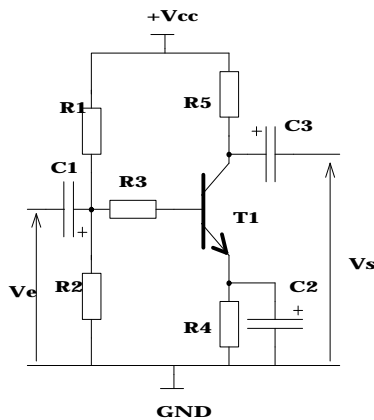


V. Etude d'un montage à 1 transistor. (montage charge répartie avec découplage d'émetteur)

Pour toute la suite, on utilisera comme exemple le schéma suivant appelé montage charge répartie avec découplage d'émetteur (Charge répartie, car il y a une résistance dans le collecteur et dans l'émetteur. Découplage d'émetteur en rapport avec le condensateur en parallèle sur la résistance d'émetteur).



Pour l'exercice on prendra $V_{cc}=10V$, $R_1=22k$, $R_2=10k$, $R_3=10k$, $R_4=1k$, $R_5=2,2k$.

On choisira C_1 , C_2 , C_3 de valeur suffisante pour avoir un amplificateur ayant un courbe de réponse plate dans la bande de 50Hz à 20kHz.

Séparation du régime statique et du régime dynamique.

L'étude du régime statique a un triple but:

- lors de la conception (le choix du montage et de la polarisation réduit les inconvénients dus aux écarts très importants sur les transistors; ex: béta de 125 à 900 pour un BC 108).
- lors de l'étude en dynamique (il est indispensable de connaître le courant de repos pour calculer h_{11} (voir schéma équivalent du transistor en dynamique)).
- Pour la maintenance (les tensions de repos sont souvent indiquées sur les schémas, elles permettent déjà de déceler un grand nombre de pannes par simple mesure à l'aide d'un multimètre).

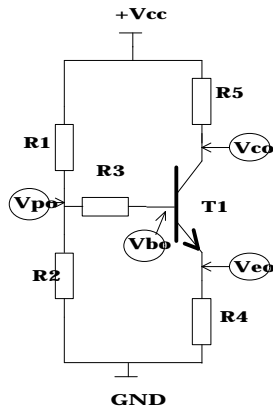
1) le régime statique

Prédétermination des tensions et courants de repos. On utilise alors un schéma simplifié en sachant qu'en continu tous les condensateurs sont enlevés.

Il suffit:

- a) Soit d'écrire les lois des mailles (d'entrée ou de sortie) en utilisant les outils mathématiques courants (théorème de Thévenin ou de Norton, théo. de superposition ou de Millman) puis en utilisant les valeurs et équations connues du transistor ($V_{be_{cond}}=0,7V$; $I_c = \beta \cdot I_b$; $I_c + I_b = I_e$ etc). On détermine alors tous les courants (I_b , I_c et I_e), puis toutes les tensions (V_{po} , V_{bo} , V_{eo} et V_{co}).
- b) Soit d'utiliser les courbes réelles du transistor par construction graphique de la droite d'attaque et de la droite de charge. On détermine de même l'ensemble des tensions et courants de repos.
(Rem: cette méthode est plus précise, si les tracés sont fait avec précision, car on tient compte de la non linéarité des caractéristiques (β et V_{be}), alors que la méthode mathématique suppose la connaissance de V_{be} et de β comme des constantes).

schéma simplifié en statique



Ex: En supposant $V_{be} \approx 0,7V$ et $\beta \approx 180$ (voir caractéristiques du transistor 2N2222) on peut écrire:

$$V_{cc} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = I_b \cdot [R_4 \cdot (\beta + 1) + R_3 + R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] + V_{be}$$

d'où

$$I_b = (V_{cc} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) - V_{be}) / [R_4 \cdot (\beta + 1) + R_3 + R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)]$$

soit $I_b = 12 \mu A$

$$V_{e0} = R_4 \cdot (\beta + 1) \cdot I_b = 2,2V$$

$$I_c = 2,2mA \quad V_{c0} = V_{cc} - R_5 \cdot I_c = 5,2V$$

Rem: La simulation en analyse DC avec PSPICE donne $I_b = 15 \mu A$, $V_{e0} = 2,21V$ et $V_{c0} = 5,16V$ à $20^\circ C$.

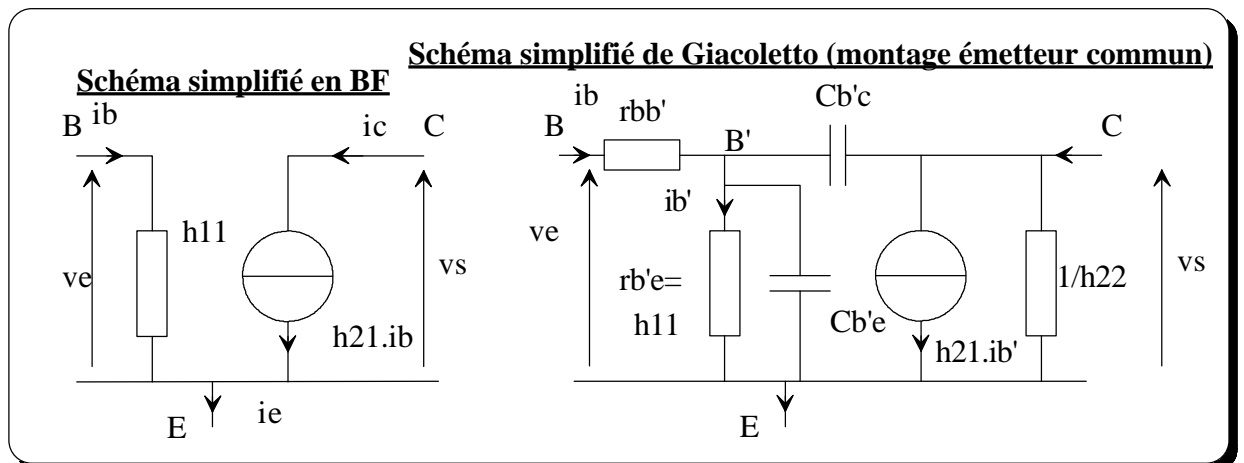
2) le régime dynamique. (schéma petits signaux).

On remplace le transistor par son schéma équivalent simplifié soit en BF soit en HF, et on représente le schéma équivalent en dynamique de l'ensemble (On passive les générateurs continus. on court-circuite les générateurs de tension continue, et les condensateurs de liaison et de découplage. On enlève les éventuels générateurs de courants continus).

Attention: certains circuits RC jouent un rôle de filtrage ou de compensation en fréquence, il faudra alors comparer leur fréquence de coupure avec la fréquence des signaux d'entrée avant d'apporter toute simplification (circuit ouvert ou court-circuit).

Rappel des principaux schémas équivalents du transistor.

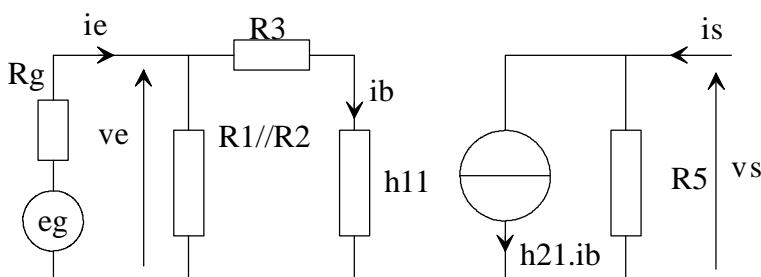
Schéma équivalent en π du transistor en émetteur commun (Giacoletto). Attention: Pour le montage base commune, on adopte plutôt un schéma équivalent appelé en T (qui n'est valable qu'en HF).



Rem: B' est appelée base interne. On simplifie souvent ($r_{bb'} \approx 0$ ($r_{bb'} \approx 100\Omega$), $r_{b'e} = h_{11}$, $h_{22} \approx 0$). On ne prend en compte que les capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$ que l'on confond souvent respectivement avec C_{eb} (capacité d'entrée en base commune) et C_{ob} (capacité de sortie en base commune).

Attention le terme $1/h_{22}$ n'est pas toujours négligeable (de l'ordre de $10k$ à $100k\Omega$).

schéma simplifié du montage en dynamique



On calcule alors l'amplification à vide: $A_v = v_s/v_e$
 La résistance d'entrée: $R_e = v_e/i_e$
 et la résistance de sortie: $R_s = v_s/i_s$ quand le générateur d'attaque e_g est à 0 (il faut laisser sa résistance de sortie R_g).

Rappel: $h_{21} = \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \approx \beta$ (à vérifier sur la courbe $I_c = f(I_b)$)

$$h_{11} = \frac{h_{21} \cdot U_t}{I_c} \approx \frac{h_{21}}{40 \cdot I_c} \quad (U_t = \frac{KT}{q} \approx 25mV \text{ à } 25C) \quad \text{Ici } h_{11} = 2k\Omega.$$

Amplification en tension à vide: A_v . Elle permet d'obtenir le gain en db de la fonction de transfert $g = 20 \cdot \log(v_s/v_e)$.

$$v_s = -R_5 \cdot h_{21} \cdot i_b$$

$$\text{et } i_b = v_e / (h_{11} + R_3) \quad \text{donc } A_v = v_s/v_e = -R_5 \cdot h_{21} / (h_{11} + R_3) = -2,2k \cdot 180 / (2k + 10k) = 33$$

$$g_v = 20 \cdot \log(A_v) = 30 \text{db.}$$

Résistance d'entrée: R_e

$$R_e = v_e/i_e = R_1 // R_2 // (R_3 + h_{11}) = 4,3k$$

Résistance de sortie: R_s

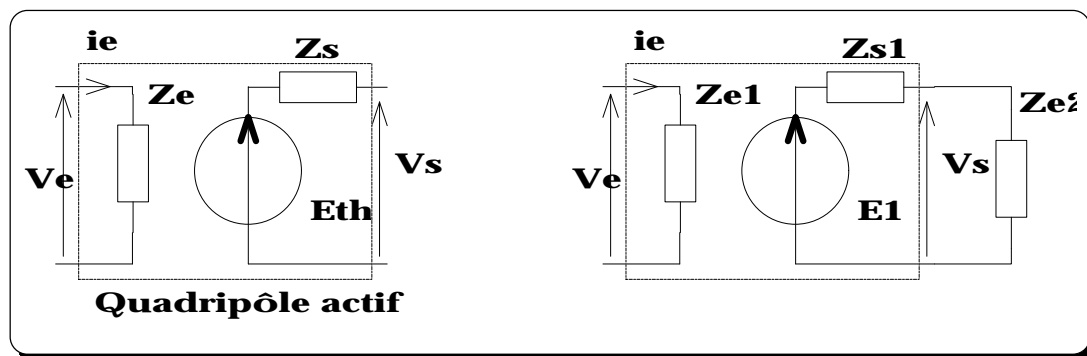
$$R_s = v_s/i_s \text{ (avec } e_g = 0) = R_5 = 2,2k \text{ car } i_b = 0$$

VI) Association de montages à transistors (impédance d'entrée et de sortie)

a) Impédance d'entrée: Z_e . Elle correspond à v_e/i_e (elle se calcule à partir du schéma simplifié en dynamique).

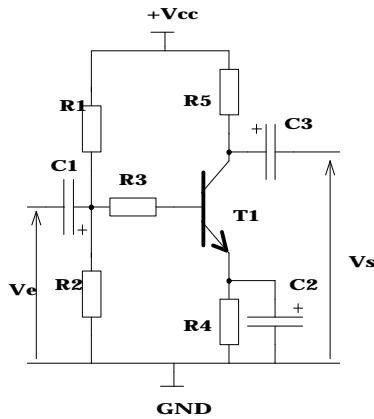
b) Impédance de sortie: Z_s . Elle correspond à v_s/i_s (elle se calcule aussi à partir du schéma simplifié en dynamique **mais: il faut remplacer le générateur d'attaque (V_e) par sa résistance interne.**

c) Amplification à vide ou en charge (influence des impédances d'entrée et de sortie)



Le gain à vide est donné par $A_v = V_s/V_e = E_{th}/V_e$. Le gain en charge (cas de l'association de 2 cellules) se trouve modifié (voir schéma ci dessus) $A_c = V_s/V_e = (E_{th}/V_e) \cdot Z_{e2} / (Z_{e2} + Z_{s1})$

VII) Calcul des condensateurs de liaison ou de découplage.



On veut calculer C1 à C3 pour obtenir une fréquence de coupure basse inférieure à 50Hz.

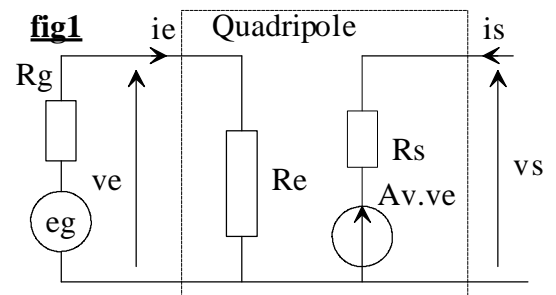
Pour le calcul de C3 on reliera la charge Ru (utilisation) en sortie (On prendra Ru = 4,7kΩ).

Le calcul de C2 sera fait en négligeant l'impédance de C1 et

a) Calcul de C1.

Le schéma équivalent en dynamique du montage correspond au quadripole représenté ci-contre (fig1). Nous avons calculé précédemment $Re=4.3k\ \Omega$, $Rs=2.2k\Omega$ et $Av=33$. Il suffit d'ajouter C1 et d'écrire la nouvelle fonction de transfert v_s/v_e .

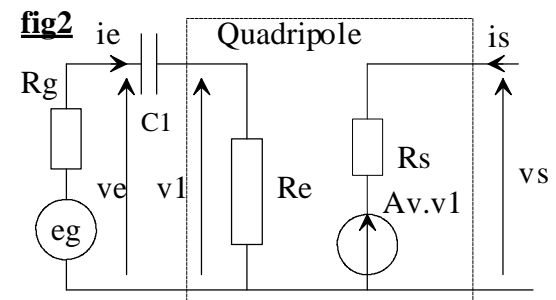
Le schéma correspond alors à la figure 2.



$$v_s/v_e = (v_s/v_1) \cdot (v_1/v_e) = Av \cdot Re / (Re + 1/jC1w)$$

$$\text{Soit } v_s/v_e = Av \cdot j \cdot Re \cdot C1 \cdot w / (1 + j \cdot Re \cdot C1 \cdot w)$$

Nous avons donc un dispositif de type passe haut, dont la fréquence de coupure basse est $f_1 = 1/2 \cdot \Pi \cdot Re \cdot C1$



Si on désire $f_1=50\text{Hz}$ (Attention il faudrait prendre $f_1 < 50\text{Hz}$ car chaque condensateur C1 à C3 apportera -3dB à la fréquence de coupure, soit -9db au total). $C1 = 1/2 \cdot \Pi \cdot Re \cdot f_1 = 0,74 \cdot 10^{-6}$.

$C1 > 740\text{nF}$ pour avoir $f_1 < 50\text{Hz}$

b) Calcul de C3

En ajoutant C3 et la charge Ru, la fonction de transfert devient:

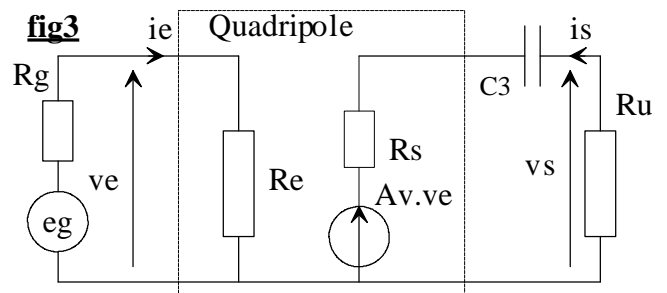
$$v_s/v_e = Av \cdot Ru / (Rs + Ru + 1/j \cdot C3 \cdot w)$$

Ou après mise en facteur:

$$\frac{v_s}{v_e} = Ac \cdot \frac{j(Rs+Ru)C3w}{(1+j(Rs+Ru)C3w)}$$

avec $Ac = Av \cdot \frac{Ru}{(Rs+Ru)}$

Ac est appelé amplification en charge.



On calcule alors $A_c = 33 \cdot 4,7k / (2,2k+4,7k) = 22$

La pulsation de coupure basse correspond à: $\omega_3 = 1/(R_s+R_u) \cdot C_3$

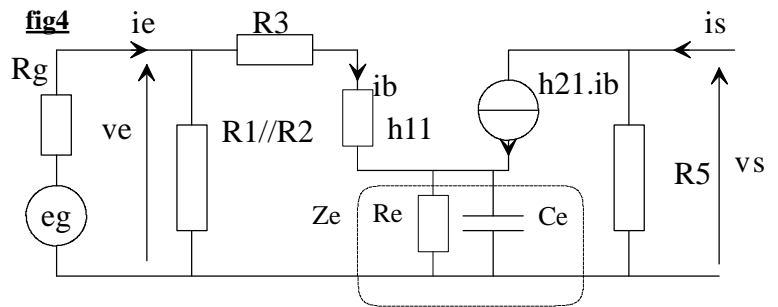
d'où la fréquence de coupure basse = $f_3 = 1/2 \cdot \Pi \cdot (R_s+R_u) \cdot C_3$. Si on désire avoir $f_3 = 50\text{Hz}$ (Rappel: il faudrait prendre plus bas car les trois condensateurs apporteront chacun 3db d'atténuation pour leur fréquence de coupure).

$$C_3 = 1/2 \cdot \Pi \cdot (R_s+R_u) \cdot f_3 = 0,46 \cdot 10^{-6} = 0,46\mu\text{F}$$

$C_3 > 460\text{nF}$ pour avoir $f_3 < 50\text{Hz}$

c) Calcul de C2.

Si on tient compte uniquement de C2, le schéma équivalent en dynamique devient celui de la figure 4 ($C_e = C_2$, $R_e = R_4$). On appellera Z_e , l'impédance équivalente à R_e et C_e en parallèle. Il faut alors calculer la nouvelle fonction de transfert v_s/v_e .



$$A_v = v_s/v_e \text{ (avec } i_s=0) = -h_{21} \cdot R_5 \cdot i_b / (Z_e \cdot (h_{21}+1) + h_{11} + R_3) \cdot i_b$$

$$A_v = - \frac{h_{21} \cdot R_5}{Z_e \cdot (h_{21} + 1) + h_{11} + R_3} = \frac{-h_{21} \cdot \frac{R_5}{Z_e}}{(h_{21} + 1) + \frac{(h_{11}+R_3)}{Z_e}}$$

$$\text{Or } \frac{1}{Z_e} = \frac{(1+jR_e C_e \omega)}{R_e}$$

$$\text{Donc } A_v = \frac{-h_{21} R_5 \cdot (1+j R_e C_e \omega)}{R_e \cdot [(h_{21}+1) + (h_{11}+R_3) \cdot \frac{(1+j R_e C_e \omega)}{R_e}]} = \frac{-h_{21} R_5 \cdot (1+j R_e C_e \omega)}{(h_{11}+R_3) \cdot \left[\frac{R_e \cdot (h_{21}+1)}{(h_{11}+R_3)} + 1 + j R_e C_e \omega \right]}$$

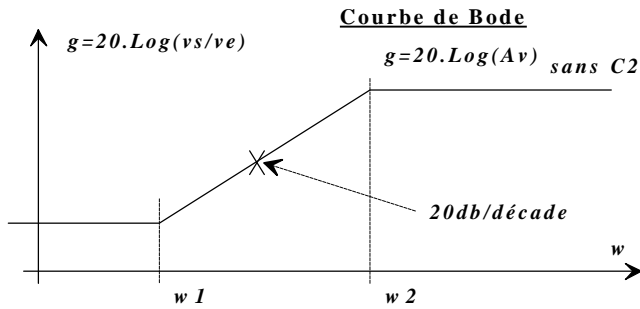
$$A_v = \frac{-h_{21} R_5}{(h_{11}+R_3)} \cdot \frac{(1+j R_e C_e \omega)}{\frac{R_e \cdot (h_{21}+1)}{(h_{11}+R_3)} + 1 + \left[1 + \frac{j R_e C_e \omega}{\frac{R_e \cdot (h_{21}+1)}{(h_{11}+R_3)} + 1} \right]} = A_{v(\text{sans } C_2)} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{(1+j \frac{\omega}{\omega_1})}{(1+j \frac{\omega}{\omega_2})}$$

$$A_v = A_{v(\text{sans } C_2)} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{(1+j \frac{\omega}{\omega_1})}{(1+j \frac{\omega}{\omega_2})} \quad \text{Avec } \omega_1 = \frac{1}{R_e \cdot C_e} \text{ et } \omega_2 = \frac{R_e \cdot (h_{21}+1)}{(h_{11}+R_3)} + 1$$

Comme $\omega_2 > \omega_1$ on obtient le diagramme de Bode fig5. Pour une pulsation $> \omega_2$ la fonction de transfert est alors équivalente à $A_{v(\text{sans } C_2)}$. Il faut donc avoir $f_2 < 50\text{Hz}$.

(Rappel: Même remarque que pour les autres condensateurs C1 et C3, il faudrait prendre $f_2 \ll 50\text{Hz}$).

Courbe de gain en db



Application numérique:

$$C_e \geq \frac{1 + \frac{10^3 \cdot 181}{2 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3} = 51 \cdot 10^{-6} F \approx 50 F$$

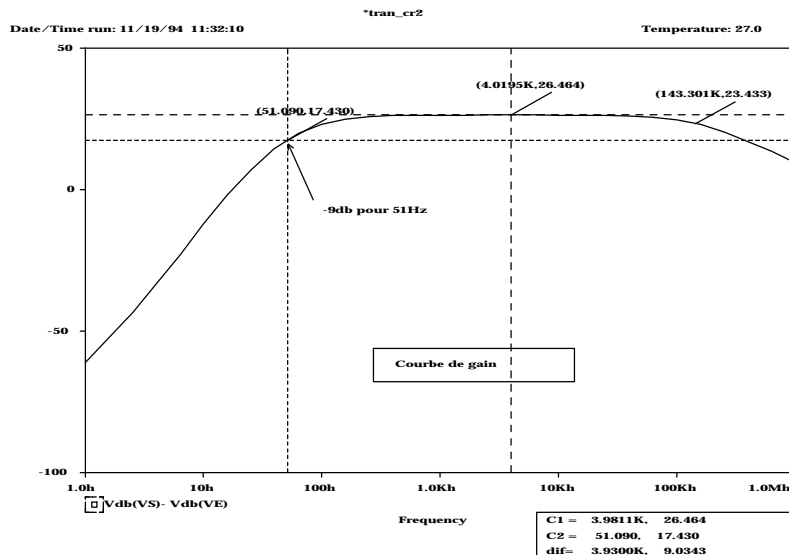
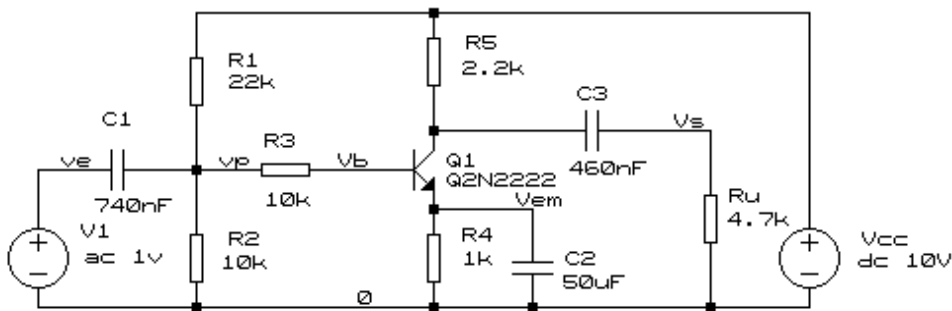
$C_e = C_2 > 50 \mu F$ pour avoir $f_2 < 50 \text{ Hz}$

Résultats de simulation avec PSPICE:

Analyse harmonique

```

:spice pour une fréquence de coupure basse (a -9db) de 50Hz
:*tran_cr2 le calcul donne C1=0.74uF, C2=50uF et C3=460nF
:.lib nom.lib
:ac dec 5 1 1Meg
    
```



La simulation avec PSPICE donne -9db pour une fréquence de 51Hz.

De plus le gain est de 26,5db par la simulation. Or $A_c = A_v \cdot R_u / (R_s + R_u) = 33.4,7k / (2,2k + 4,7k) = 22,5$ soit $g = 20 \text{Log}(A_c) = 27 \text{ db}$

Conclusion: Malgré les approximations de calcul, les résultats peuvent être très proche de la simulation ou de la pratique. Il faut toutefois porter une attention particulière aux valeurs de β et de h_{21} .