

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](#)

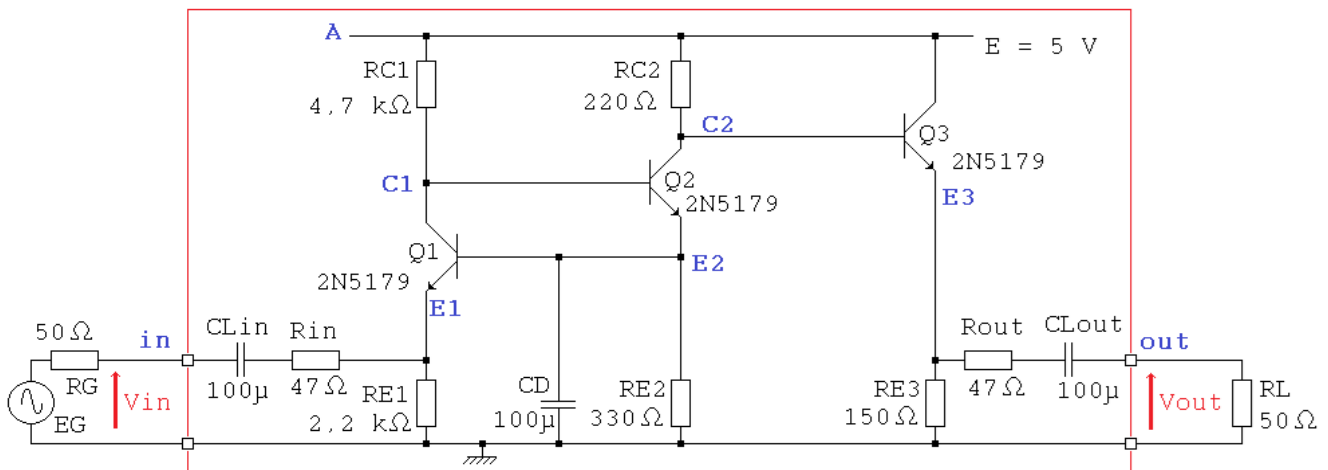
d'autres pdf, sur différents sujets :

[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 Ω 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 Ω :

- Le signal à amplifier est modélisé par une source de f.e.m. E_G 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_{Lout} sont des condensateurs de liaison qui coupent les composantes continues, 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 : β / g_m soit : $66,9 / 0,17 = 393 \Omega$.

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

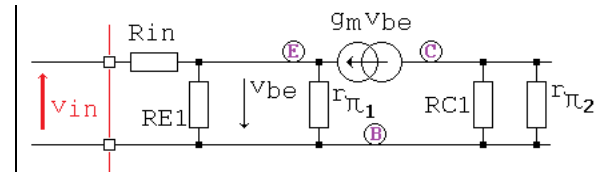
Etudions chaque étage, en adoptant le modèle r_{π} , $g_m v_{be}$ pour chaque transistor.

- 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_{π} 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 $Regm = R_{E1} // (1/g_{m1})$.

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

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

$$\frac{Regm}{Rin + Regm}$$

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

Application numérique :

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

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

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

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

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

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

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

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

- 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} :

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

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,

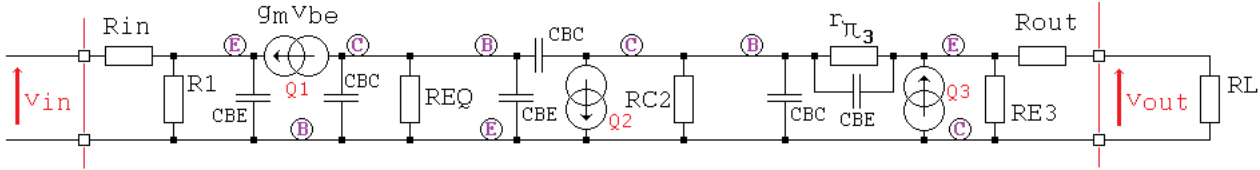
$$v_{out} / v_{in} = (v_{out} / v_{E3}) \times (v_{E3} / v_{C2}) \times (v_{C2} / v_{B2}) \times (v_{C1} / v_{in}) = 0,515 \times 1 \times (-37,4) \times 3,35$$

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

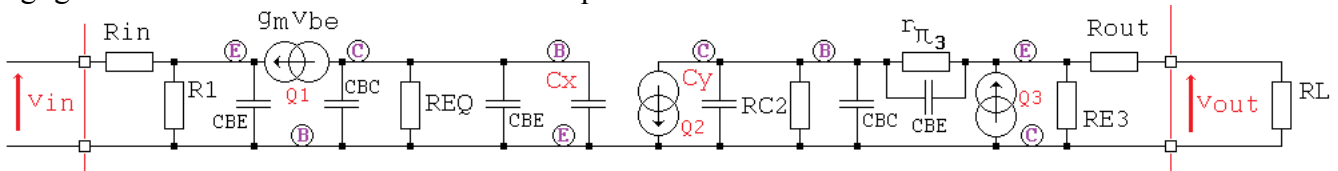
1.e) Réponse en haute fréquence, recherche de la fréquence de coupure haute par le pôle dominant

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 :



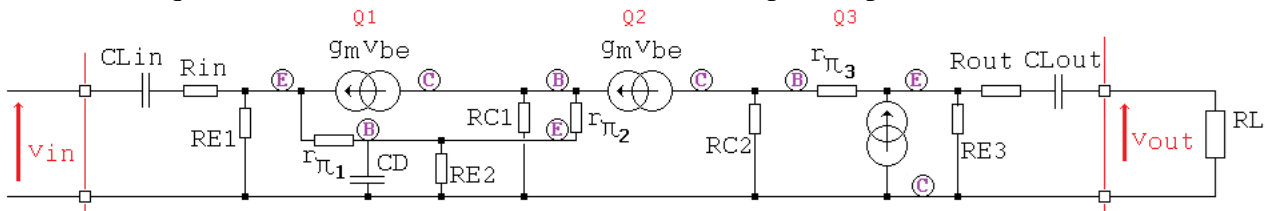
On a : $C_x = C_{BC} (1 + g_{m2} R_{C2}) = 0,672 \text{ pF} \times (1 + 37,4) = 25,8 \text{ pF}$
 $C_y = C_{BC} [1 + 1/(g_{m2} R_{C2})] = 0,672 \text{ pF} \times [1 + 1/37,4] = 0,69 \text{ pF}$

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.

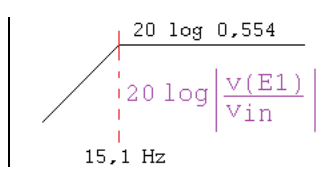
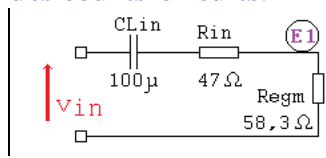
- Contribution de $CLin$, les autres condensateurs étant considérés comme des courts-circuits.

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.

$$\frac{v(E1)}{v(in)} = \frac{Regm}{(1/jCLin \omega) + Rin + Regm} = \frac{jCLin \omega Regm}{1 + (Rin + Regm) jCLin \omega}$$



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.

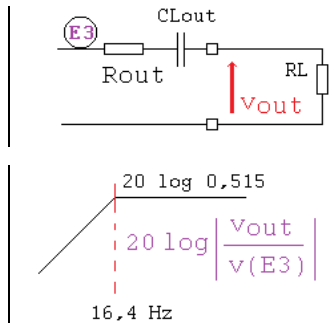
La maille de sortie montre un pont diviseur de tension :

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

La fréquence de coupure est alors :

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

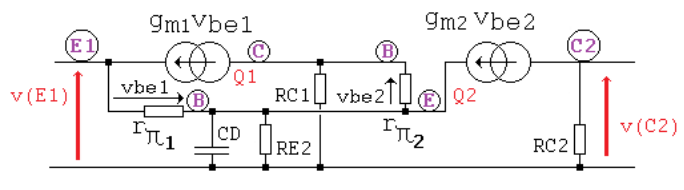
Le plateau est à $\frac{R_L}{R_{out} + R_L} = \frac{50}{47 + 50} = 0,515$.



- 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.

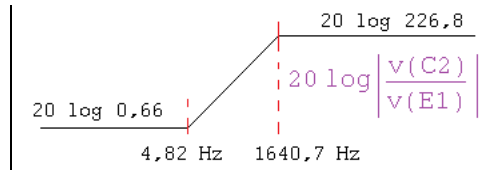
On peut isoler la partie du schéma Q1, Q2, qui montre que CD agit en découplage de la base commune et de l'émetteur commun.



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 .

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

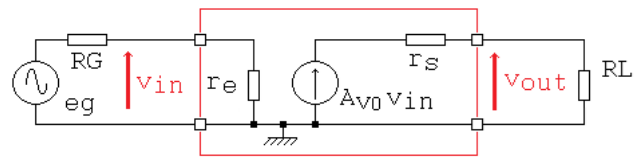
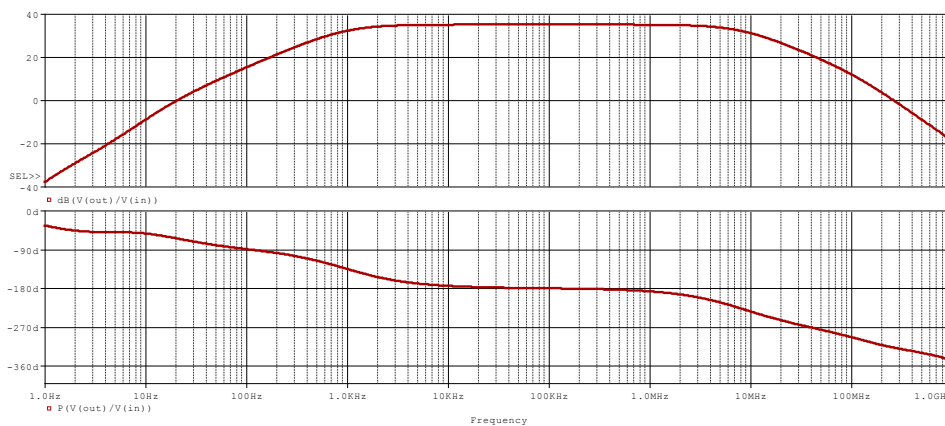


schéma équivalent

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° 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 : $56,43 = A_{v0} v_{in} \frac{50}{50 + r_s}$

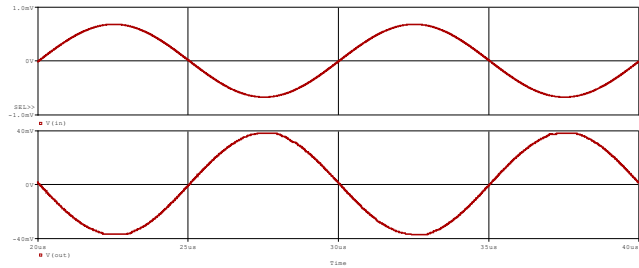
et : $49,955 = A_{v0} v_{in} \frac{40}{40 + r_s}$

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

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 $-75,136 / 1,3524 = -55,6$.

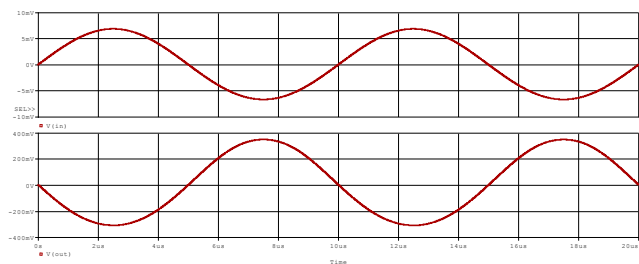
Sur ce tracé, on remarque une très légère déformation de l'onde en sortie. Si elle était parfaitement sinusoïdale on aurait une tension légèrement plus grande.

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.

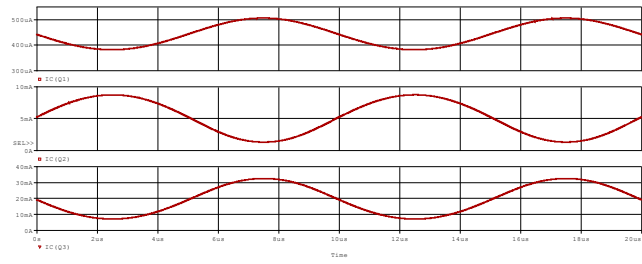
On a 658,7 mV càc en v_{out} .

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.



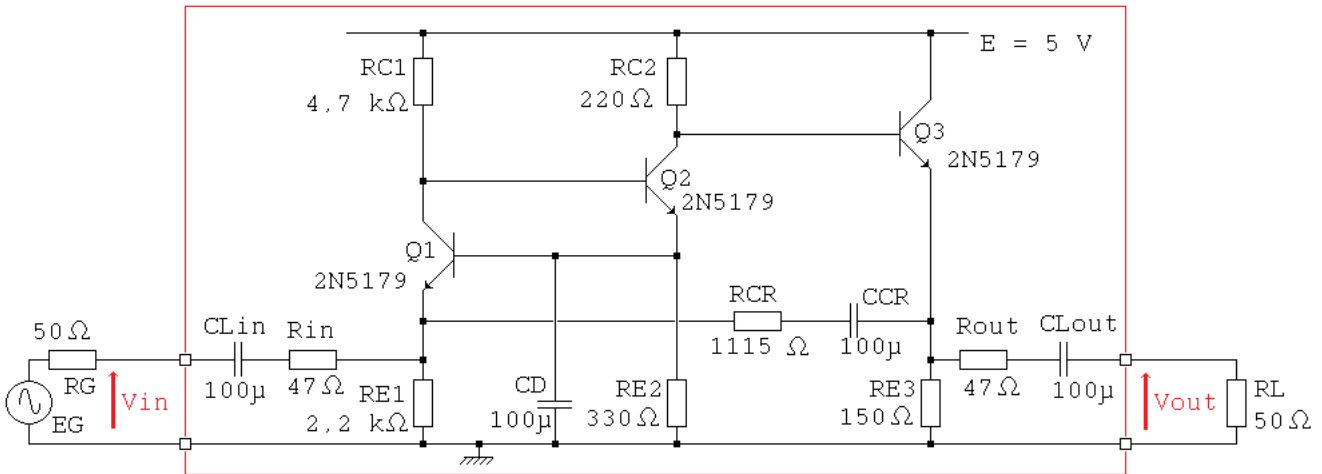
La puissance entrante dans l'amplificateur est 218 nW, celle fournie à R_L est 1,38 mW.
 Le gain en puissance est $10 \log (1,38/0,218) = 8 \text{ dB}$.

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

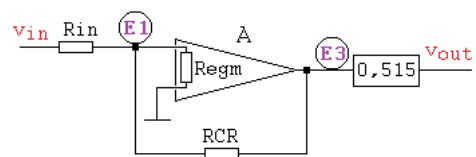
La contre réaction est apportée par une branche formée de $R_{CR} = 1,115 \text{ k}\Omega$ et $C_{CR} = 100 \mu\text{F}$.



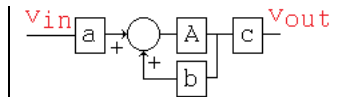
Raisonnons en dynamique, les condensateurs en court-circuit. (AC) :

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 :

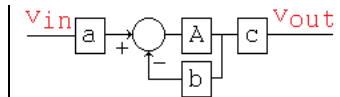


En utilisant le formalisme des schémas blocs, on a le schéma fonctionnel ci-contre.



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 :
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = a \frac{A}{1 + A b} c$$

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

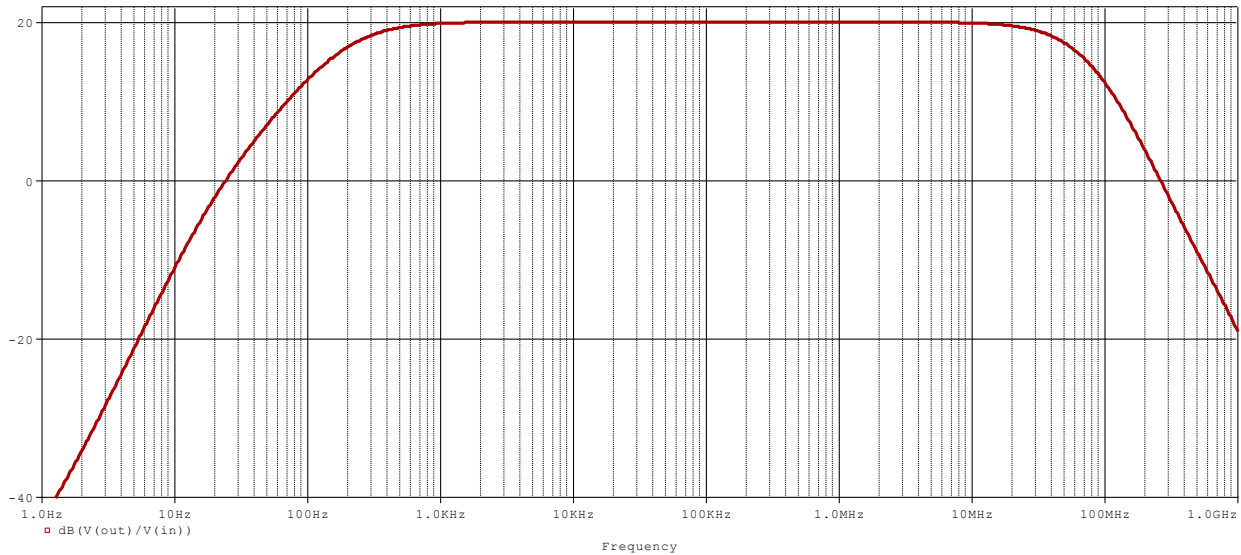
$c = 0,515 \quad A = 198,78, \quad \text{d'où} \quad Ab = 198,78 \times 0,0228 = 4,533.$

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.

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

La fréquence 100 kHz est toujours en milieu de bande.

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.

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

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 54Ω sans contre réaction).

Interprétation : en E3, l'impédance dynamique est tombée à $48,42 - 47 = 1,42 \Omega$. (au lieu de 7Ω 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 50Ω .

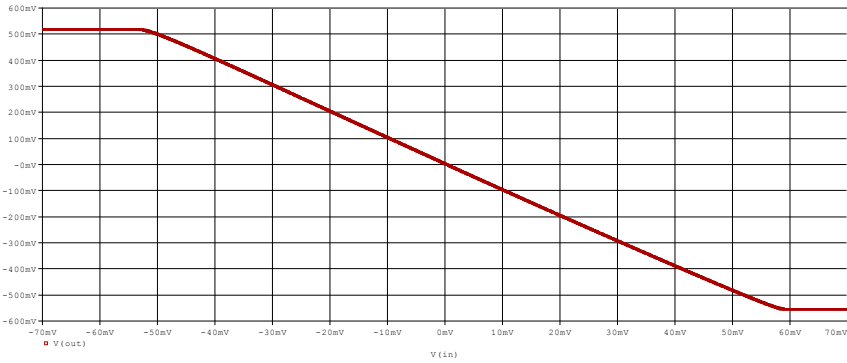
3.c) Réponse temporelle

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.



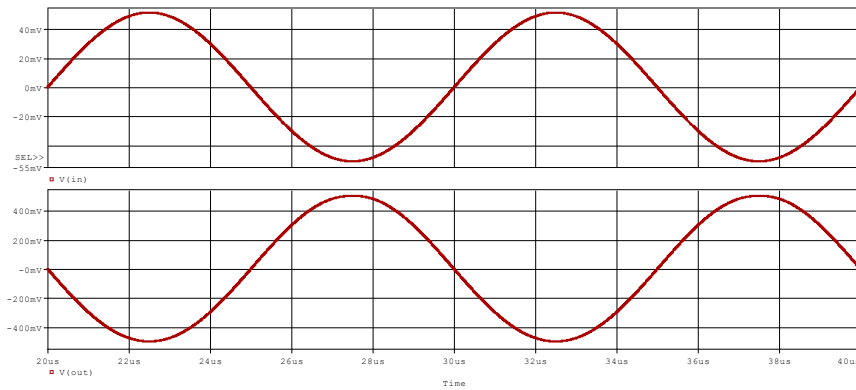
Amplification en tension

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 μ 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 μ F aux 4 condensateurs. En effet, sur la fréquence de coupure basse, C_D est le plus critique (de passer à 10 μ 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 $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$.

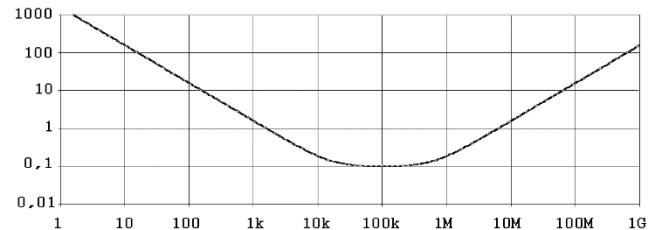
La caractéristique $|Z_C| = f(\text{fréquence})$ de ce modèle de condensateur explique les dégradations dans notre amplificateur par rapport à un condensateur C parfait.

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 Ω .



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

Les condensateurs électrolytiques de 100 μF 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 μF . 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 Ω 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

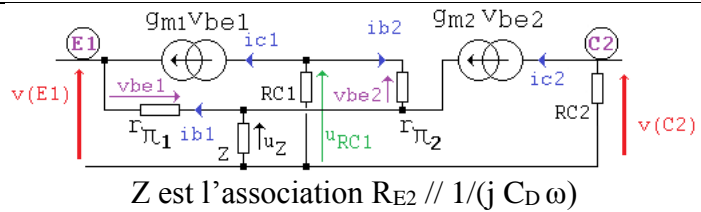
RE1 E1 0 2.2k
RE2 E2 0 330
CD E2 0 100uF
Q3 A C2 E3 Q2N5179
RE3 E3 0 150
Rout E3 outt 47
CLout outt out 100uF
RL out 0 50
*CCR E3 i 100uF
*RCR i E1 1.115k
.OP
.AC DEC 100 1 1G
.TRAN 0.1ns 1u 0u 0.1ns
.probe

.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 :

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

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

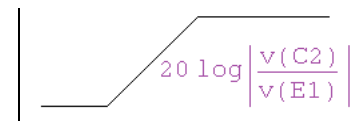
On a : $g_{m1} g_{m2} \text{Req} R_{E2} \gg 1$. Cela réduit l'expression à : $\frac{v_{C2}}{v_{E1}} = - A_v \frac{1 + j C_D \omega}{g_{m1} g_{m2} \text{Req} (1 + \frac{j C_D \omega}{g_{m1} g_{m2} \text{Req}})}$

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

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

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