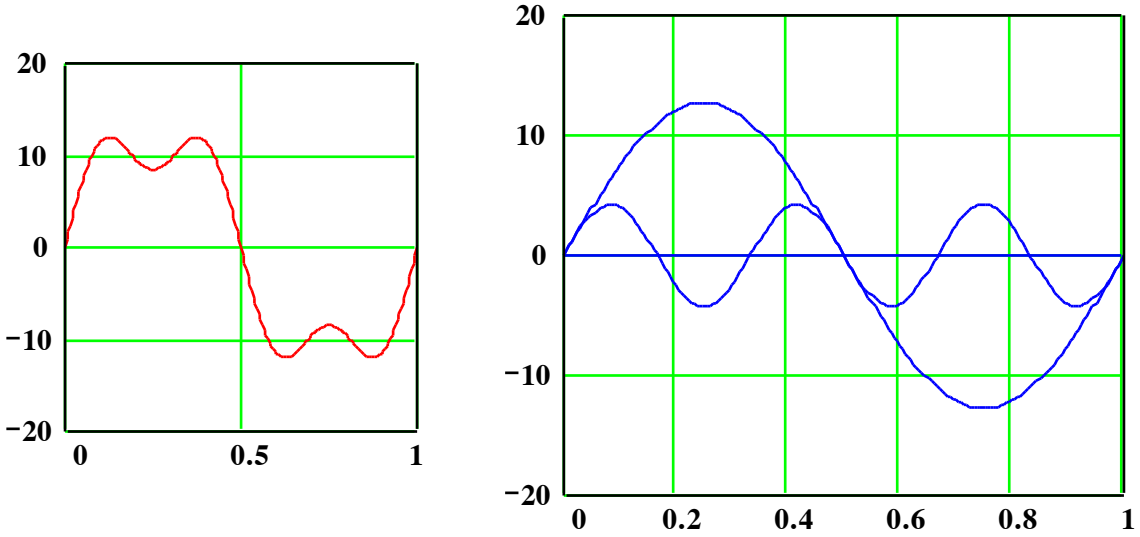


Représentations de 9 harmoniques du signal -> sommes des harmoniques

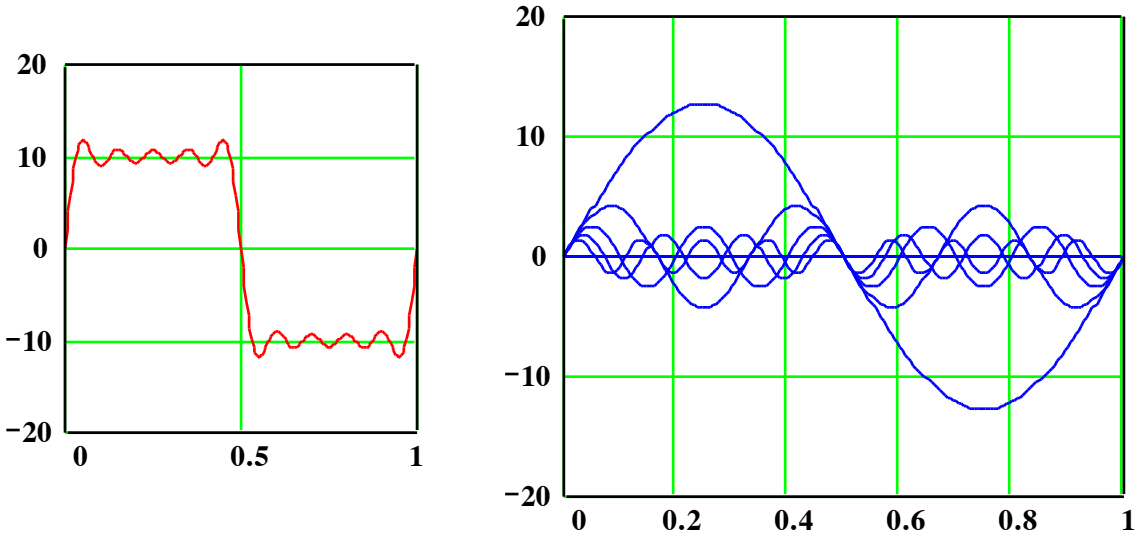


Spectre de fréquence du signal : amplitude B_n des harmoniques en fonction de n

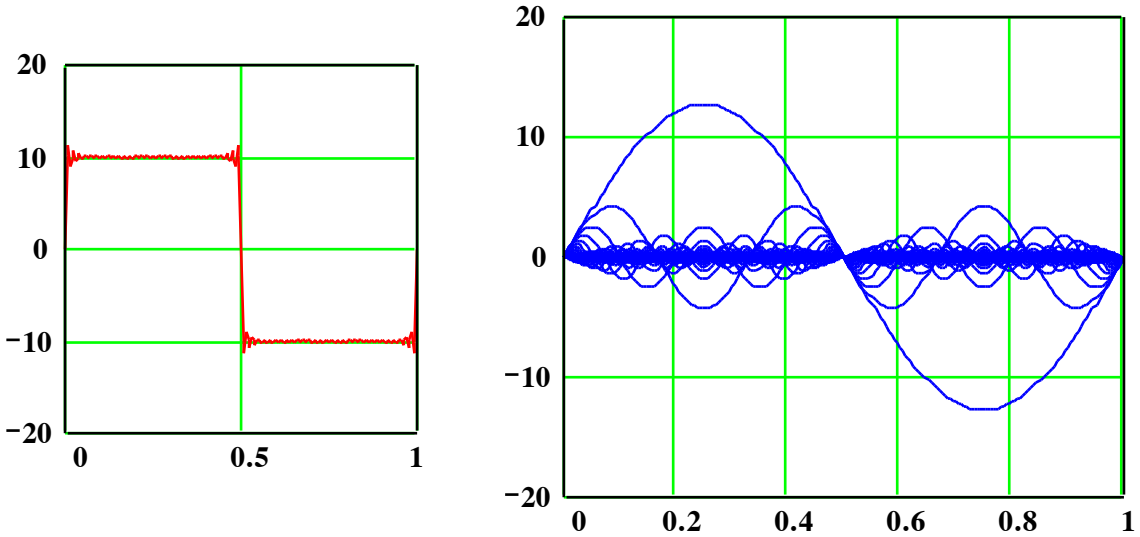
Fondamental f_0 et harmonique (3 f_0)



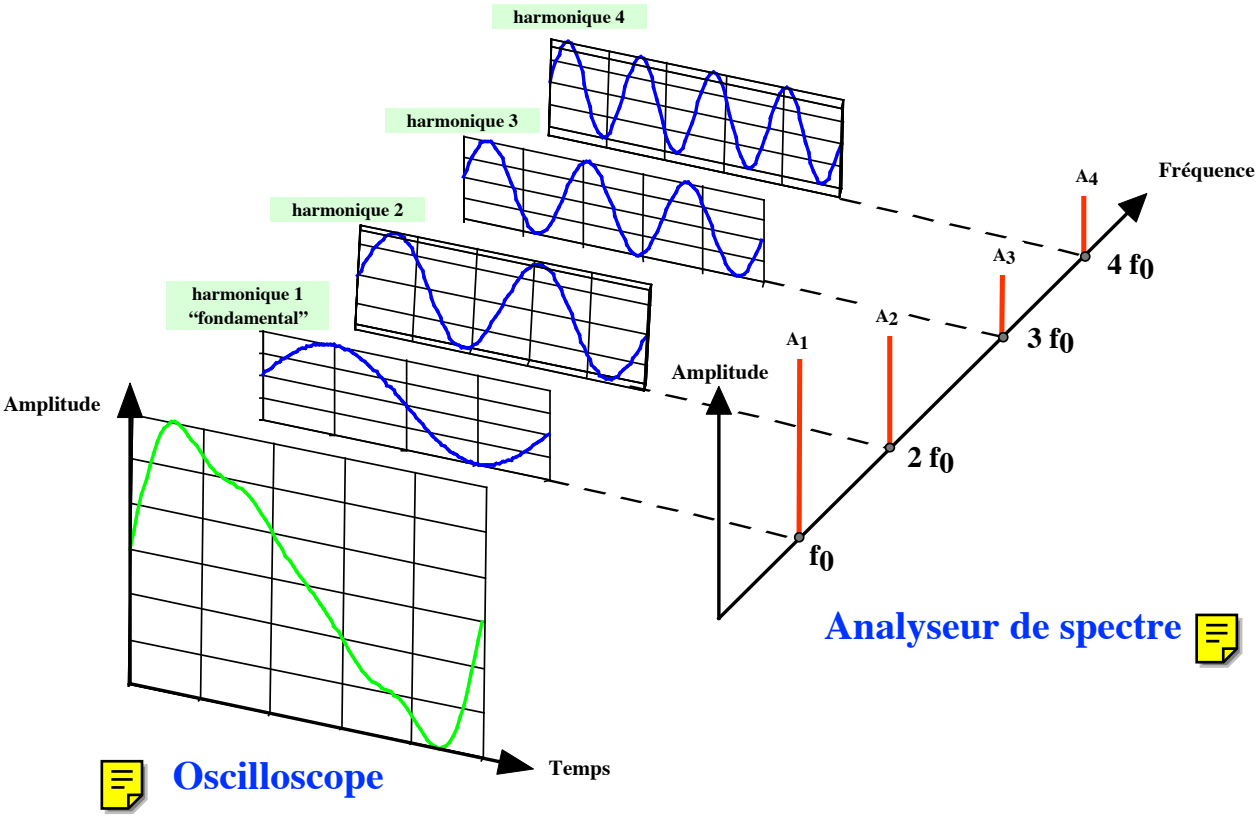
Fondamental et 4 harmoniques : $3f_0$, $5f_0$,$7f_0$ et $9f_0$



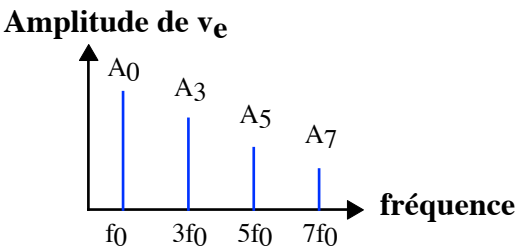
Fondamental et 30 harmoniques



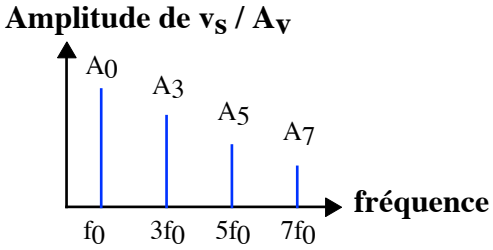
Décomposition en série de Fourier d'un signal périodique



AMPLIFICATEUR PARFAIT QUI RESPECTE LE SPECTRE DE L'ENTREE

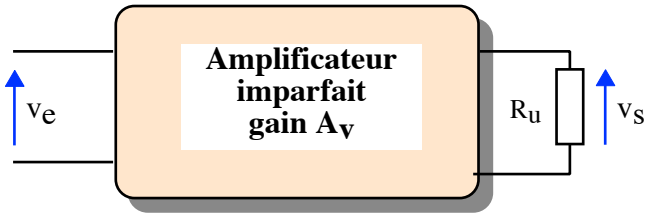


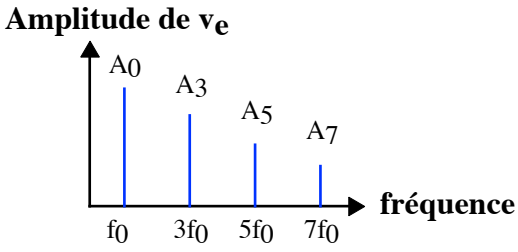
Spectre de v_e



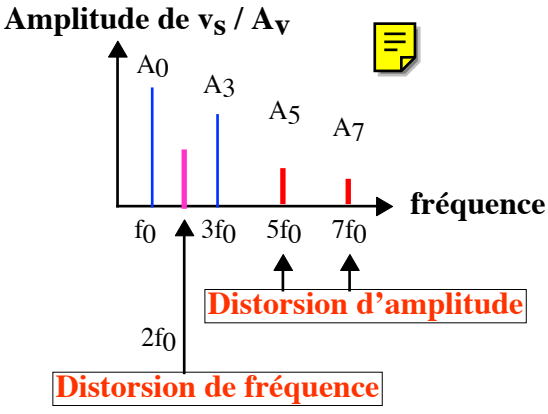
Spectre de v_S

AMPLIFICATEUR IMPARFAIT QUI MOFIFIE LE SPECTRE DE L'ENTREE : BANDE PASSANTE LIMITÉE ET NON LINÉARITÉ





Spectre de v_e



Spectre de v_S