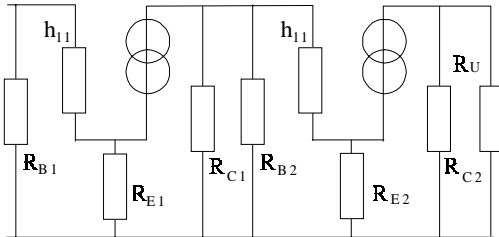


Exercice 1

Comme le gain de chaque étage est fonction de sa charge, il est nécessaire de commencer l'étude par le dernier étage.



On désigne par R_B la résistance équivalente à $R_1 // R_2$.

Soit $\rho_C = R_{C2} // R_U$, la charge de collecteur de T_2 .

On pose $R_{B1} = R_{B2} = (R_1 // R_2)$.

On admet que $\beta \approx h_{21}$

1 – Pas de découplage.

Gain du 2^e étage (voir page 85) : $A_2 = -\rho_C/R_E = -1$.

Si i_B est le courant de base, le courant dans la résistance d'émetteur est $(\beta + 1)i_B$

La charge de T_1 est $\rho_{C1} = R_1 // R_2 // R_{C1} // (h_{11} + \beta.R_E) = 1,15 \text{ k}\Omega$

Le gain du 1^e étage est $A_1 = -\rho_{C1}/R_E = -1,15$.

Le gain total est + 1,15.

L'impédance d'entrée est : $Z_E = R_1 // R_2 // (h_{11} + \beta.R_E) = 2,7 \text{ k}\Omega$

2 – Découplage de T_1 .

Le gain du 2^e étage est inchangé : $A_2 = -\rho_C/R_E = -1$.

La charge de T_1 est inchangée : $\rho_{C1} = 1,15 \text{ k}\Omega$

Le gain du 1^e étage est $A_1 = -\beta\rho_{C1}/h_{11} = -115/0,45 = -255$.

Le gain total est + 255.

L'impédance d'entrée est : $Z_E = R_1 // R_2 // h_{11} = 390 \Omega$.

3 – Découplage de T_2 .

Le gain du 2^e étage est inchangé : $A_2 = -\beta\rho_C/h_{11} = -100/0,45 = -222$.

La charge de T_1 est : $\rho_{C1} = R_1 // R_2 // R_{C1} // h_{11} = 325 \Omega$

Le gain du 1^e étage est $A_1 = -\rho_{C1}/R_{E1} = -0,325 < 1$.

La charge de l'étage est trop faible. Ce couplage est à éliminer.

4 – Découplage de T_1 et de T_2 .

Le gain du 2^e étage est inchangé : $A_2 = -222$.

Le gain du 1^e étage est $A_1 = -\beta\rho_{C1}/h_{11} = -32,5/0,45 = -72$.

Le gain total est + 16000. Attention à la saturation et au bruit !

L'impédance d'entrée est : $Z_E = R_1 // R_2 // h_{11} = 390 \Omega$.

Pour une amplification en tension, il faut que l'impédance de sortie d'un étage soit faible devant l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

Exercice 2

1) Le courant d'émetteur du 1^e transistor est $I_{E1} = (\beta_1 + 1)I_{B1}$.

Le courant de collecteur du 2^e est : $I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{C1} = \beta_1 \beta_2 I_{B1}$.

Le courant dans la résistance R inférieure est :

$$I_{C2} + I_{E1} = (\beta_1 + 1 + \beta_1 \beta_2) I_{B1} \approx \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

2) $V_{C1M} = V_B = V_{B2E2} + V_{E2M} = -0,6 \text{ V} + 12 \text{ V} = 11,4 \text{ V}$.

$$V_{C2M} = V_E = V_{C2E2} + V_{E2M} = -4 \text{ V} + 12 \text{ V} = 8 \text{ V}$$

Pour le calcul de V_{E1M} , on note que le courant I_{E1} est négligeable devant I_{C2} :

Les deux résistances R forment un diviseur de tension donc $V_{E1M} = 8/2 = 4 \text{ V}$.

$$V_{B1M} = V_A = V_{B1E1} + V_{E1M} = 4,6 \text{ V}$$

3) Le courant dans R_2 est : $V_{B1M}/R_2 = 20,9 \mu A$.

Le courant dans R_1 est : $(E - V_{B1M})/R_1 = 22,4 \mu A$. Donc : $I_{B1} = 1,5 \mu A$.

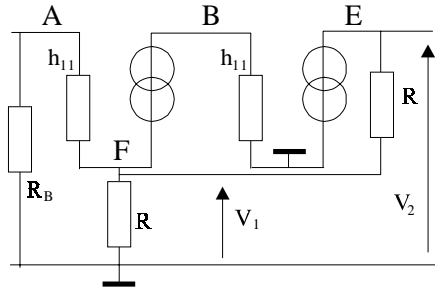
$I_{C1} = I_{B2} = \beta_1 I_{B1} = 300 \mu A$ et $I_{C2} = \beta_1 \beta_2 I_{B1} = 30 mA \Rightarrow$

4) $I_{C2} = 30 mA$ et $V_{E1M} = 4 V \Rightarrow R = 4/30 \cdot 10^{-3} = 133 \Omega$

5) Calcul des pentes des transistors

$S_1 = S_0 I_{C1} = 38 \cdot 0,3 = 11,4 mA/V = \beta_1/h_{11}$. Donc $h_{11} = 200/11,4 = 17,5 k\Omega$.

$S_2 = S_0 I_{C2} = 38 \cdot 30 = 1140 mA/V = \beta_2/h_{11}$. Donc $h_{11} = 100/1140 = 87,7 \Omega$.



7) La tension d'entrée vaut :

$$v_E = h_{11}i + v_1.$$

$$v_1 = \{(\beta_1 + 1) + \beta_1 \beta_2\} R \cdot i$$

$$v_1/v_E \approx \beta_1 \beta_2 R / (h_{11} + \beta_1 \beta_2 R) \approx 1.$$

$$\beta_1 \beta_2 R = 2,66 M\Omega \gg h_{11}.$$

$$v_2 = v_1 + \beta_1 \beta_2 R \cdot i = (\beta_1 + 1 + \beta_1 \beta_2) R \cdot i$$

$$v_2/v_E \approx 2\beta_1 \beta_2 R / (h_{11} + \beta_1 \beta_2 R) \approx 2.$$

8) La résistance de sortie ρ est en // sur R ; on pose $R' = R // \rho = R \cdot \rho / (R + \rho)$

La résistance d'entrée Z_E vaut $R_B // (v_E/i) = R_1 // R_2 // (h_{11} + \beta_1 \beta_2 R')$.

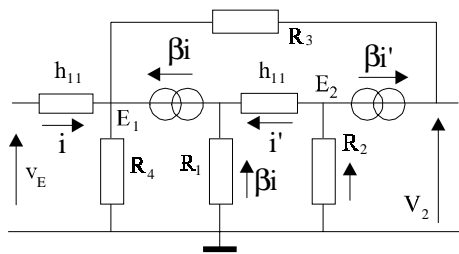
Avec $Z_E \approx 100 k\Omega$, on tire : $(h_{11} + \beta_1 \beta_2 R') \approx 412 k\Omega$ et $R' \approx 20 \Omega$.

Compte tenu de la valeur de R la valeur de la charge ρ doit donc être supérieure à 23Ω .

Le montage est un adaptateur d'impédance.

Exercice 3

On dessine le circuit équivalent en régime de petits signaux :



$$v_E = (h_{11} + (\beta + 1) \cdot R_4) \cdot i + R_4 \beta i'$$

$$v_E \approx R_4 \beta (i + i')$$

$$v_S = v_E + R_3 \beta \cdot i = R_4 \beta (i + i') + R_3 \beta \cdot i$$

Dans la maille masse, C_1, E_2, R_1 et R_2 , on a :

$$R_1 \beta \cdot i = h_{11} \cdot i' + (\beta + 1) R_2 \cdot i' \approx R_2 \beta \cdot i'$$

$$\text{Donc : } i' = i \cdot R_1 / R_2$$

$$\text{Et : } v_E = R_4 \beta (1 + R_1 / R_2) i$$

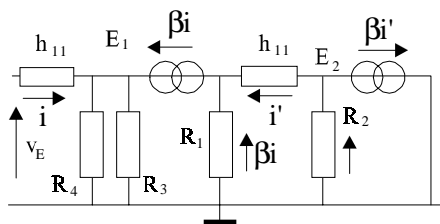
$$v_S = v_E + \beta R_3 \cdot R_1 / R_2 \cdot i$$

$$v_S / v_E = A_V = 1 + \frac{R_1 R_3}{R_4 (R_1 + R_3)} = 9,5.$$

$$Z_E = v_E / i = \{h_{11} + \beta R_4 (1 + R_1 / R_2)\} = 178 k\Omega$$

Pour le calcul de Z_S , il faut écrire que l'impédance de sortie est le quotient de la tension de sortie à vide par le courant de court-circuit : $Z_S = v_{TAV} / i_{SCC}$.

Le circuit avec la sortie en court-circuit est :



$$v_E = \{h_{11} + \beta R_3 \cdot R_4 / (R_3 + R_4)\} \cdot i_{CC}$$

$$i'_{CC} = R_1 / R_2 i_{CC}$$

Le courant de sortie est alors $i_{SCC} = \beta i'_{CC}$

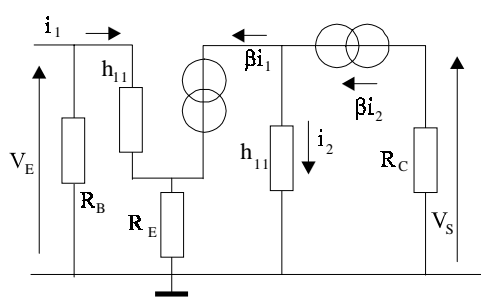
La tension de sortie à vide est $v_{TAV} = A_V \cdot v_E$.

$$Z_S = A \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{h_{11} + R_3 R_4}{\beta (R_3 + R_4)} \right) = 320 \Omega.$$

Exercice 4

En régime variable, la base de T_2 est à la masse (découplage par un condensateur).

$$\beta i_1 = -i_2 + \beta i_2. v_E = \{(\beta_1 + 1)R_E + h_{11}\} \cdot i_1 \approx \beta R_E \cdot i_1$$



$$\beta i_1 = -i_2 + \beta i_2.$$

$$v_E = \{(\beta_1 + 1)R_E + h_{11}\} \cdot i_1 \approx \beta R_E \cdot i_1$$

$$v_S = -\beta R_C \cdot i_1$$

$$v_S/v_E \approx -R_C/R_E.$$

+20 dB correspond à un gain de 10.

On prend comme origine des potentiels continus le point N (-E).

On prend $V_{EN} = V_{A1}/5$ (stabilisation thermique) soit $(15 + 15)/5 = 6$ V.

Le potentiel continu du collecteur de T_1 (émetteur de T_2) reste constant car le potentiel de base de T_2 est imposé par le pont R_3, R_4 . Pour obtenir en sortie une dynamique de 12 V, il faut que $V_{CE} = 6$ V. On prend donc pour V_{CE2} et $R_C \cdot I_{C2}$ la même valeur de 9 V $(30 - 6.2)/2$. Le texte conseille la valeur $I_C = 6$ mA.

Donc $R_C = 9/6 \cdot 10^{-3} = 1,5$ k Ω et $R_E = 6/6 \cdot 10^{-3} = 1$ k Ω .

Comme le gain doit être égal à 10, on décompose R_E en deux résistances, une contre-réaction de 150 Ω qui détermine le gain et une de 820 Ω qui sera découplée par un condensateur.

Le courant base vaut $I_B = 6 \cdot 10^{-3}/80 = 75$ μ A. On envisage un courant dans le pont égal à 2 mA. Le potentiel de base de T_1 est 6,7 V.

$$6,7/R_2 = (30 - 6,7)/R_1$$

On tire $R_1 = 3,3$ k Ω et $R_1 = 12$ k Ω . Le potentiel de base de T_2 est 12,7 V.

$$\text{Donc : } 12,7/R_4 = (30 - 12,7)/R_3$$

On peut prendre : $R_3 = 9,1$ k Ω et $R_4 = 9,1$ k Ω

L'impédance d'entrée est : $R_1 // R_2 // \beta R_E$. Celle de sortie est R_C .

C'est un montage adaptateur d'impédance adapté d'un montage réalisé à l'origine avec des triodes.

Exercice 5

1^{er} étage : $R_{E1} \cdot I_{E1} = -0,7 - (-10$ V) = 9,3 V. Donc $I_{E1} = I_{C1} \approx 2$ mA.

$R_{C1} \cdot I_{C1} = 18$ V. Donc $V_{C1} = V_{B2} \approx 2$ V.

Gain du 1^{er} étage : $G_1 = -R_C/R_E = -1,95$.

2^{er} étage : $V_{E2} = V_{B2} - 0,7$ V = 1,3 V. $I_{E2} = I_{C2} = 1,3/750 = 1,73$ mA.

$V_{C2} = 20 - 9,1 \cdot 1,73 = 4,2$ V.

Gain du 2^{er} étage : $G_2 = -R_C/R_E = -12$.

3^{er} étage : $V_{E3} = V_{C2} - 0,7$ V = 3,5 V. $I_{E3} = I_{C3} = 3,5/1500 = 2,33$ mA.

$V_{C3} = 20 - 4,3 \cdot 2,33 = 10$ V. $G_3 = -R_C/R_E = -2,86$.

Le diviseur de tension final divise le gain total par 2.

Le gain de l'ensemble est donc : $G = \frac{1}{2}(G_1 \cdot G_2 \cdot G_3) = -33$

Exercice 6

Le potentiel de base vaut $R_2 \cdot V_{CC}/(R_1 + R_2) = 56 \cdot 20/206 = 5,4$ V. Celui de l'émetteur est donc voisin de 4,8 V. C'est aussi la chute de tension dans R_C car $R_E = R_C$. Le potentiel continu de collecteur est donc égal à 15 V.

Le V_{CE} du transistor est donc voisin de $(20 - 5 - 5)$ soit 10 V.

Les tensions de sortie v_{S1} et v_{S2} sont opposées : le déphasage est égal à 180°.

L'amplitude maximum sans distorsion des tensions de sortie est égale à ± 5 V.

Exercice 7

Calcul de h_{11} : $V_{BM} = 30.3/(6 + 3) = 10$ V. $V_{EM} = 9,3$ V ; $I_C = 9,3$ mA.
 $h_{11} = 26.175/9,3 \approx 500 \Omega$.

Le circuit d'entrée se comporte comme un circuit série RC constitué du générateur, de sa résistance interne R_G , de C_E et de la résistance d'entrée R_E de l'étage (voir page 89).

$$R_E = \{R_1 // R_2 // h_{11}\} = 400 \Omega.$$

$$v_G = (R_G + R_E + Z_C).i ; v_E = R_E.i$$

Ce circuit se comporte comme un filtre du premier ordre dont le gain est égal à :

$$A_1 = \frac{R_E}{\sqrt{(R_E + R_G)^2 + Z_C^2}} \text{ et dont la fréquence de coupure est :}$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi(R_E + R_G)C_E} \quad (Z_C = C_E.\omega).$$

AN : $f_C = 34$ Hz.

De même, le circuit de sortie est équivalent à un générateur de tension égal à $A_V.v_E$, de résistance R_C , qui débite dans C_S et R_U . Ce circuit se comporte comme un filtre du premier

ordre dont le gain est : $A_2 = \frac{R_U}{\sqrt{(R_U + R_S)^2 + Z_C^2}}$ et qui admet comme fréquence de coupure :

$$f_C = \frac{1}{2\pi(R_C + R_U)C_S} \quad (Z_C = C_S.\omega).$$

AN : $f_C = 26$ Hz. (C'est le circuit d'entrée qui impose la coupure à 34 Hz).

La valeur très grande de C_D fait que la fréquence de coupure liée à ce condensateur sera beaucoup plus faible.

Exercice 8

Le courant dans le condensateur est : $I = (V_E - V_S)/Z_C = V_E(1 - A)/Z_C$.

$$V_E/I = Z_C/(1 - A) = 1/jC\omega(1 - A).$$

L'impédance vue par l'entrée est celle d'un condensateur de valeur $C(1 - A)$ en parallèle sur l'entrée du quadripôle.

En sortie, on peut écrire : $I = (V_S - V_E)/Z_C = \{V_S(1 - 1/A)\}/Z_C$.

$$V_S/I = Z_C.A/(A - 1).$$

L'impédance vue à la sortie est celle d'un condensateur de valeur $C(A - 1)/A$ en parallèle sur la sortie du quadripôle.

Dans les transistors, une capacité interélectrode (par exemple entre le collecteur et la base) couple l'entrée et la sortie. C'est l'**effet Miller**. Si le gain de l'étage est grand, cette capacité parasite introduit, en parallèle sur l'entrée, une capacité importante (égale à A fois la capacité parasite).

Exercice 9

L'équation de charge du condensateur est : $v = E\{1 - \exp(-t/RC)\}$.

D'après la définition, on tire :

$$0,1.E = E\{1 - \exp(-t/RC)\} \quad \exp(-t/RC) = 0,9$$

$$0,9.E = E\{1 - \exp(-(t + T)/RC)\} \quad \exp(-(t + T)/RC) = 0,1$$

$$\exp(-T/RC) = 1/9 \text{ soit : } T/RC = \text{Ln}9 \approx 2,2$$

$$T = 2,2.RC$$

La fréquence de coupure ($f_H = 1/2\pi RC$) s'écrit :

$$f_H = 2,2/2\pi T = 0,35/T.$$

Au lieu de mesurer en sinusoïdal la fréquence de coupure de l'amplificateur, on peut alimenter l'entrée avec un signal en échelon (en pratique on utilisera un signal rectangulaire) et mesurer avec un oscilloscope le temps de montée du signal de sortie correspondant.

On dit que l'on fait une étude « temporelle » à la place d'une étude « fréquentielle ». On utilise souvent cette méthode car elle est beaucoup plus rapide à mettre en œuvre que la méthode classique qui consiste à relever point par point la courbe de réponse en fonction de la fréquence d'un signal sinusoïdal.

Exercice 10

Le gain d'une cellule est $H = 1/(1 + jx)$; celui de N cellules en cascade est donc égal au produit des gains de chaque cellule :

$$H_N = 1/(1 + jx)^N.$$

$$G_N^2 = H_N \cdot H_N^* = \frac{1}{(1 + jx)^N (1 - jx)^N} = \frac{1}{(1 + x^2)^N}$$

La fréquence de coupure de l'ensemble se produit pour :

$$G_N^2 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{1}{2}$$

$$(1 + x^2)^N = 2 \Rightarrow x^2 = 2^{1/N} - 1 \Rightarrow x = \sqrt{2^{1/N} - 1}$$

[Exercices ↗](#)

[Retour au menu ↗](#)