

**LES MONTAGES FONDAMENTAUX A TRANSISTORS BIPOLAIRES
NPN (OU PNP) EN HAUTES FREQUENCES**

LES MONTAGES FONDAMENTAUX A TRANSISTORS BIPOLAIRES NPN EN HAUTES FREQUENCES

BUT : Déterminer par l'intermédiaire du schéma aux petites variations en H.F., la fréquence de coupure haute f_h (à -3 dB) des trois montages fondamentaux à transistor bipolaire de type NPN et comparer leurs performances.

1. MONTAGE EMETTEUR COMMUN

On considère en figure 1 à 300K, un étage amplificateur à transistor NPN monté en émetteur commun avec résistance d'émetteur découplée et sortie ouverte.

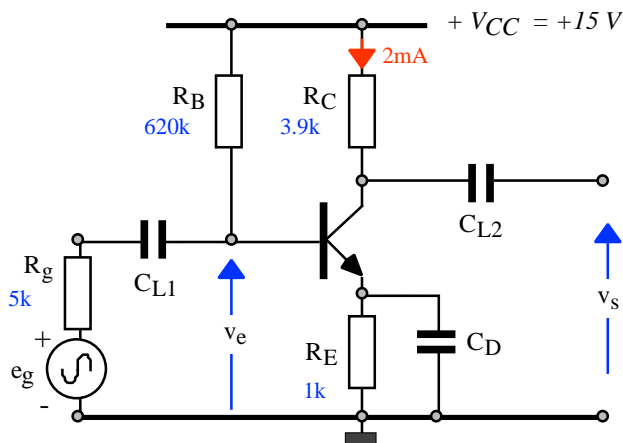


Figure 1 : montage émetteur commun.

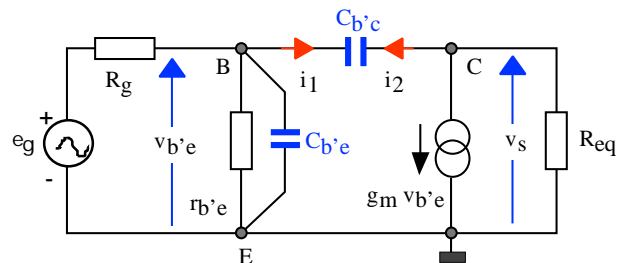


Figure 2

Les paramètres du transistor sont les suivants :

β	I_{Crepos}	r_{be}	g_m	$C_{b'e}$	$r_{bb'}$	$C_{b'c}$	f_T
100	2mA	1250	80mS	20pF	50	5.5pF	500MHz

a. Schéma équivalent aux petites variations en hautes fréquences

Le schéma du montage en H.F. est donné en figure 2. Sachant que $R_g (5k) \gg r_{bb'} (50)$, la résistance $r_{bb'}$ d'accès à la base interne B' du transistor a été négligée. De même la résistance de polarisation $R_B \gg R_g$ est négligée.

b. Analyse par l'approximation de MILLER (voir annexe)

L'approximation de « Miller » suppose que la fréquence d'analyse du montage est telle que, le courant i_2 qui traverse la capacité $C_{b'c}$ est négligeable devant le générateur de courant dépendant ($g_m \cdot v_{b'e}$). Il est alors possible de simuler le schéma de la figure 2 par celui de la figure 3 où l'entrée et la sortie du montage sont alors séparées. Nous verrons que l'analyse est alors facilité tout en donnant d'excellents résultats.

Pour $i_2 \ll g_m v_{b'e}$ (figure 2) on peut écrire : $v_s = -g_m \cdot v_{b'e} \cdot R_{eq}$ $\frac{v_s}{v_{b'e}} = -g_m \cdot R_{eq}$ (1)

Exprimons alors les courants i_1 et i_2 en fonction du gain en tension ($v_s/v_{b'e}$).

$$i_1 = j\omega \cdot C_{b'c} (v_{b'e} - v_s) \quad i_1 = j\omega \cdot C_{b'c} \cdot v_{b'e} (1 + g_m \cdot R_{eq}) \quad (2)$$

$$i_2 = j\omega \cdot C_{b'c} (v_s - v_{b'e}) \quad i_2 = j\omega \cdot C_{b'c} \cdot v_s (1 + \frac{1}{g_m \cdot R_{eq}}) \quad (3)$$

Les relations (2) et (3) permettent d'écrire :

$$v_{b'e} = \frac{i_1}{j\omega \cdot C_{b'c} (1 + g_m \cdot R_{eq})} \quad (4) \quad \text{et} \quad v_s = \frac{i_2}{j\omega \cdot C_{b'c} (1 + \frac{1}{g_m \cdot R_{eq}})} \quad (5)$$

Tout se passe comme si la capacité $C_{b'c}$ était :

- d'une part ramenée à l'entrée sous la forme d'une capacité dite de « Miller » : $C_{me} = C_{b'c} \cdot (1 + g_m \cdot R_{eq})$ (6) soit : 1.7nF !

- Et d'autre part ramenée à la sortie : $C_{ms} = \frac{C_{b'c}}{1 + \frac{1}{g_m \cdot R_{eq}}}$ (7) soit : 5.52pF.

Dans ces conditions, le schéma de la figure 3 est analogue à celui de la figure 2.

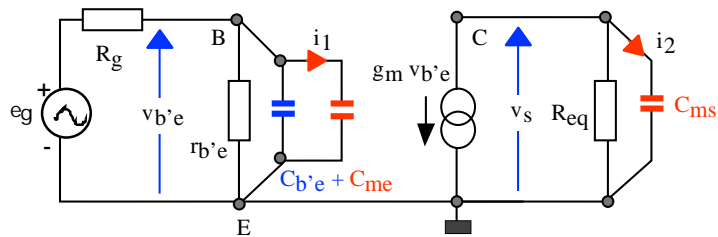


Figure 3

Calculons l'expression du gain en tension $A(f) = v_s/e_g$ du montage complet sous la forme de Bode (on pose : $C_e = C_{b'e} + C_{me}$) :

$$v_{b'e} = e_g \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{b'e}} \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_e \cdot (R_g // r_{b'e})} \quad (8)$$

$$v_s = -g_m \cdot v_{b'e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_{ms} \cdot R_{eq}} \quad (9)$$

$$A(f) = \frac{v_s}{e_g} = (-g_m \frac{r_{b'e} \cdot R_{eq}}{R_g + r_{b'e}}) \cdot (\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{ce}}}) \cdot (\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{cs}}}) \quad (10)$$

Le gain $A(f)$ fait apparaître le gain aux fréquences moyennes (-62.4) et deux fréquences de coupures à -3dB, f_{ce} (91.4kHz) et f_{cs} (7.4MHz) respectivement associées à l'entrée et à la sortie du montage :

$A(f)_{f_{moy}} = -g_m \frac{r_{b'e} \cdot R_{eq}}{R_g + r_{b'e}}$ (11)	$f_{ce} = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot (R_g // r_{b'e})}$ (12)	$f_{cs} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{ms} \cdot R_{eq}}$ (13)
- 62.4	91.4 kHz	7.4MHz

La réponse fréquentielle du gain $A(f)$ du montage complet est donnée en figures 4 (module) et 5 (argument). La fréquence de coupure haute f_h est imposée par $f_{ce} = 91.4\text{kHz} \ll f_{cs}$.

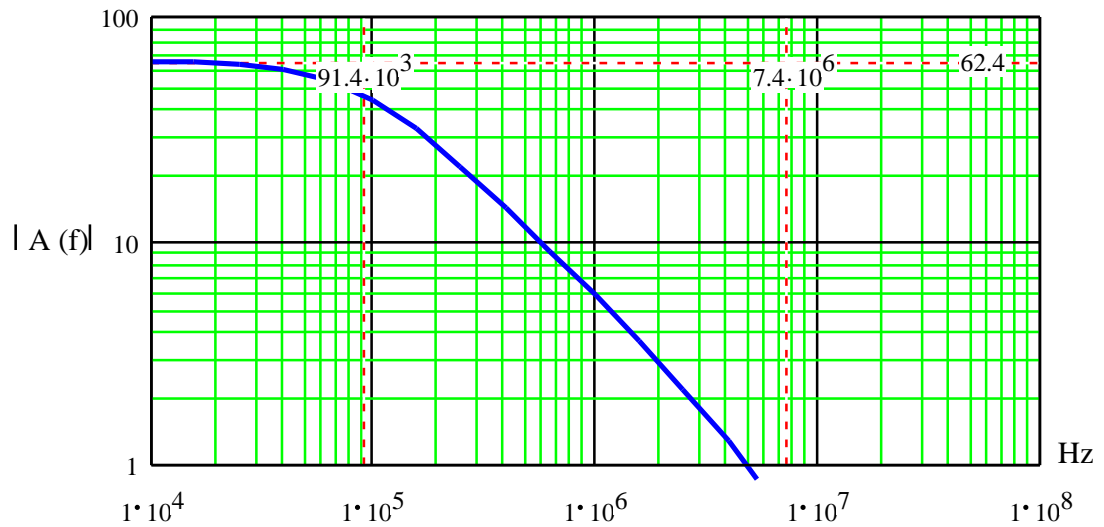


Figure 4 : module de $A(f)$.

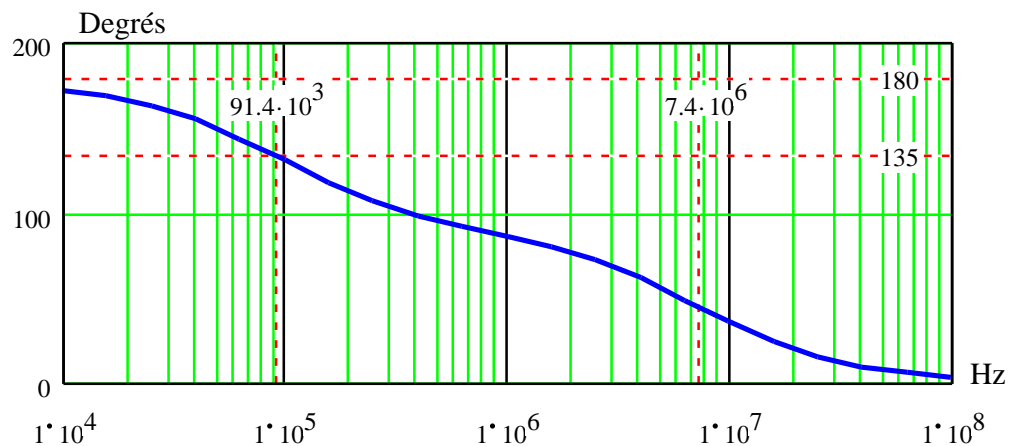


Figure 5 : Argument de $A(f)$.

Calcul complet avec le logiciel MAPLE

L'analyse du montage par l'approximation de Miller est excellente. A cet effet, on donne ci-dessous le calcul du montage en utilisant Maple sans approximations.

Remarque : pour des raisons de syntaxe, les termes contenant (') ont été supprimés, B'(ou b') est donc remplacé par B (ou b).

Equations aux noeuds C et B (on utilise les conductances et on pose $p = j \omega$)

```
> restart;
> noeud_B:=(eg-ve)*Gg-ve*Gbe-ve*p*Cbe+(vs-ve)*p*Cbc=0;
> noeud_C:=(ve-vs)*p*Cbc-gm*ve-vs*Gequi=0;
> système:={noeud_B,noeud_C};
> var:={eg,vs};
```

Résolution du système d'équations

```
> sol:=solve(système,var):assign(sol):
```

Expression du gain en tension du montage complet

```
> gain1:=(vs/eg):
```

```
> D1:=collect(denom(gain1),[p,Gequi,Cbc]):gain2:=numer(gain1)/D1;
```

Application numérique

```
> AN := Gg = 1/5000, gm = .80e-1, Gbe = 1/1250, Cbe = .20e-10, Cbc = .55e-11, Gequi = 1/3900:
```

```
> gain3:=subs(AN,gain2):
```

```
> p:=I*2*Pi*f;gain4:=abs(gain3);
```

Gain max à f = 1 Hz

```
> gain_max:=evalf(subs(f=1,gain4)); gain_max := 62.4
```

Fréquence de coupure haute à - 3 dB

```
> eq1:=gain4=gain_max/sqrt(2):f_coupure:=fsolve(eq1,f=1e4..1e5); f_coupure := 91,2 kHz
```

Courbe de réponse

```
> with(plots):loglogplot([evalf(gain4),gain_max/(sqrt(2))],f=1e3..10e6,y=1...100,style=line,axes=boxed,thickn  
ess=2);
```

La figure 6 où les calculs Maple sont reportés par des carrés, montre la bonne approximation selon la méthode de Miller.

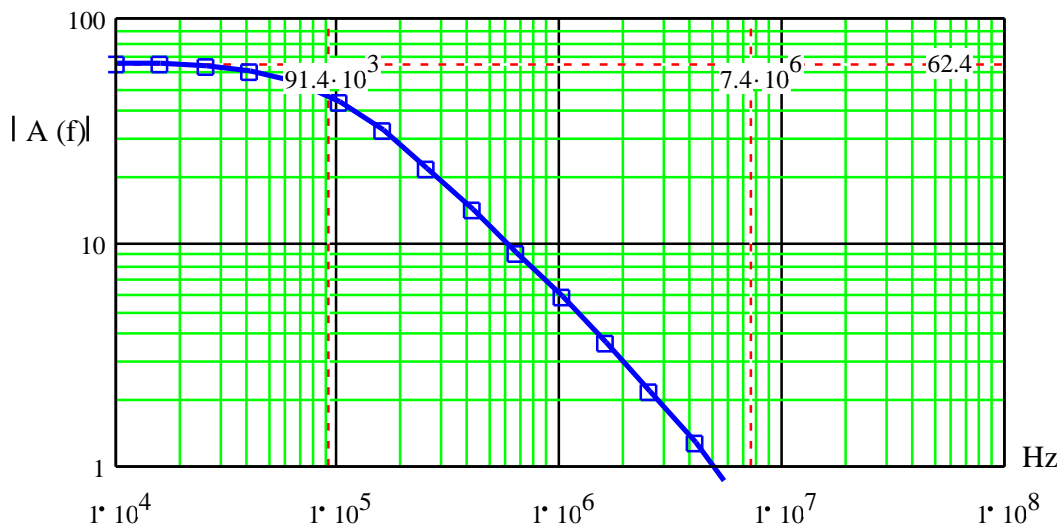


Figure 6 : comparaisons entre Maple et l'approximation de Miller

c. Produit module du gain aux fréquences moyennes . fréquence de coupure haute

Nous allons montrer que le produit ($A_m f_h$) du module du gain aux fréquences moyennes par f_h est constant. On rappelle les équations (11) et (12) :

$$A_m = g_m \frac{r_{b'e} \cdot R_{eq}}{R_g + r_{b'e}} \quad f_h = f_{ce} = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot (R_g // r_{b'e})}$$

On en déduit :

$$A_m f_h = \frac{g_m \cdot R_{eq}}{2\pi \cdot R_g} \frac{1}{C_{b'e} + (1 + g_m \cdot R_{eq}) \cdot C_{b'c}} \quad (14)$$

$$A_m f_h = \frac{R_{eq}}{R_g} \frac{1}{\frac{2\pi \cdot (C_{b'e} + C_{b'c})}{g_m} + 2\pi \cdot R_{eq} C_{b'c}} \quad (15)$$

On fait apparaître dans (15) la fréquence de transition f_T du transistor et la fréquence de coupure de la sortie f_{cs} :

$$A_m f_h = \frac{R_{eq}}{R_g} \frac{1}{\frac{1}{f_T} + \frac{1}{f_{cs}}} \quad (16)$$

Sachant que : f_T (500MHz) \gg f_{cs} (7.4MHz), on peut écrire :

$$A_m f_h \approx \frac{R_{eq}}{R_g} f_{cs} = \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_{b'c}} \quad (17)$$

Ce résultat est très important, en effet, il montre que le choix de la résistance R_g et du transistor (avec $C_{b'c}$) fixe alors la performance en H.F. du montage émetteur commun.

Pour améliorer, il faut utiliser une résistance R_g plus faible et (ou) un transistor ayant une capacité $C_{b'c}$ de valeur inférieure à 5.5pF.

Exemple :

La relation (17) donne : $A_m f_h = 5.79 \cdot 10^6$ Hz. Comparons alors le montage à vide et chargé par une résistance R_u placée en sortie :

R_u	infinie	3900	2000	1000	500
A_m	62.4	31.2	21.15	12.7	7.1
f_h	92kHz	180kHz	262kHz	423kHz	722kHz

Une diminution du gain A_m entraîne une augmentation de la fréquence f_h à -3dB.

Ce résultat est illustré en figure 8 qui représente les courbes des réponses du montage en fonction des résistances R_u du tableau précédent. Le graphe pour R_u infinie sert de « gabarit » asymptotique aux autres courbes de réponse fréquentielles.

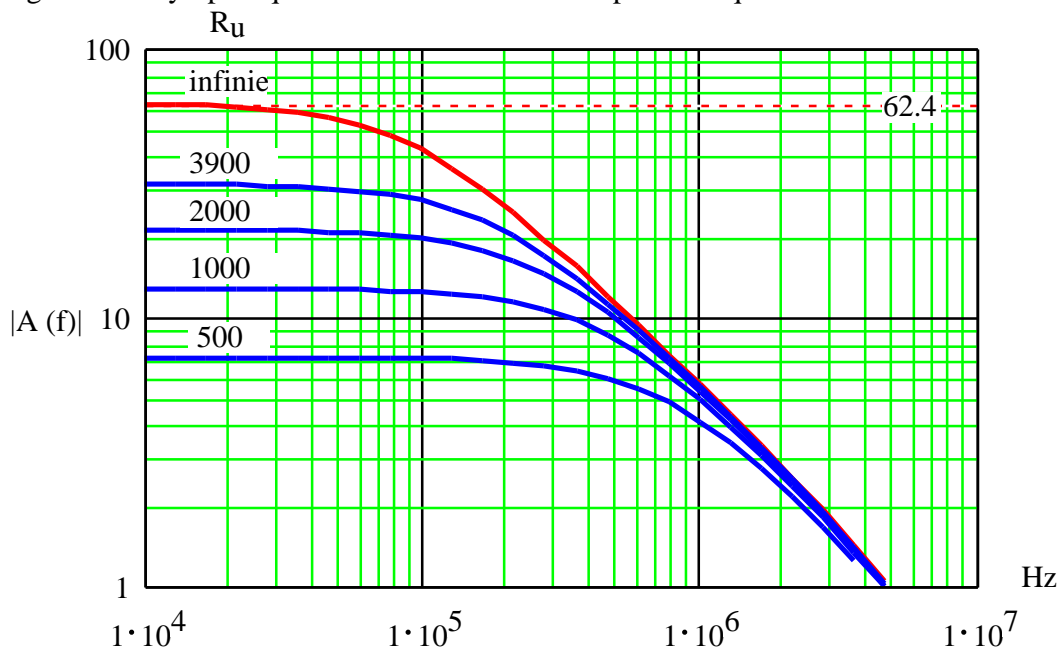


Figure 7 : Influences de R_u sur la réponse fréquentielle

2. MONTAGE BASE COMMUNE

La figure 8 représente le schéma du transistor monté en base commune sortie ouverte. Le point de repos du transistor est identique à celui de la figure 1. Seule la résistance R_g a été modifiée de telle façon que le gain A_m du montage complet aux fréquences moyennes soit sensiblement identique à celui du montage émetteur commun de manière à faire une comparaison entre les deux montages. Le schéma équivalent, aux petites variations, du montage base commune en H.F. est donné en figure 9.

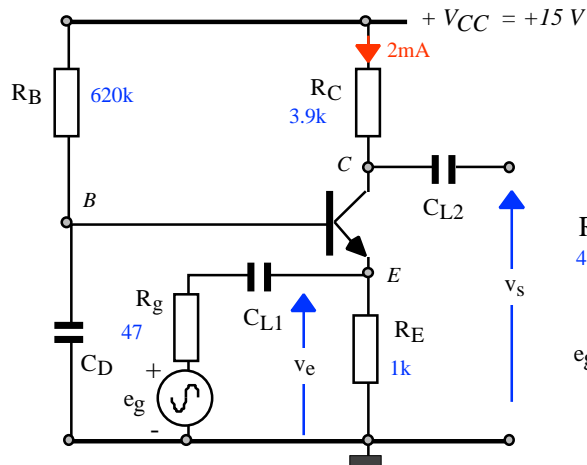


Figure 8 : montage base commune

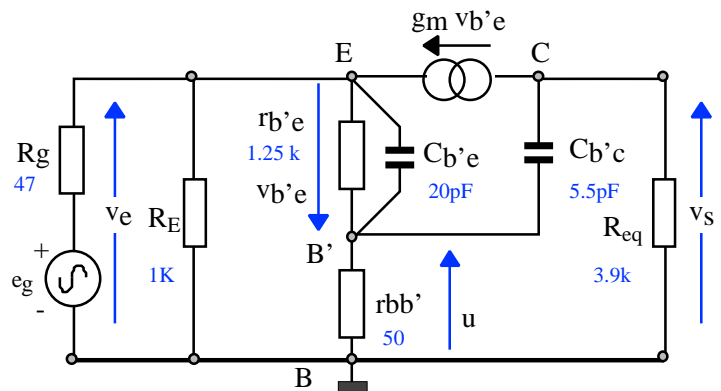


Figure 9 : Schéma équivalent en H.F.

La relation (18) représente le gain en tension A_m du montage complet, aux fréquences moyennes où l'impédance des condensateurs est négligeable :

$$A_m = \frac{v_s}{e_g} = \frac{g_m R_{equi} R_E r_{be}}{((1 + g_m r_{be}) R_g + r_{be} + r_{bb'}) R_E + (r_{be} + r_{bb'}) R_g} = 63.8 \quad (18)$$

On remarque que ce gain est comparable à celui du montage émetteur commun au signe près. La résistance $r_{bb'}$ d'accès à la base interne du transistor peut être négligée devant r_{be} ($50 \ll 1250$).

En hautes fréquences, il faut cependant tenir compte de la présence de cette résistance pour obtenir la valeur de la fréquence de coupure f_h du montage complet.

Le calcul manuel du gain en tension du montage complet est très compliqué lorsqu'on veut faire apparaître des constantes de temps pour un résultat sous la forme de Bode. Aussi, on présente ci-dessous le programme Maple.

Remarque : pour des raisons de syntaxe, les termes contenant (') ont été supprimés, B'(ou b') est donc remplacé par B (ou b).

BASE COMMUNE EN HAUTES FREQUENCES

Equations aux noeuds E, C et Bi (on pose $p = j.w$ et on utilise les conductances)

```
> restart;
> Digits:=4;
> ve:=-vbe+u;
> noeud_E:=(eg-ve)*Gg-ve*GE+vbe*Gbe+gm*vbe=0;
> noeud_C:=-gm*vbe-vs*Gequi+(u-vs)*p*Cbc=0;
> noeud_Bi:=-u/*Gbe+(vs-u)*p*Cbc=0;
> Gbe:=(1+p*rbe*Cbe)/rbe;
> systeme:={noeud_E,noeud_C,noeud_Bi};
> var:={vs,eg,u};
```

Résolution du système d'équations et expression du gain du montage vs/eg

```
> sol:=solve(systeme,var):assign(sol);
> gain:=simplify(vs/eg):gain:=collect(gain,[p,rbe,Gequi,rbb,Cbc,GE,Gg]);
```

Application numérique

```
> AN:=Gg=1/47,rbb=50,GE=1/1000,gm=80e-3,rbe=1250,Cbe=20e-12,Cbc=5.5e-12;
> Gequi:=(1/3900);
> gain1:=subs(AN,gain);
> p:=I*2*Pi*f;
> gain2:=abs(gain1);
```

Gain aux fréquences moyennes

```
> gain_max:=evalf(subs(f=1,gain2),4); gain_max := 63.84
```

Courbe de réponse

```
> with(plots);
> loglogplot([evalf((gain2)),gain_max/(sqrt(2))],f=1e6..1e7,y=1...200,thickness=2);
```

Fréquence de coupure haute

```
> eq1:=gain2=gain_max/sqrt(2):f_coupure:=fsolve(eq1,f=3e6..5e6); f_coupure := .3947 107
```

La figure 10 représente la courbe de réponse fréquentielle du module du gain en tension du montage complet sortie ouverte. La fréquence de coupure haute $f_h = 3.9\text{MHz}$ est très supérieure à celle du montage émetteur commun (92kHz). Le montage base commune est donc toujours préférable pour obtenir des performances en H.F..

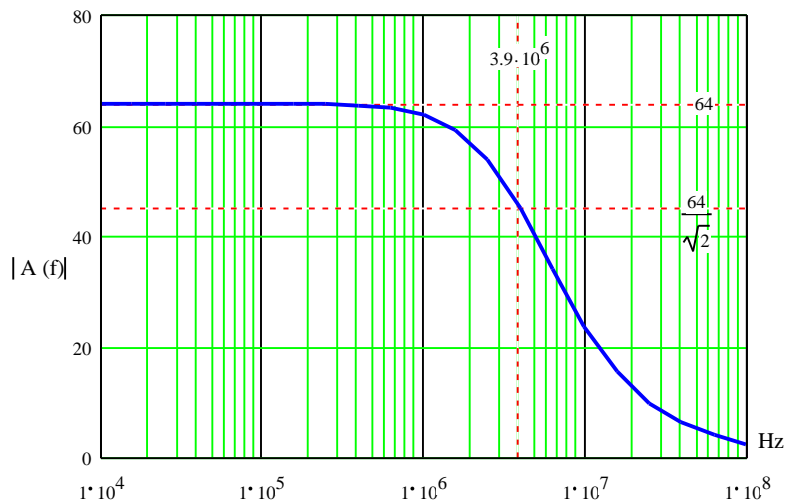


Figure 10

Le tableau suivant indique l'évolution du gain aux fréquences moyennes et de la fréquence f_h lorsqu'on fait varier la valeur de la résistance d'utilisation R_u branchée à la sortie. La figure 11 représente les courbes de réponse en fréquence associées.

R_u	infinie	3900	2000	1000	500
A_m	63.8	31.9	21.64	13	7.26
f_h	3.9MHz	7.8MHz	11.4MHz	18.5MHz	31.7MHz
$A_m \cdot f_h$	249MHz	248MHz	247MHz	240MHz	230MHz

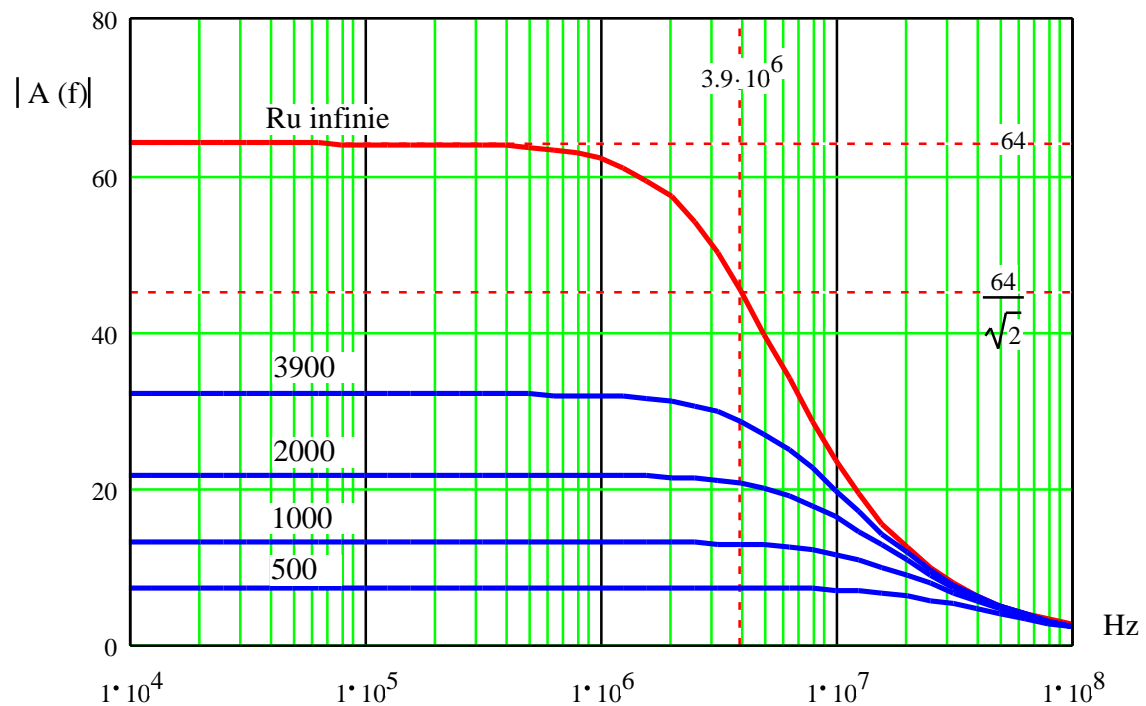


Figure 11

On note à nouveau que le produit ($A_m \cdot f_h$) du module du gain aux fréquences moyennes par f_h est sensiblement constant (242 MHz en moyenne). Le montage émetteur commun donnait seulement la valeur de 5.8MHz.

3. MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

La figure 12 représente le schéma du transistor monté en collecteur commun, sortie ouverte. Afin de comparer aux montages précédents, le courant de repos de collecteur est encore de 2mA et la résistance R_E prend la valeur de 5 k ;

La résistance R_g du générateur d'excitation est égale à 5 k (ce montage a pour vocation de réaliser une adaptation d'impédance).

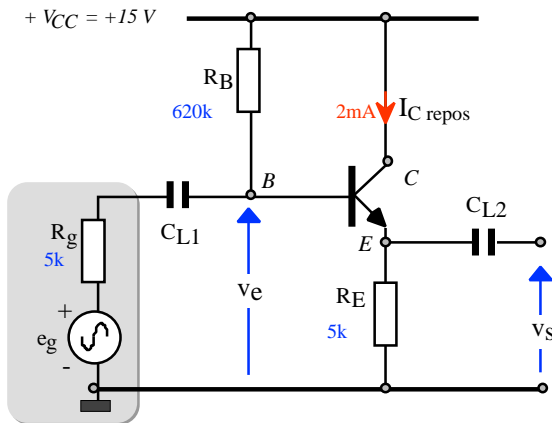


Figure 12a : Montage collecteur commun

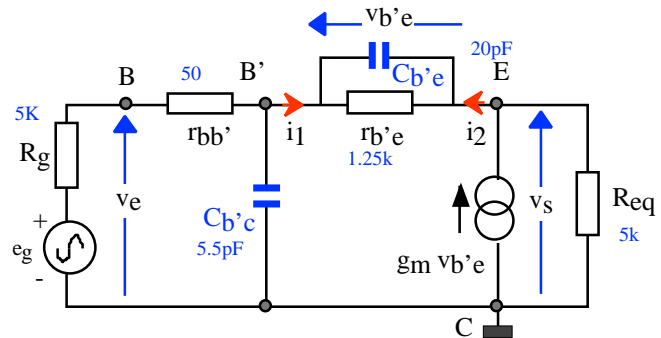


Figure 12b : Schéma équivalent en H.F.

La figure 12b donne le schéma équivalent au montage en hautes fréquences. Sachant que $r_{bb'} \ll R_g \ll R_B$ on ne tiendra pas compte des résistances R_B et $r_{bb'}$. Aussi on peut assimiler B' à B et ôter (') des calculs.

1) Calcul du gain en tension A aux fréquences moyennes.

On se place aux fréquences moyennes où les impédances des condensateurs sont négligeables. L'équation au nœud E donne l'expression du gain en tension A :

$$g_m \cdot (v_e - v_s) - v_s \cdot G_{equi} + (v_e - v_s) \cdot G_{be} = 0$$

$$A = \frac{v_s}{v_e} = \frac{g_m + G_{be}}{g_m + G_{be} + G_{equi}} = 0.9975 \quad (19)$$

2) Transformation du schéma par le théorème de Miller

Sachant que l'entrée et la sortie du montage sont reliées par l'admittance : $Y_{be} = j\omega \cdot C_{be} + G_{be}$, on va utiliser le théorème de Miller (voir annexe).

Le courant i_1 de la figure 12b s'exprime selon : $i_1 = v_e \cdot (1 - A) \cdot Y_{be}$

Cette relation indique que l'admittance Y_{me} ramenée à l'entrée est formée par deux éléments en parallèle :

- Une capacité $C_{me} = C_{be} \cdot (1 - A) = 49 \cdot 10^{-15} \text{F}$
- Une résistance $R_{me} = r_{be} \cdot (1 - A) = 506 \text{k}$.

Le courant i_2 de la figure 12b s'exprime selon : $i_2 = -v_s \cdot \left(\frac{1}{A} - 1\right) \cdot Y_{be}$

Cette relation indique que l'admittance Y_{ms} ramenée à la sortie est formée par deux éléments en parallèle :

- Une capacité $C_{ms} = C_{be} \cdot \left(\frac{I}{A} - 1\right) = 50 \cdot 10^{-15} F$
- Une résistance $R_{ms} = r_{be} \cdot \left(\frac{I}{A} - 1\right) = 499k$.

Dans ces conditions, le schéma de la figure 13 a les mêmes propriétés que celui de la figure 12b.

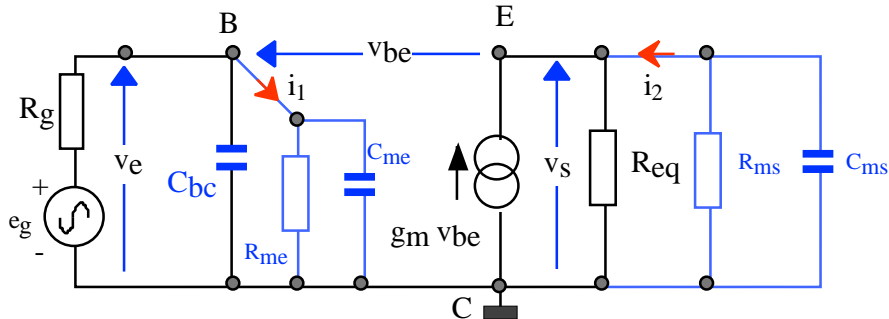


Figure 13

Compte-tenu de la valeur faible des capacités ramenées par le théorème de Miller et la forte valeur des résistances associées, on peut négliger ces éléments. Finalement, on obtient le schéma simple de la figure 14.

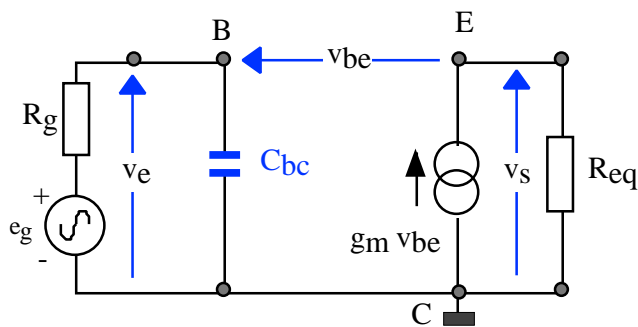


Figure 14

3) Fréquence de coupure f_h .

Exprimons le gain $A(f)$ du montage complet :

$$v_e = e_g \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_{bc} R_g} \quad v_s = g_m \cdot R_{eq} \cdot (v_e - v_s) \rightarrow v_e = \frac{1 + g_m \cdot R_{eq}}{g_m \cdot R_{eq}} v_s$$

$$A(f) = \frac{1 + g_m \cdot R_{eq}}{g_m \cdot R_{eq}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot C_{bc} R_g} \quad (20)$$

La fréquence de coupure haute f_h du montage collecteur commun est fixée par la constante de temps $(C_{bc} \cdot R_g)$. Elle ne dépend pas de la résistance d'utilisation R_u .

$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot C_{bc} R_g} \text{ soit : } 5.8 \text{ MHz.}$$

La figure 15 représente les réponses fréquentielles du montage collecteur commun pour trois valeurs de la résistance de charge R_u . La fréquence de coupure f_h est fixe.

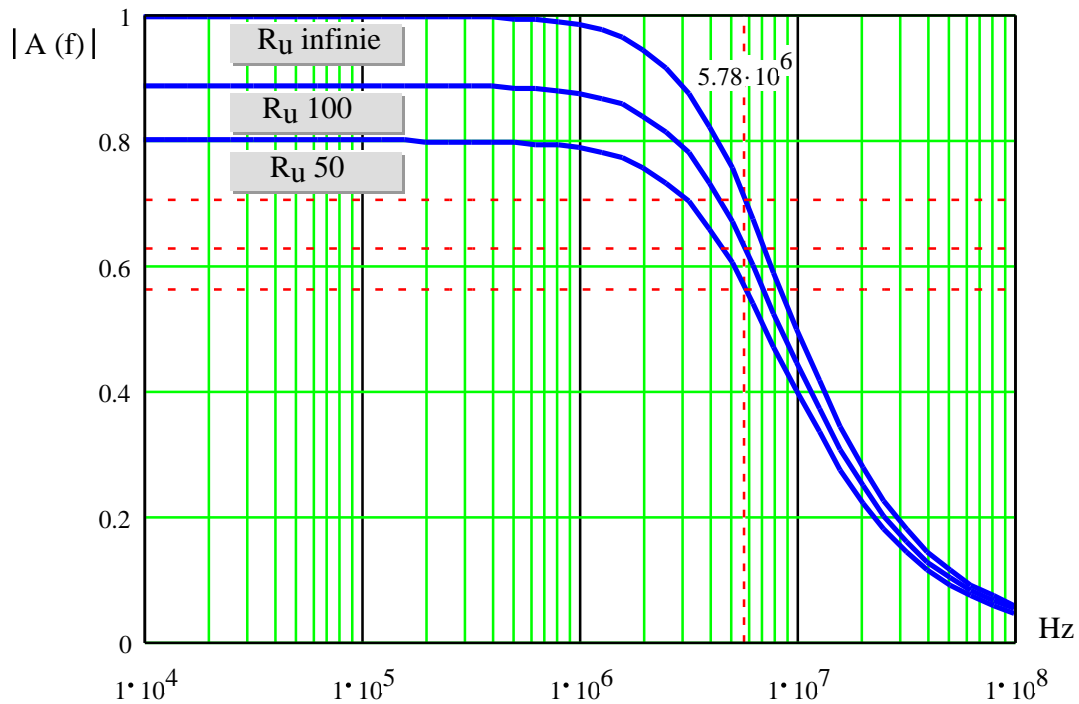


Figure 15

ANNEXE : THEOREME DE MILLER

On connaît le gain A du montage amplificateur dont l'entrée et la sortie sont reliées par la résistance R .

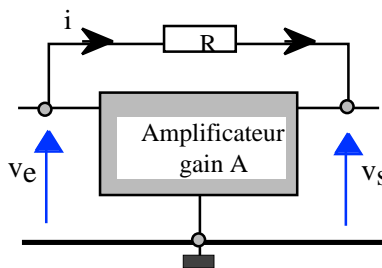


Figure 16

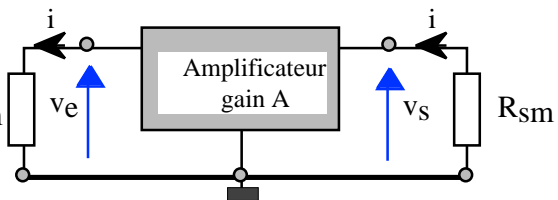


Figure 17

Le courant i qui traverse R est tel que : $i = \frac{v_e - v_s}{R}$. On peut écrire cette équation sous deux formes :

$$i = \frac{v_e}{R}(1 - A) \quad (21) \quad i = -\frac{v_s}{R}\left(1 - \frac{1}{A}\right) \quad (22)$$

Les relations (1) et (2) montrent alors que le schéma de la figure (16) peut être simulé par celui de la figure (17) où R est remplacé par les résistances ramenées à l'entrée et à la sortie : R_{em} et R_{sm} , avec :

$$R_{em} = \frac{R}{1 - A} \quad \text{et} \quad R_{sm} = \frac{R}{1 - \frac{1}{A}} \quad (23)$$