

## Un amplificateur large bande à 3 transistors

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

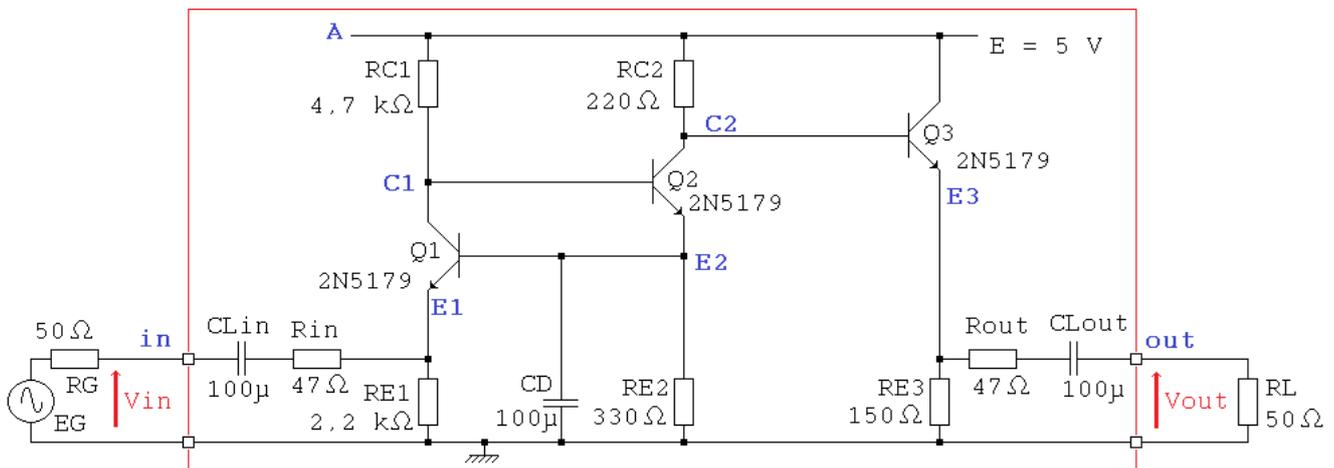
d'autres pdf, sur différents sujets :

[liste des PDF](#)

Cet article, a but pédagogique, montre l'association d'un « base commune », d'un « émetteur commun », et d'un « collecteur commun »...

La cascade de ces 3 montages fondamentaux donne un amplificateur. Avec l'apport d'une contre réaction, les caractéristiques sont : gain en tension de 20 dB, gain en puissance de 20 dB, bande passante de 50 MHz, prévu pour travailler en adapté 50  $\Omega$  en entrée et en sortie. Amplitude maximale en entrée : 50 mV, soit 35 mV eff.

### 1) Analyse théorique du schéma. Version sans contre réaction.



#### 1.a) Présentation succincte

L'entrée est sur  $Q_1$ , monté en base commune. La sortie de cet étage est sur le collecteur de  $Q_1$ .

Pour augmenter l'amplification en tension, on lui connecte un étage émetteur commun, formé par  $Q_2$ .

Le condensateur  $C_D$  ramène une masse dynamique sur la base de  $Q_1$  et sur l'émetteur de  $Q_2$ .

Le montage est conçu pour travailler en adapté 50  $\Omega$  :

- Le signal à amplifier est modélisé par une source de f.e.m. EG et résistance interne  $R_G = 50 \Omega$ .

L'impédance d'entrée du circuit complet (avec contre réaction, placée par la suite) étant bien inférieure, il a été choisi d'insérer une résistance  $R_{in} = 47 \Omega$ .

- Quant à la sortie, on ajoute un étage collecteur commun pour pouvoir débiter sur une faible impédance. L'impédance de sortie de ce circuit complet étant très faible, l'ajout d'une résistance  $R_{out} = 47 \Omega$  permet d'être adapté sur  $R_L = 50 \Omega$ .

Les transistors sont en liaison directe.  $C_{Lin}$  et  $C_{Out}$  sont des condensateurs de liaison qui coupent les composants continus, pour ne pas perturber la polarisation.

L'amplificateur est inverseur.

Les transistors sont des 2N5179, usuels dans le domaine RF (fréquence de transition 1,5 GHz, à  $I_C = 5 \text{ mA}$  et  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ), grâce à des condensateurs internes de jonction de faible valeur ( $C_{BC} < 1 \text{ pF}$  sous 10 V en inverse).

### 1.b) Calcul de la polarisation

#### - Etage Q1, Q2.

On admet, sur chaque transistor,  $V_{BE} \approx 0,8 \text{ V}$ . Il vient :  $V_{CEQ1} = V_{BEQ1} + V_{BEQ2} = 1,6 \text{ V}$ .

D'où, en négligeant  $I_{B2}$  devant  $I_{C1}$  :  $(R_{C1} + R_{E1}) I_{C1} = E - V_{CEQ1}$ .

Il vient  $I_{C1} = (E - V_{CEQ1}) / (R_{C1} + R_{E1}) = (5 - 1,6) / 6,9 \text{ k} = 0,5 \text{ mA}$ .

Par conséquent :  $U_{RC1} = R_{C1} I_{C1} = 4,7 \text{ k} \cdot 0,5 \text{ m} = 2,35 \text{ V}$  et  $U_{RE1} = R_{E1} I_{C1} = 2,2 \text{ k} \cdot 0,5 \text{ m} = 1,1 \text{ V}$ .

Le potentiel d'émetteur de Q2 est à :  $U_{RE1} + V_{BEQ1} = 1,1 + 0,8 = 1,9 \text{ V}$ .

Il vient, en négligeant  $I_{B3}$  devant  $I_{C2}$  :  $I_{C2} = 1,9 / 330 = 5,7 \text{ mA}$ . Et par suite  $U_{RC2} = 220 \times 5,7 \text{ m} = 1,25 \text{ V}$ .

D'où  $V_{CEQ2} = 5 - 1,25 - 1,9 = 1,85 \text{ V}$ .

#### - Etage Q3.

C'est un émetteur suiveur. Sa sortie est à  $E - U_{RC2} - V_{BEQ3} = 5 - 1,25 - 0,8 = 2,95 \text{ V}$ .

Il travaille donc à  $V_{CEQ3} = 2,05 \text{ V}$ .

Le courant  $I_{C3} = 2,95 / 150 = 19,6 \text{ mA}$ .

La puissance dissipée en statique par Q3 est donc voisine de  $V_{CEQ3} \times I_{C3} = 2,05 \times 19,6 \text{ m} = 40 \text{ mW}$ .

Celle délivrée par l'alimentation est  $E I = 5 (0,5 + 5,7 + 19,6) = 130 \text{ mW}$ .

Cette répartition des potentiels assure le mode normal aux transistors ( $V_{BE}$  direct,  $V_{BC}$  inverse).

La dynamique autour du point de repos est faible, conséquence d'avoir  $V_{CE}$  voisin de 2 V.

### 1.c) Simulation de la polarisation

La simulation .OP de Pspice donne :

NAME	Q1	Q2	Q3
MODEL	Q2N5179	Q2N5179	Q2N5179
IB	6.87E-06	7.34E-05	3.37E-04
IC	4.41E-04	5.23E-03	1.90E-02
VBE	7.63E-01	8.32E-01	8.79E-01
VBC	-8.32E-01	-1.19E+00	-1.23E+00
VCE	1.60E+00	2.03E+00	2.10E+00
BETADC	6.42E+01	7.13E+01	5.63E+01
GM	1.67E-02	1.70E-01	5.02E-01
RPI	4.26E+03	3.93E+02	8.49E+01
RX	1.00E+01	1.00E+01	1.00E+01
RO	2.29E+05	1.93E+04	5.33E+03
CBE	3.98E-12	2.69E-11	1.64E-10
CBC	7.13E-13	6.72E-13	6.74E-13
CJS	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
BETAAC	7.12E+01	6.69E+01	4.26E+01
CBX/CBX2	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00
FT/FT2	5.67E+08	9.82E+08	4.85E+08

On confirme que les transistors sont polarisés

en mode normal :

$V_{BE}$  direct,  $V_{BC}$  inverse.

On retrouve, avec plus de précision, les valeurs déterminées par le calcul au premier ordre :

- Avec des valeurs estimées sur les  $V_{BE}$ , nous avons calculé  $I_{C1} = 0,5 \text{ mA}$ .

Si on tient compte de  $I_{B2} = 0,073 \text{ mA}$ , on a  $0,5 \text{ mA} - 0,073 \text{ mA} = 0,427 \text{ mA}$ , valeur très proche de celle simulée (0,44 mA).

-  $I_{C2}$  prédéterminé : 5,7 mA, simulé : 5,23 mA. L'écart de 0,47 mA vient pour beaucoup au courant  $I_{B3}$  que le simulateur donne pour 0,337 mA qui a été négligé dans notre calcul.

- Les tensions  $V_{CE1,2,3}$  simulées sont 1,6 V 2,03 V 2,1 V pour 1,6 V 1,85 V 2,05 V respectivement calculées. On est en accord. L'écart le plus grand est sur Q2, conséquence de l'écart sur  $I_{C2}$  indiqué précédemment, reporté dans les chutes de tension sur  $R_{C2}$ ,  $R_{E2}$ .

Pour finir, l'estimation rapide de la puissance consommée (130 mW) est validée :

TOTAL POWER DISSIPATION	1.25E-01	WATTS
-------------------------	----------	-------

Pour les calculs ultérieurs, nous allons exploiter les informations suivantes :

Q1 :  $g_m = 0,0167$  vérifions par l'équation :  $I_C/V_T$  soit :  $0,441 \text{ mA} / 26 \text{ mV} = 0,0169$ .

Q2 :  $r_{\pi} = 393 \Omega$   $g_m = 0,17$  vérifions par l'équation :  $\beta / g_m$  soit :  $66,9 / 0,17 = 393 \Omega$ .

### 1.d) Calcul de l'amplification dynamique (moyenne fréquence)

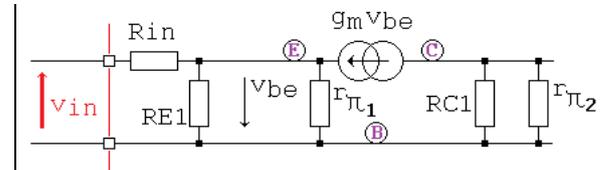
Etudions chaque étage, en adoptant le modèle  $r_{\pi}$ ,  $g_m v_{be}$  pour chaque transistor.

#### - Montage base commune Q1.

On néglige  $r_{BB}' = 10 \Omega$  devant  $r_{\pi 1} = 4,26 \text{ k}\Omega$ .

On néglige ainsi le pont diviseur  $r_{BB}'$ ,  $r_{\pi 1}$ .

On néglige  $i_B$  devant  $i_C$ .



La charge dynamique est :  $R_{C1} //$  impédance d'entrée de l'émetteur commun. Cette dernière est  $r_{\pi}$  de  $Q_2$ .

Posons  $R_{EQ} = R_{C1} // r_{\pi 2}$ .

Rappelons que le montage base commune intrinsèque dispose :

$$\text{d'une amplification en tension } \frac{V_C}{V_E} = g_{m1} R_{EQ},$$

$$\text{d'une impédance d'entrée} = 1/g_{m1}.$$

Sur notre schéma, cette dernière est en parallèle avec  $R_{E1}$ . Posons  $Regm = R_{E1} // (1/g_{m1})$ .

$$\Rightarrow \text{L'impédance d'entrée, vu « à droite » de } v_{in} \text{ est : } R_{in} + Regm$$

Entre  $v_{in}$  et  $v_{be}$ , il y a un pont diviseur de tension :

$$\frac{Regm}{R_{in} + Regm}$$

$$\Rightarrow \text{L'amplification en tension de cet étage est } \mathbf{v_{C1} / v_{in}} : \quad g_{m1} R_{EQ} \frac{Regm}{R_{in} + Regm}$$

Application numérique :

$$R_{EQ} = 4,7 \text{ k}\Omega // 393 \Omega = 362,7 \Omega.$$

$$g_{m1} R_{EQ} = 0,0167 \times 362,7 = 6,06$$

$$1/g_{m1} = 0,0167 = 59,9 \Omega.$$

$$Regm = 2200 // 59,9 = 58,3 \Omega$$

$$\Rightarrow \text{L'impédance d'entrée en } v_{in} : \quad 47 + 58,3 = \boxed{105,3 \Omega}.$$

$$\Rightarrow \text{L'amplification } \mathbf{v_{C1} / v_{in}} \text{ est : } \quad 6,06 \frac{58,3}{47 + 58,3} = \boxed{3,35}.$$

#### - Montage émetteur commun Q2.

On néglige l'influence de l'impédance d'entrée de  $Q_3$ , monté en collecteur commun.

L'amplification en tension d'un émetteur commun est  $v_{C2}/v_{B2} : -g_{m2} R_{C2}$ .

Application numérique :  $g_{m2} = 0,17$   $R_{C2} = 220 \Omega$

$$\Rightarrow \text{L'amplification } \mathbf{v_{C2} / v_{B2}} \text{ est : } \quad -0,17 \times 220 = \boxed{-37,4}$$

#### - Montage collecteur commun Q3.

C'est un émetteur suiveur. En première approximation  $v_{E3} / v_{C2}$  est 1.

Il y a un pont diviseur de tension entre  $v_{out}$  et  $v_{E3}$  :

$$\mathbf{v_{out} / v_{E3}} = R_L / (R_{out} + R_L) = 50 / (47 + 50) = 0,515.$$

Remarque :

L'impédance de sortie du collecteur commun est  $(R_{C2} + r_{\pi 3}) / \beta_3 = (220 + 84,9) / 42,6 = 7 \Omega$ .

L'étage de sortie présentera :  $R_{out} + (R_{C2} + r_{\pi 3}) / \beta_3 = 47 + 7 = 54 \Omega$ .

#### - Association Q1, Q2, Q3.

On attend donc, dans une gamme de fréquence moyenne,

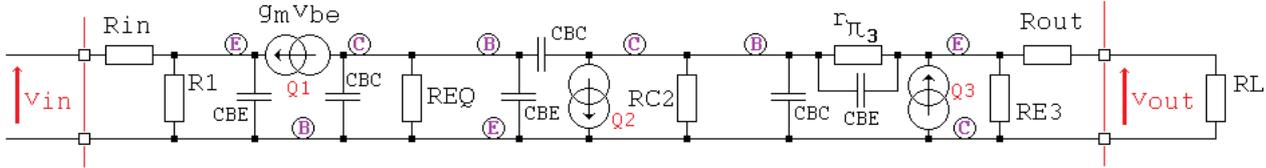
$$\mathbf{v_{out} / v_{in}} = (\mathbf{v_{out} / v_{E3}}) \times (\mathbf{v_{E3} / v_{C2}}) \times (\mathbf{v_{C2} / v_{B2}}) \times (\mathbf{v_{C1} / v_{in}}) = 0,515 \times 1 \times (-37,4) \times 3,35$$

$$\boxed{\mathbf{v_{out} / v_{in}} = -64,5.}$$

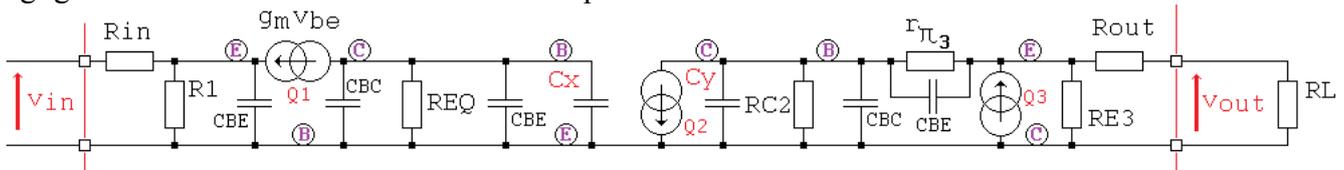
### 1.e) Réponse en haute fréquence, recherche de la fréquence de coupure haute par le pôle dominant

Faisons évoluer le modèle des transistors bipolaires en ajoutant  $C_{BE}$ ,  $C_{BC}$ . On continue à négliger  $r_{BB}$ .

Le schéma complet en dynamique admet comme modèle équivalent, en posant  $R_1 = R_{E1} // r_{\pi 1}$  :



Réalisons une simplification par le théorème de Miller sur l'étage  $Q_2$ , émetteur commun, toujours en négligeant l'influence du collecteur commun qui lui est connecté :



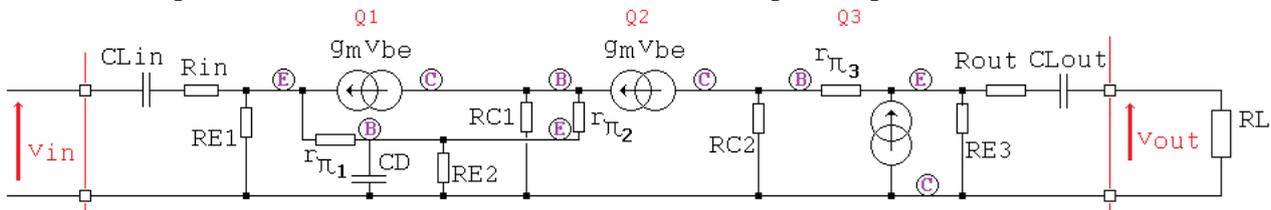
On a :  $C_x = C_{BC} (1 + g_{m2} R_{C2}) = 0,672 \text{ pF} \times (1 + 37,4) = 25,8 \text{ pF}$   
 $C_y = C_{BC} [1 + 1/(g_{m2} R_{C2})] = 0,672 \text{ pF} \times [1 + 1/37,4] = 0,69 \text{ pF}$

$C_x$  est en parallèle avec  $C_{BE}$  de  $Q_2 = 26,9 \text{ pF}$ , et  $C_{BC}$  de  $Q_1 = 0,7 \text{ pF}$ , ce qui donne en ce point un condensateur équivalent de :  $C_{eq} = 25,8 + 26,9 + 0,7 = 53,4 \text{ pF}$ . La contribution de  $C_{eq}$  est dominante. Cela forme une fréquence de coupure basse de  $1/(2\pi R_{EQ} C_{eq}) = 1/(2 \pi \times 362,7 \times 53,4 \text{ p}) = \boxed{8,22 \text{ MHz}}$ .

Les autres fréquences de coupure sont bien supérieures, car créées par des condensateurs et/ou des résistances de plus faible valeur. Il faut monter haut en fréquence pour avoir les limitations créées par l'étage base commune et par l'étage collecteur commun.

### 1.f) Comportement en basse fréquence, recherche de la fréquence de coupure basse

En très basse fréquence, les condensateurs extérieurs ne se comportent plus comme des courts-circuits.



La fonction de transfert est du type passe haut, du troisième ordre. L'expression  $v_{out}/v_{in}$  est trop lourde de calculs. Néanmoins, on peut étudier le rôle de chaque condensateur pris indépendamment.

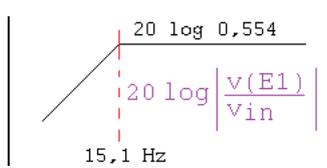
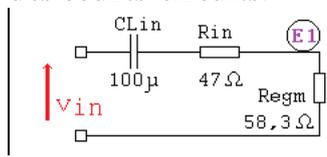
#### - Contribution de CLin, les autres condensateurs étant considérés comme des courts-circuits.

Le montage base commune impose une résistance d'entrée en  $E_1 = 1/g_{m1}$ .  
 $Regm = R_{E1} // (1/g_{m1}) = 2200 // 59,9 = 58,3 \Omega$

Le circuit d'entrée est formé d'une maille :

$\Rightarrow$  L'étage à base de  $Q_1$  reçoit  $v_{in}$  après un pont diviseur de tension.  

$$\frac{v(E_1)}{v(in)} = \frac{Regm}{(1/jCLin \omega) + Rin + Regm} = \frac{jCLin \omega Regm}{1 + (Rin + Regm) jCLin \omega}$$



La fréquence de coupure est alors  $\frac{1}{2 \pi (Rin + Regm) CLin} = \frac{1}{2 \pi (47 + 58,3) 100 \cdot 10^{-6}} = \boxed{15,1 \text{ Hz}}$ .

Le plateau est à  $\frac{Regm}{Rin + Regm} = \frac{58,3}{47 + 58,3} = 0,554$

**- Contribution de CLout, les autres condensateurs étant considérés comme des courts-circuits.**

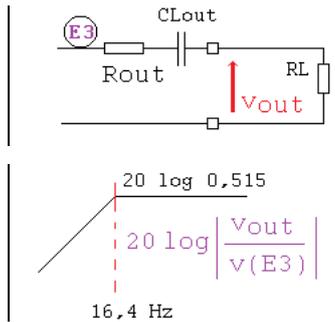
La maille de sortie montre un pont diviseur de tension :

$$\frac{v(\text{out})}{v(\text{E3})} = \frac{R_L}{(1/jC_{Lout} \omega) + R_{out} + R_L} = \frac{R_L j C_{Lout} \omega}{1 + (R_{out} + R_L) j C_{Lout} \omega}$$

La fréquence de coupure est alors :

$$\frac{1}{2 \pi (R_{out} + R_L) C_{Lout}} = \frac{1}{2 \pi (47 + 50) 100 \cdot 10^{-6}} = \boxed{16,4 \text{ Hz}}$$

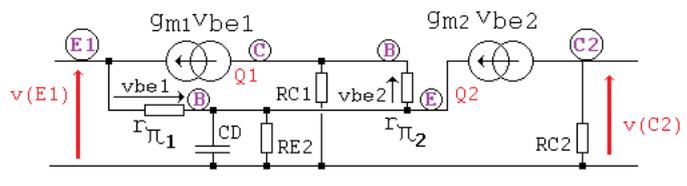
Le plateau est à  $\frac{R_L}{R_{out} + R_L} = \frac{50}{47 + 50} = 0,515$ .



**- Contribution de CD, les autres condensateurs étant considérés comme des courts-circuits.**

On néglige l'influence de l'impédance d'entrée de Q3, monté en collecteur commun.

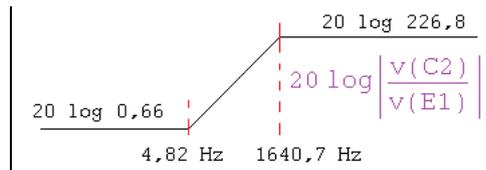
On peut isoler la partie du schéma Q1, Q2, qui montre que CD agit en découplage de la base commune et de l'émetteur commun.



L'annexe 2 montre la résolution de ce système qui aboutit à :

$$\frac{v(\text{C2})}{v(\text{E1})} = - \frac{R_{C2}}{R_{E2}} \frac{1 + j R_{E2} C_D \omega}{1 + j r C_D \omega}$$

avec  $r = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} R_{eq}}$  où  $R_{eq} = \frac{r_{\pi 2} R_{C1}}{r_{\pi 2} + R_{C1}} = r_{\pi 2} // R_{C1}$



La fréquence de coupure est:  $\boxed{1640 \text{ Hz}}$ .

**- Bilan**

Bien entendu, la réponse harmonique globale n'est pas une composition des réponses harmoniques calculées séparément.

Par contre, il est exact de dire que **le condensateur le plus critique est CD** : même avec une valeur élevée de 100 µF, la fréquence de coupure qui lui est associée (1,64 kHz) est bien supérieure aux 2 autres coupures (voisines de 15 Hz).

Ces études séparées peuvent néanmoins se cumuler pour des fréquences bien au-delà des cassures, quand on a de nouveau tous les condensateurs se comportant comme des courts-circuits.

L'amplification résultante en est :

$$\frac{v(\text{E1})}{v(\text{in})} \times \frac{v(\text{C2})}{v(\text{E1})} \times \frac{v(\text{E3})}{v(\text{C2})} \times \frac{v(\text{out})}{v(\text{E3})} = 0,554 \times (-226,8) \times 1 \times 0,515 = \frac{v(\text{out})}{v(\text{in})} = - 64,7, \text{ valeur déjà calculée.}$$

## 2) Simulation du schéma. Version sans contre réaction

Les calculs précédents ont abouti à un modèle de l'amplificateur, valable en petits signaux, et en dynamique (fréquence placée au milieu de la bande passante), qui présente :

- une source de tension commandée par une tension de coefficient  $A_{v0}$ ,
- d'une résistance d'entrée  $r_e$ ,
- d'une résistance de sortie  $r_s$ .

$r_e = 105,3 \Omega$      $r_s = 54 \Omega$      $V_{out}/V_{in} = -64,5$

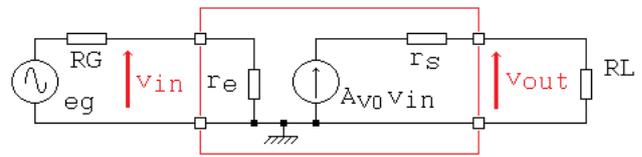
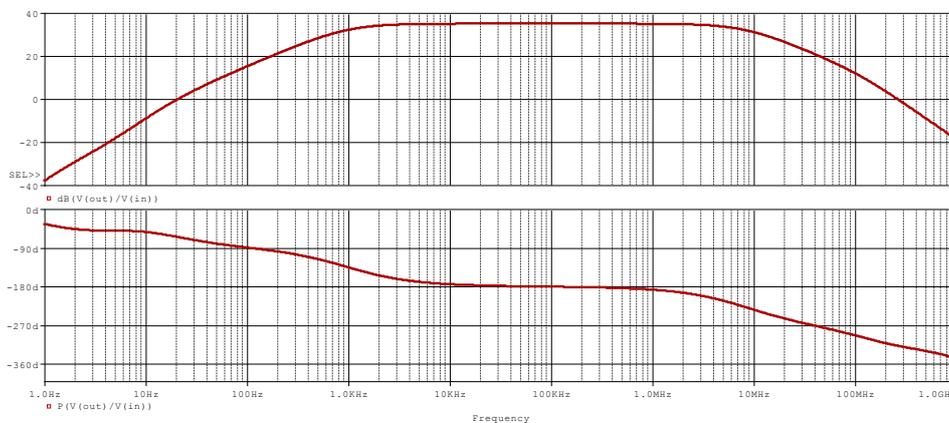


schéma équivalent

Nous allons vérifier les valeurs de ces paramètres par la simulation :

### 2.a) Réponse harmonique



On visualise la réponse harmonique de l'amplificateur  $v_{out}/v_{in}$ , (charge  $R_L$  connectée).

On a un plateau à 35 dB,

les coupures à  $-3$  dB sont : 965 Hz à 8,2 MHz.

Cela confirme la valeur prédéterminée de 8,22 MHz.

Quant à la fréquence basse, notre calcul de l'intervention de  $C_D$  seul, avait abouti de 1,64 kHz.

La valeur de 965 Hz est issue d'un calcul vrai qui tient compte de la réponse des 3 condensateurs.

La courbe de phase est à  $-180^\circ$  dans la bande passante, ce qui montre l'inversion.

La fréquence de transition est de  $f_T = 262$  MHz.

Cutoff_Lowpass_3dB(V(out)/V(in))	8.20929meg
Cutoff_Highpass_3dB(V(out)/V(in))	965.59207

Choisissons la fréquence 100 kHz comme représentative du milieu de bande.

On peut lire le coefficient d'amplification  $v_{out}/v_{in}$  : -56,43.

X Values	100.000K
V(out)/V(in)	56.430

En affichant les potentiels internes, on peut vérifier nos calculs de prédétermination :

	base commune	émetteur commun	collecteur commun	Ampli intrinsèque
	$V_{C1}/V_{in}$	$V_{C2}/V_{B2} = V_{C2}/V_{C1}$	$V_{E3}/V_{C2}$	$V_{E3}/V_{E1}$
prédéterminé	3,35	-37,4	1	
simulé (module)	X Values 100.000K V(C1)/V(in) 3.4107	X Values 100.000K V(C2)/V(C1) 33.296	X Values 100.000K V(E3)/V(C2) 963.991m	X Values 100.000K V(E3)/V(E1) 198.780

Le pont diviseur de sortie, entre l'émetteur suiveur et  $R_L$  a pour valeur 0,515 : valeur qui se vérifie tout simplement par  $R_L/(R_{out}+R_L) = 50/97 = 0,515$ .

X Values	100.000K
V(out)/V(E3)	515.464m

Vérification :

$|V_{out}/V_{in}| = |(V_{out}/V_{E3}) (V_{E3}/V_{C2}) (V_{C2}/V_{B2}) (V_{B2}/V_{in})| = 0,515 \times 0,964 \times 33,3 \times 3,4 = 56,4$  aux arrondis près.

Ce qui confirme, à 10 % près, notre calcul (qui avait approximé le collecteur commun à un suiveur parfait).

## 2.b) Impédances

### Résistance d'entrée $r_e$ (mesurée à 100 kHz)

En affichant  $V(in)/I(CLin)$ , on dispose du module de l'impédance d'entrée.

En milieu de bande, sa valeur est  $104,6 \Omega$  (prédéterminée :  $105,3 \Omega$ )

X Values	100.000K
V(in)/I(CLin)	104.606

### Résistance de sortie $r_s$ (mesurée à 100 kHz)

On exploite le pont diviseur :  $v_{out} = A_{v0} v_{in} R_L / (r_s + R_L)$ .

Si on modifie  $R_L$ , toute chose égale par ailleurs, nous conserverons la même valeur à  $A_{v0} v_{in}$ .

En refaisant une réponse harmonique avec  $R_L = 40 \Omega$ , on obtient :

$v_{out} / v_{in} = 49,955$ , au lieu de  $56,43$ .

X Values	100.000K
V(out)/V(in)	49.955

On a :  $v_{out} = A_{v0} v_{in} \frac{R_L}{R_L + r_s}$ , soit :  $56,43 = A_{v0} v_{in} \frac{50}{50 + r_s}$

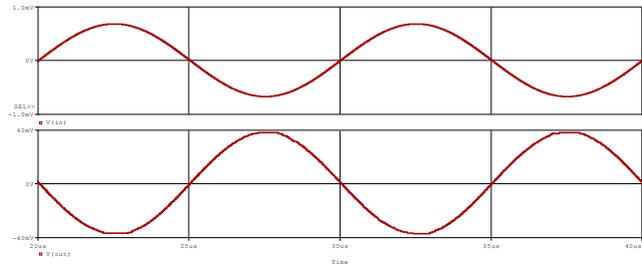
et :  $49,955 = A_{v0} v_{in} \frac{40}{40 + r_s}$

On déduit :  $r_s = 53,83 \Omega$  (prédéterminée :  $54 \Omega$ )

## 2.c) Réponse temporelle

On fait un run avec une entrée  $e_g$  1 mV d'amplitude (2 mV càc), pour rester dans le domaine petits signaux.

La fréquence est de 100 kHz, pour rester au centre de la bande passante.



On mesure après un certain temps pour s'éloigner des éventuelles conséquences des conditions initiales.

On a, en  $v_{in}$ , 1,3524 mV càc, soit une atténuation de 0,67, conséquence du pont diviseur de tension à l'entrée.

L'amplification en tension est  $-75,136 / 1,3524 = -55,6$ .

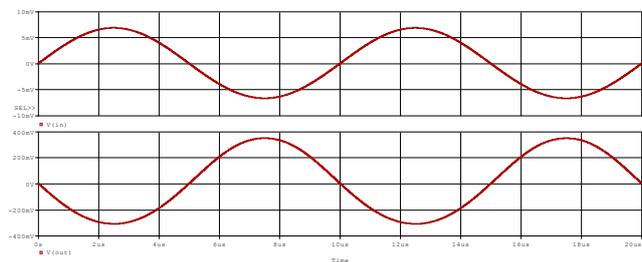
Sur ce tracé, on remarque une très légère déformation de l'onde en sortie. Si elle était parfaitement sinusoïdale on aurait une tension légèrement plus grande.

C'est en parfaite cohérence avec ce que donne l'analyse AC (56,4).

X Values	37.504u	32.496u	5.0089u
V(out)	38.008m	-37.128m	75.136m
V(in)	-673.947u	678.459u	-1.3524m

Plaçons maintenant un signal plus important : une entrée  $e_g$  10 mV d'amplitude (20 mV càc).

On mesure après un certain temps pour s'éloigner des éventuelles conséquences des conditions initiales.



On a, en  $v_{in}$ , 13,54 mV càc, soit une atténuation de 0,677, conséquence du pont diviseur de tension à l'entrée.

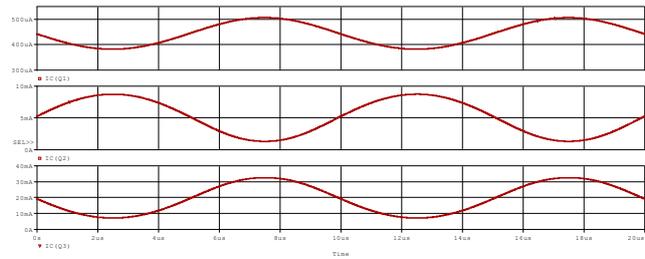
On a 658,7 mV càc en  $v_{out}$ .

L'amplification en tension est  $v_{out}/v_{in} = -658,7/13,54 = -48,65$ .

Trace Name	Y1	Y2	Y1 - Y2
X Values	12.500u	17.500u	-5.0002u
V(out)	-309.565m	349.140m	-658.705m
V(in)	6.8624m	-6.6780m	13.540m

A ce niveau de tension, on est en présence d'une légère distorsion (qui est créée par  $Q_1$ , visible en visualisant  $VCE_{Q1} = V(C1) - V(E1)$ ). La conséquence est une diminution de la valeur crête à crête de la tension de sortie, ce qui explique la valeur de l'amplification apparente inférieure à 56,4.

On peut visualiser les courants de collecteur :  
 $i_{CQ1}(t)$  = portée par une composante continue de 0,441 mA, une variation de 0,124 mA càc.  
 $i_{CQ2}(t)$  = portée par une composante continue de 5,23 mA, une variation de 7,4 mA càc.  
 $i_{CQ3}(t)$  = portée par une composante continue de 19 mA, une variation de 22,93 mA càc.



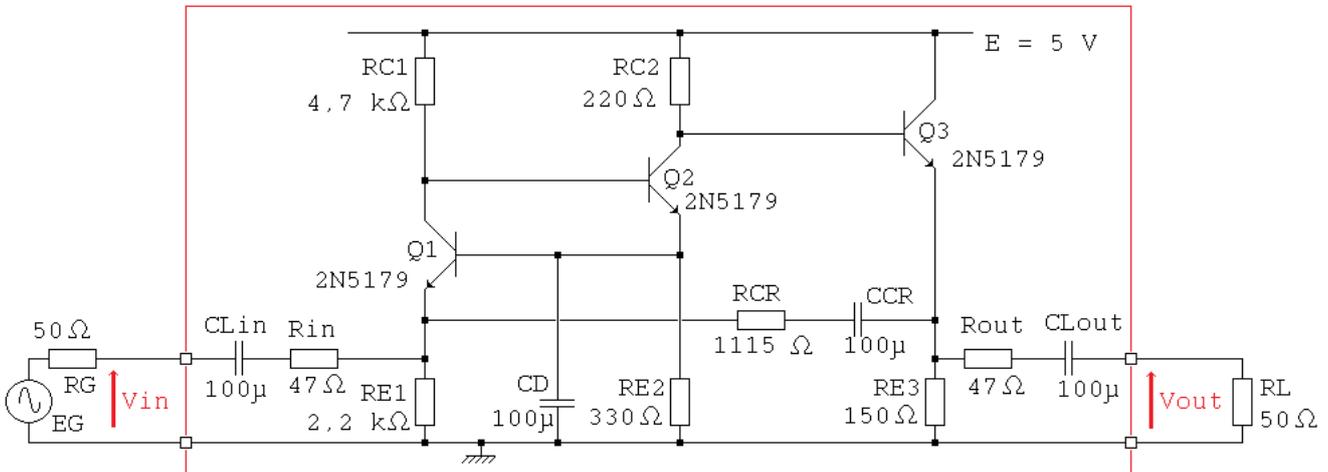
La puissance entrante dans l'amplificateur est 218 nW, celle fournie à  $R_L$  est 1,38 mW.  
 Le gain en puissance est  $10 \log (1,38/0,218) = 8 \text{ dB}$ .

X Values	
18.000u	
AVGX(W(RL),10u)	1.3836m
AVGX(V(in)*I(CLIn),10u)	218.638n

### 3) Evolution : ajout de la contre réaction.

#### 3.a) L'amplificateur contre réactionné

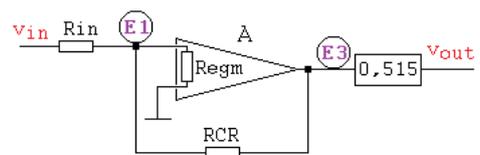
La contre réaction est apportée par une branche formée de  $R_{CR} = 1,115 \text{ k}\Omega$  et  $C_{CR} = 100 \mu\text{F}$ .



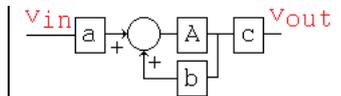
Raisonnons en dynamique, les condensateurs en court-circuit. (AC) :

L'émetteur de  $Q_1$  reçoit la contribution de  $v_{in}$  d'une part, et, par la branche de retour, la contribution du potentiel en E3.  
 La sortie  $v_{out}$  est reliée à E3 au travers le pont diviseur de tension.

Le croquis ci-contre résume la chaîne d'amplification :

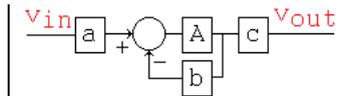


En utilisant le formalisme des schémas blocs, on a le schéma fonctionnel ci-contre.



Notre amplificateur est inverseur : le coefficient A est négatif. C'est  $v(E3)/v(E1) = -198,78$ .

On peut faire glisser ce signe - et représenter le schéma fonctionnel par un autre équivalent, où la transmittance « a » est affectée d'un signe -.



La FTBF est alors classiquement : 
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = a \frac{A}{1 + A b} c$$

$$a = - \frac{R_{CR} // R_{egm}}{R_{in} + R_{CR} // R_{egm}} = - \frac{55,4}{47 + 55,4} = - 0,541, \quad b = \frac{R_{in} // R_{egm}}{R_{CR} + R_{in} // R_{egm}} = \frac{26,02}{1115 + 26,02} = 0,0228$$

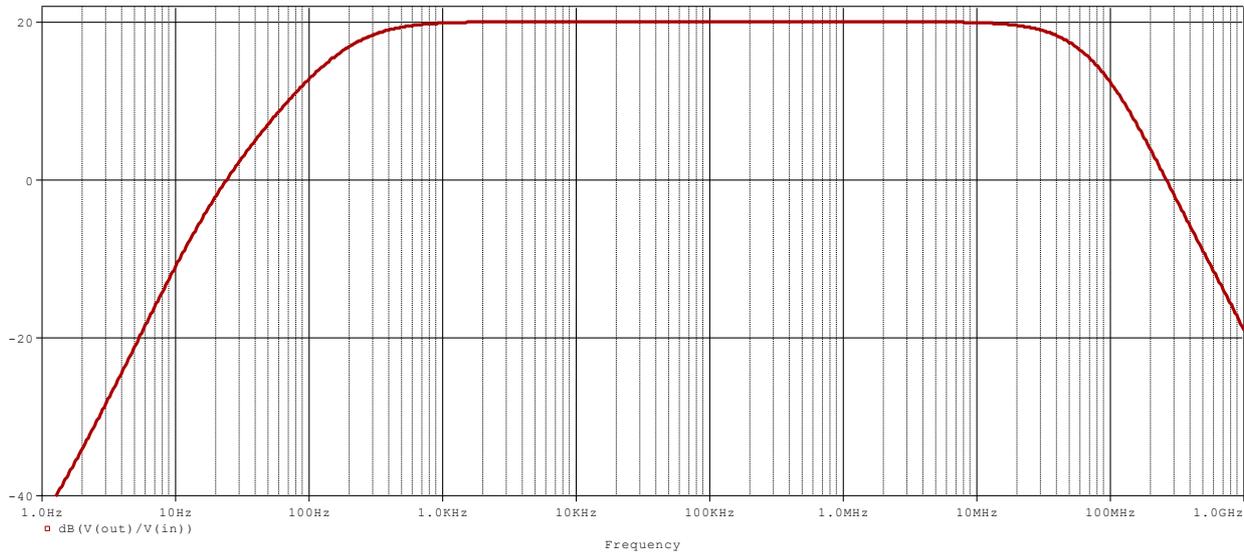
$c = 0,515 \quad A = 198,78, \quad \text{d'où} \quad Ab = 198,78 \times 0,0228 = 4,533.$

La FTBF est alors :  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -0,541 \frac{198,78}{1+4,533} 0,515 = - 10.$

La contre réaction a eu comme conséquence de faire chuter le gain. La valeur de  $R_{CR} = 1115$  a été ajustée pour avoir exactement 20 dB.

La conséquence directe est l'augmentation de la bande passante, comme nous allons le vérifier par la simulation.

### 3.b) Simulation de l'amplificateur contre réactionné



La réponse harmonique montre :  
 un gain de 20 dB,  
 une bande passante : [209 Hz ; 54,1 MHz].  
 La fréquence de transition est à 259,4 MHz.

La fréquence 100 kHz est toujours en milieu de bande.

X Values	100.000K
dB(V(out)/V(in))	19.999
Cutoff_Highpass_3dB(V(out)/V(in))	209.23045
Cutoff_Lowpass_3dB(V(out)/V(in))	54.10599meg

#### Résistance d'entrée $r_e$ (mesurée à 100 kHz)

La même analyse harmonique peut donner la résistance d'entrée : 52 Ω.  
 On est donc en adapté 50 Ω.

X Values	100.000K
V(in)/I(CLin)	52.115

Interprétation : en E1, donc après la résistance  $R_{in}$ , l'impédance dynamique est tombée à  $52,115 - 47 = 5,115 \Omega$ . ( $58,3 \Omega$  sans contre réaction). Cette contre réaction a fait chuter l'impédance d'entrée.

#### Résistance de sortie $r_s$ (mesurée à 100 kHz)

En relançant la réponse harmonique avec  $R_L = 40 \Omega$ , on obtient :

$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 8,9$  au lieu de 10.

On a :  $v_{out} = A_{v0} v_{in} \frac{R_L}{R_L + r_s}$ , soit :  $10 = A_{v0} v_{in} \frac{50}{50 + r_s}$   
 et :  $8,9 = A_{v0} v_{in} \frac{40}{40 + r_s}$

On déduit :  $r_s = 48,42 \Omega$  (au lieu de  $54 \Omega$  sans contre réaction).

X Values	100.000K
V(out)/V(in)	8.9062

Interprétation : en E3, l'impédance dynamique est tombée à  $48,42 - 47 = 1,42 \Omega$ . (au lieu de  $7 \Omega$  sans contre réaction). Cette contre réaction a fait chuter l'impédance de sortie. Cela justifie la présence de  $R_{out}$  en sortie du collecteur commun pour être adapté  $50 \Omega$ .

### 3.c) Réponse temporelle

#### Dynamique de tension

En plaçant la fem  $e_g$  d'amplitude 130 mV, ( $f = 100$  kHz) on voit nettement une saturation qui se présente en  $V_{out}$ .

La réponse en XY permet de mieux localiser le domaine linéaire.

Cela montre l'amplitude maximale à placer en  $v_{in}$  : 50 mV.



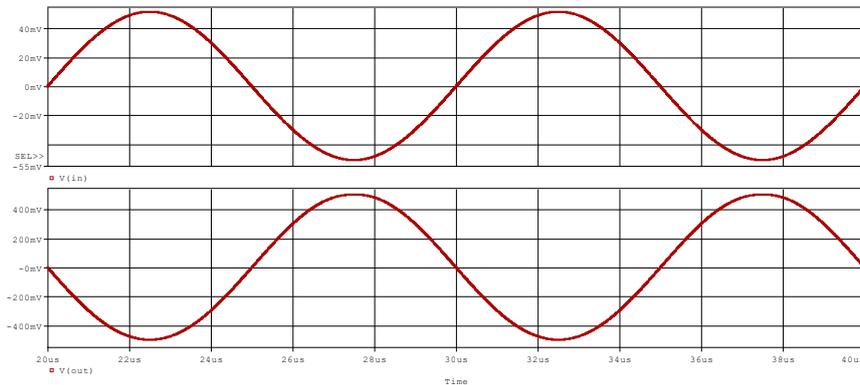
#### Amplification en tension

On a, en  $e_g$  une amplitude de 100 mV, soit 200 mV càc, fréquence 100 kHz.

En  $v_{in}$ , on a 102,627 mV càc. On a 1 V càc en  $V_{out}$ , avec une faible distorsion.

Rappelons que l'alimentation n'est que 5 V.

L'amplification en tension est :  $V_{out}/V_{in} = -1/0,102 = -9,74$ . Soit 19,77 dB.



X Values	32.496u	37.522u	-5.0266u
V(out)	-498.748m	505.350m	-1.0041
V(in)	51.613m	-51.014m	102.627m

#### Amplification en puissance

La puissance fournie à  $R_L$  est 2,55 mW, celle entrante dans l'amplificateur est 25  $\mu$ W.

Le gain en puissance est  $10 \log(2,55/0,025) = 20,1$  dB.

X Values	30.000u
AVGX(W(RL),10u)	2.5566m
AVGX(V(in)*I(CLIn),10u)	24.986u

### Conclusion

Cet article présente une synthèse, sur un seul montage, de plusieurs connaissances de l'électronique analogique traitées usuellement dans l'enseignement de l'électronique.

Les simulations Pspice accompagnent les explications et démonstrations. J'invite le lecteur à reproduire ce travail et à visualiser aussi les courants, les potentiels internes, grâce au fichier.cir joint en annexe.

On peut vérifier également la pertinence ou non d'avoir la même valeur de 100  $\mu$ F aux 4 condensateurs. En effet, sur la fréquence de coupure basse,  $C_D$  est le plus critique (de passer à 10  $\mu$ F fait passer la fréquence de coupure à 1,83 kHz, alors que ce même changement sur  $C_{CR}$  n'a pas de conséquence).

Néanmoins, comme indiqué dans la page suivante, il est intéressant de « fouiller » un peu plus en prenant en compte certains défauts des composants. En effet, cet article conforte la théorie, sans prolonger l'étude pour tenir compte de phénomènes qui interviennent quand on travaille en hautes fréquences.

## Remarque, analyse critique

Cette étude ne traite pas l'aspect technologique des composants, notamment les condensateurs.

On recense 3 défauts dans les condensateurs : la présence d'une résistance série  $R$ , d'une inductance série  $L$ , et éventuellement d'une résistance de fuite. Il vient alors un modèle de condensateur : un circuit RLC série. Nous avons :  $Z_C(j\omega) = R + jL\omega + (1/jC\omega) = R + j(L\omega - 1/C\omega)$ . Posons  $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ .

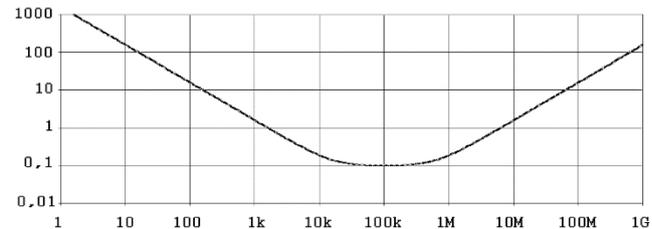
La caractéristique  $|Z_C| = f(\text{fréquence})$  de ce modèle de condensateur explique les dégradations dans notre amplificateur par rapport à un condensateur  $C$  parfait.

Avec un condensateur parfait, par l'équation  $|Z_C| = 1/C\omega$ , cette caractéristique serait, sur une échelle log log, une droite décroissante.

Mais :

- $R$  apporte une valeur non nulle quand  $f \rightarrow \infty$ .
- et, par l'expression  $L\omega$  qui devient prédominant devant  $1/C\omega$ , le comportement devient selfique au-delà d'une fréquence de résonance  $= \omega_0/2\pi$ .

Dans la courbe montrée en illustration, on a, à 50 MHz, le module de notre dipôle qui est de 7,8  $\Omega$ .



$|Z_C| = f(\text{fréquence})$  d'un circuit RLC série  
Ici,  $C = 100 \mu\text{F}$   $R = 0,1 \Omega$   $L = 25 \text{nH}$ .

Les condensateurs électrolytiques de 100  $\mu\text{F}$  ont une fréquence de résonance trop basse pour être exploités à des MHz. Il vaut mieux opter pour des condensateurs tantale, film plastique, (en CMS), ou, procédé connu, placer un condensateur adapté en HF (céramique) de faible valeur en parallèle avec le condensateur de 100  $\mu\text{F}$ . Cela fait retomber la caractéristique  $|Z_C| = f(\text{fréquence})$  pour  $f \rightarrow \infty$ .

Dans notre schéma, le plus critique est  $C_D$  : une simulation harmonique avec 1  $\Omega$  en série a montré une chute de l'amplification du système bouclé : 8 au lieu de 10. En effet, les montages base commune et émetteur commun ont leur gain respectif qui chute, le découplage étant partiel. La présence d'une résistance en ce nœud provoque une contre réaction qui fait chuter le gain et élargir la bande passante. Et en ajoutant 25 nH en série, la fréquence de coupure haute passe à 32,5 MHz (au lieu de 54 MHz).

Si le but de la simulation est de prédéterminer le fonctionnement réel du circuit, il faut alors compléter cette étude par des modèles plus exacts des condensateurs. De plus, il faudrait tenir compte d'autres paramètres, ignorés jusqu'ici, comme l'aspect pratique : qualité du circuit, implantation des composants, disposition des pistes etc. En effet, dans le domaine HF, la réalisation pratique est très critique, et une approche « basse fréquence », comme montré dans cet article, est insuffisante.

### Annexe 1 : fichier.cir, prêt à simuler

Amplificateur à 3 transistors

\* fichier ampli\_3t.cir

\* circuit

VCC A 0 DC=5

Vin eg 0 sin(0 100m 100k) AC=1

RG eg in 50

\*Csup in 0 1n ; pour test eg = 1 mV

CLin in inn 100uF

Rin inn E1 47

RC1 A C1 4.7k

RC2 A C2 220

Q1 C1 E2 E1 Q2N5179

Q2 C2 C1 E2 Q2N5179

RE1 E1 0 2.2k

RE2 E2 0 330

CD E2 0 100uF

Q3 A C2 E3 Q2N5179

RE3 E3 0 150

Rout E3 outt 47

CLout outt out 100uF

RL out 0 50

\*CCR E3 i 100uF

\*RCR i E1 1.115k

.OP

.AC DEC 100 1 1G

.TRAN 0.1ns 1u 0u 0.1ns

.probe

.model Q2N5179 NPN(Is=69.28E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=282.1 Ne=1.177

+ Ise=69.28E-18 Ikf=22.03m Xtb=1.5 Br=1.176 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=4

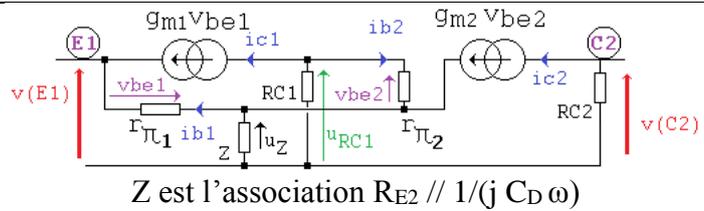
+ Cjc=893.1f Mjc=.3017 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=939.8f Mje=.3453 Vje=.75

+ Tr=1.588n Tf=141.1p Itf=.27 Vtf=10 Xtf=30 Rb=10)

.END

## Annexe 2 :

recherche de la fonction  $\frac{V_{C2}}{V_{E1}}$   
du circuit ci-contre :



Le circuit est géré par les équations suivantes (sous forme complexe) :

$$\text{La tension de sortie est :} \quad V_{C2} = - R_{C2} g_{m2} V_{be2} \quad [1]$$

$$\begin{aligned} \text{On a, en négligeant } i_{b2} \text{ devant } i_{c2} : \quad u_Z &= Z (i_{c2} - i_{b1}) \\ \text{Or :} \quad i_{c2} &= g_{m2} V_{be2} \quad \text{et :} \quad i_{b1} = V_{be1}/r_{\pi 1} \\ \text{L'équation précédente devient :} \quad u_Z &= Z (g_{m2} V_{be2} - V_{be1}/r_{\pi 1}) \end{aligned} \quad [2]$$

$$\text{La tension aux bornes de } R_{C1} \text{ est :} \quad u_{RC1} = u_Z + V_{be2} \quad [3]$$

$$\begin{aligned} \text{Par loi d'Ohm,} \quad u_{RC1} &= - R_{C1} (i_{c1} + i_{b2}) \\ \text{Or :} \quad i_{c1} &= g_{m1} V_{be1} \quad \text{et :} \quad i_{b2} = V_{be2}/r_{\pi 2} \\ \text{L'équation précédente devient :} \quad u_{RC1} &= - R_{C1} (g_{m1} V_{be1} + V_{be2}/r_{\pi 2}) \end{aligned} \quad [4]$$

$$\text{La tension d'entrée est :} \quad V_{E1} = u_Z - V_{be1} \quad [5]$$

Il nous faut éliminer  $u_Z$ ,  $u_{RC1}$ ,  $V_{be1}$ ,  $V_{be2}$

Hypothèse simplificatrice :  $i_{b1}$  négligeable devant  $i_{c2}$

$$\begin{aligned} \text{L'équation [2] devient :} \quad u_Z &= Z g_{m2} V_{be2} \quad [2'] \\ \text{Fusionnons [5] et [2'] :} \quad V_{E1} + V_{be1} &= Z g_{m2} V_{be2} \quad [52] \end{aligned}$$

$$\text{Fusionnons [3] et [4] :} \quad u_Z + V_{be2} = - R_{C1} (g_{m1} V_{be1} + V_{be2}/r_{\pi 2})$$

$$\text{Soit :} \quad V_{be2} \left(1 + \frac{R_{C1}}{r_{\pi 2}}\right) = - u_Z - R_{C1} g_{m1} V_{be1}$$

$$\text{En exploitant [2'] :} \quad V_{be2} \left(1 + \frac{R_{C1}}{r_{\pi 2}}\right) = - Z g_{m2} V_{be2} - R_{C1} g_{m1} V_{be1}$$

$$\text{Soit :} \quad V_{be2} \left(1 + \frac{R_{C1}}{r_{\pi 2}} + Z g_{m2}\right) = - R_{C1} g_{m1} V_{be1}$$

$$\text{On en sort :} \quad V_{be1} = - V_{be2} \left(\frac{1 + \frac{R_{C1}}{r_{\pi 2}} + Z g_{m2}}{R_{C1} g_{m1}}\right)$$

$$\text{C'est à dire :} \quad V_{be1} = - V_{be2} \left(\frac{1 + Z g_{m2}}{R_{C1} g_{m1}} + \frac{1}{r_{\pi 2} g_{m1}}\right)$$

$$\text{que l'on écrit, par simplicité d'écriture} \quad V_{be1} = - \alpha V_{be2}$$

$$\text{En exploitant [52] :} \quad Z g_{m2} V_{be2} = V_{E1} - \alpha V_{be2}$$

$$\text{Soit :} \quad V_{be2} = \frac{V_{E1}}{Z g_{m2} + \alpha}$$

$$\text{Que l'on place dans [1] :} \quad V_{C2} = - R_{C2} g_{m2} \frac{V_{E1}}{Z g_{m2} + \alpha}$$

$$\text{Pour arriver à :} \quad \frac{V_{C2}}{V_{E1}} = - \frac{R_{C2} g_{m2}}{Z g_{m2} + \alpha}$$

$$\begin{aligned} \text{Occupons-nous du dénominateur : } Z g_{m2} + \alpha &= Z g_{m2} + \frac{1 + Z g_{m2}}{R_{C1} g_{m1} r_{\pi2} g_{m1}} + \frac{1}{r_{\pi2} g_{m1}} \\ &= \frac{Z g_{m2} R_{C1} g_{m1} r_{\pi2} + (1 + Z g_{m2}) r_{\pi2} + R_{C1}}{R_{C1} g_{m1} r_{\pi2}} \end{aligned}$$

On a :  $R_{C1} g_{m1} \gg 1$ .

On aboutit ainsi à :

$$\frac{v_{C2}}{v_{E1}} = - \frac{R_{C2} g_{m2} R_{C1} g_{m1} r_{\pi2}}{Z g_{m2} r_{\pi2} R_{C1} g_{m1} + r_{\pi2} + R_{C1}}$$

Expression qui peut être allégée :

$$\frac{v_{C2}}{v_{E1}} = - A_v \frac{1}{1 + g_{m1} g_{m2} Z \text{Req}}$$

Avec :  $A_v = g_{m1} R_{C1} g_{m2} R_{C2} \frac{r_{\pi2}}{r_{\pi2} + R_{C1}}$  et  $\text{Req} = \frac{r_{\pi2} R_{C1}}{r_{\pi2} + R_{C1}} = r_{\pi2} // R_{C1}$

Remplaçons, pour finir, Z par son expression :

$$Z = \frac{R_{E2}}{1 + j R_{E2} C_D \omega}$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{C2}}{v_{E1}} &= - A_v \frac{1}{1 + g_{m1} g_{m2} \text{Req} \frac{R_{E2}}{1 + j R_{E2} C_D \omega}} = - A_v \frac{1 + j R_{E2} C_D \omega}{1 + j R_{E2} C_D \omega + g_{m1} g_{m2} \text{Req} R_{E2}} \\ &= - A_v \frac{1 + j R_{E2} C_D \omega}{(1 + g_{m1} g_{m2} \text{Req} R_{E2}) (1 + \frac{j R_{E2} C_D \omega}{1 + g_{m1} g_{m2} \text{Req} R_{E2}})} \end{aligned}$$

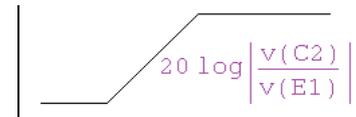
On a :  $g_{m1} g_{m2} \text{Req} R_{E2} \gg 1$ . Cela réduit l'expression à :  $\frac{v_{C2}}{v_{E1}} = - A_v \frac{1 + j C_D \omega}{g_{m1} g_{m2} \text{Req} (1 + \frac{j C_D \omega}{g_{m1} g_{m2} \text{Req}})}$

En remettant l'expression de  $A_v = g_{m1} R_{C1} g_{m2} R_{C2} \frac{r_{\pi2}}{r_{\pi2} + R_{C1}}$  et  $\text{Req} = \frac{r_{\pi2} R_{C1}}{r_{\pi2} + R_{C1}}$ , il vient :

$$\frac{v_{C2}}{v_{E1}} = - \frac{R_{C2}}{R_{E2}} \frac{1 + j R_{E2} C_D \omega}{1 + j r C_D \omega} \quad \text{avec } r = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} \text{Req}}$$

Faisons l'application numérique :

$\text{Req} = 4,7 \text{ k} // 330 = 363 \Omega$   $r = \frac{1}{1,67 \cdot 10^{-2} \cdot 0,17 \cdot 363} = 0,97 \Omega$ .



La fréquence de coupure du numérateur est  $1/(2\pi R_{E2} C_D) = 1/(2 \pi 330 \cdot 100 \cdot 10^{-6}) = 4,82 \text{ Hz}$

La fréquence de coupure du dénominateur est  $1/(2\pi r C_D) = 1/(2 \pi 0,97 \cdot 100 \cdot 10^{-6}) = 1640,7 \text{ Hz}$

pour  $\omega \rightarrow 0$ , le plateau s'écrit :  $\frac{R_{C2}}{R_{E2}} = \frac{220}{330} = 0,66$

pour  $\omega \rightarrow \infty$ , le plateau s'écrit :  $\frac{R_{C2}}{r}$  qui n'est que  $A_v = g_{m1} R_{C1} g_{m2} R_{C2} \frac{r_{\pi2}}{r_{\pi2} + R_{C1}} = 226,8$ .

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Guide d'installation et d'emploi simplifié	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
44	Exemples basiques et des exercices...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
45	Un exemple de circuit passif	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
46	Un oscillateur Colpitts	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
50	Une porte XOR à transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
51	Un VCO à 12 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
53	Un oscillateur à résistance négative	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
54	Une charge électronique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
55	Un amplificateur en classe C	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
56	Le monostable 74 123	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
57	Un amplificateur en classe D	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
58	Le transformateur en linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
59	La loi d'ohm thermique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
60	Le transformateur en non linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
62	Une alimentation stabilisée	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
63	Modélisation d'un haut-parleur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
64	Un synthétiseur de fréquence	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
65	Un ampli audio de Sparkfun	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
66	Simulation logique et analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
67	Un oscillateur à relaxation	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
70	Un amplificateur hautes fréquences	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
73	La relation de Bennett	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
75	Une horloge biphasé sans recouvrement	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
76	Quelques simulations sur la diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
78	Des stimuli pour PSpice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
80	Un ADC flash	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
81	Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
82	Un amplificateur 50 MHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
83	Un dérivateur non inverseur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
87	Des triggers de Schmitt et des applications	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
88	Un filtre gaussien analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
89	Un générateur de bruit rose	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>

90	Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
91	Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
92	L'emballement thermique d'une diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
93	Les puissances dans un amplificateur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
94	Asservissement de puissance dans une résistance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
95	Asservissement de la puissance émise par une antenne radio	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
96	Un driver de LED de puissance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
97	Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
98	Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
99	Effet de la température sur un amplificateur en classe A	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
100	Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
<b>Supplément, hors article :</b>			
<b>mon cours « Electronique pour les communications numériques », <a href="#">polycopié couleur 201 pages en pdf</a></b>			

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)