

ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

CALCUL ET EXPERIMENTATION D'UN

AMPLIFICATEUR A TRANSISTOR BIPOLAIRE

*Joël REDOUTEY
Mise à jour décembre 2010*

AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE A TRANSISTOR BIPOLAIRE

L'objectif de ce TE est de montrer comment, à partir de l'expression d'un besoin, on calcule un circuit électronique, puis à l'aide d'une maquette d'essais d'en vérifier les caractéristiques.

La première partie du travail consistera donc à dimensionner le circuit pour qu'il réponde au cahier des charges, c'est à dire établir un schéma électrique et calculer la valeur de tous les éléments.

La partie expérimentale va permettre de voir comment on mesure les principales caractéristiques d'un amplificateur: gain, résistance d'entrée, bande passante, dynamique de sortie,...

On profitera de la maquette, pour étudier l'influence de quelques éléments particulièrement importants et cerner les limites du montage.

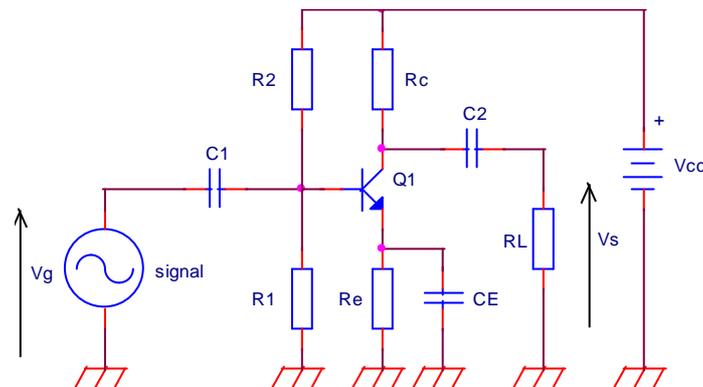
On rapprochera enfin les résultats expérimentaux des résultats théoriques. On chiffrera les écarts et on tentera de les relier aux diverses approximations effectuées pour les calculs, à la dispersion des caractéristiques des composants, etc.

CAHIER DES CHARGES

On désire réaliser un amplificateur pour un microphone à électret destiné à reproduire la voix humaine. Le gain nécessaire est d'environ 150, la résistance d'entrée de l'amplificateur doit être supérieure à 2 k Ω . La résistance de charge R_L de l'amplificateur est de 15 k Ω . L'amplificateur doit être alimenté sur une batterie de 12V. On dispose d'un transistor bipolaire NPN 2N2222A.

DETERMINATION DU CIRCUIT

Nous allons utiliser un étage amplificateur en émetteur commun. (justifier ce choix).
Le schéma du circuit est le suivant:



Nous allons déterminer d'abord le **point de repos du transistor**.

On sait que le gain de ce circuit est:

$$A = - g_m R_S \quad \text{avec } R_S = R_C // R_L$$

$$R_S < R_L \text{ donc ici } R_S < 15 \text{ k}\Omega$$

On veut $|A| = 150$

Par ailleurs $g_m = I_c / V_T \approx 40 I_c$

On en déduit une première condition: $I_c > 0,25 \text{ mA}$

La résistance d'entrée du circuit est $R_e = h_{11} // R_1 // R_2$ et l'on veut $R_e > 2k\Omega$

On sait que $g_m = \beta/h_{11} \approx 40 I_c$

On en déduit une seconde condition:

$$h_{11} = 25\beta / I_c(\text{mA}) > 2k\Omega$$

Examinons la courbe $\beta = f(I_c)$ du 2N2222A

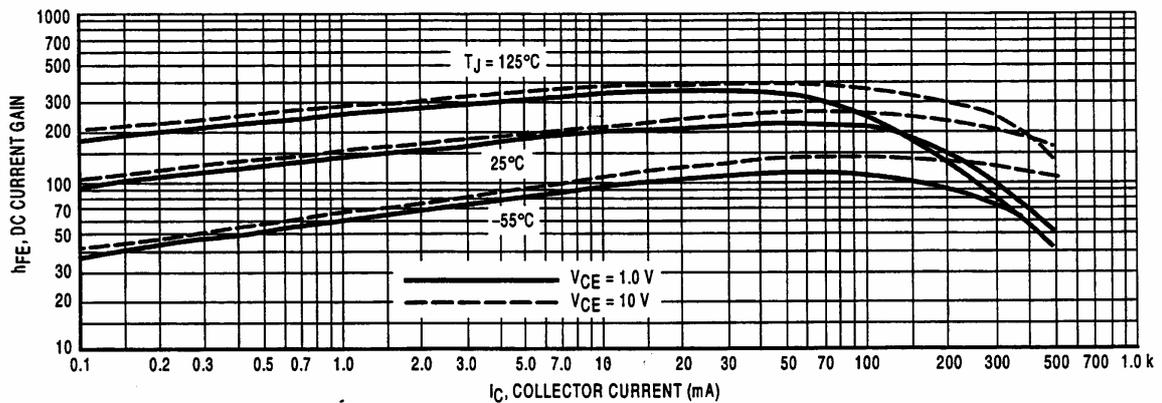


Figure 3. DC Current Gain

On peut relever les valeurs suivantes:

I_c (mA)	β	h_{11} (Ω)
0,25	120	12 000
0,5	140	7 000
1	160	4 000
2	170	2 125
5	180	900

On notera que le gain β varie très peu avec la tension collecteur-émetteur.

Pour respecter le cahier des charges, nous devons choisir un courant de repos compris entre 0,25 mA et 2 mA. Nous choisirons $I_c = 1\text{mA}$.

Calcul des résistances de Collecteur R_C et d'émetteur R_E

Pour des raisons de stabilité du point de repos, nous choisirons $R_E = R_C / 5$.

Le gain du circuit est:

$$A = -g_m R_S \quad \text{avec } R_S = R_C // R_L \quad \text{et } R_L = 15 \text{ k}\Omega$$

Nous avons choisi $I_c = 1\text{mA}$ donc $g_m \approx 40 I_c \approx 40 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$

On veut $|A| = 150$

$$\text{D'où l'équation: } 150 = 40 \cdot 10^{-3} \cdot R_S \Rightarrow R_S = 3,75 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = R_C // R_L = R_C R_L / (R_C + R_L)$$

$$R_C = R_S R_L / (R_L - R_S) \quad R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

On en déduit la valeur de $R_E = 1 \text{ k}\Omega$

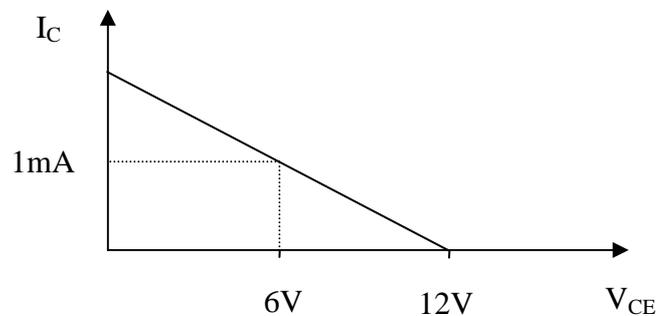
Droite de charge statique

On rappelle que l'équation de la droite de charge statique dérive de l'application de la loi des mailles au circuit collecteur-émetteur:

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C + R_E I_E$$

Ce qui donne en assimilant I_E à I_C :

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$



On en déduit les coordonnées du point de repos ($V_{ce} = 6 \text{ V}$, $I_c = 1 \text{ mA}$)

Calcul des résistances de polarisation de base

La tension sur la base du transistor s'écrit:

$$V_B = V_{BE} + R_E I_E \approx V_{BE} + R_E I_C$$

Sachant que pour un transistor silicium $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$ on trouve $V_B = 1,7 \text{ V}$.

En choisissant un courant dans la résistance R_1 égal à 10 fois le courant base I_B , on obtient:

$$I_B = I_C / \beta = 1 \text{ mA} / 160 = 6,25 \text{ }\mu\text{A} \quad I_{R1} = 62,5 \text{ }\mu\text{A}$$

$$\text{D'où } R_1 = V_B / I_{R1} = 27 \text{ } 200 \text{ }\Omega$$

On choisira la valeur normalisée la plus proche soit $R_1 = 27 \text{ k}\Omega$.

On peut alors calculer la valeur de R_2

En négligeant I_B devant I_{R1} , on trouve: $R_2 = 164 \text{ } 800 \text{ }\Omega$.

On obtiendra une valeur proche en connectant deux résistances de $330 \text{ k}\Omega$ en parallèle, soit: $R_2 = 165 \text{ k}\Omega$.

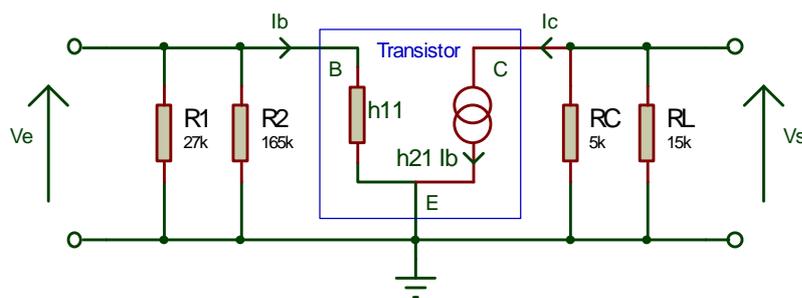
Etude du circuit en dynamique

Nous allons supposer dans un premier temps que les condensateurs de liaison C_1 et C_2 ainsi que le condensateur de découplage d'émetteur C_E ont une capacité suffisamment grande pour que l'on puisse négliger leur impédance dans la bande passante utile de l'amplificateur.

Etablissons le **schéma équivalent petits signaux du circuit**.

On rappelle que l'approximation des petits signaux consiste à linéariser le fonctionnement du transistor autour de son point de fonctionnement statique. Cette approximation n'est valable que pour de petites variations, c'est à dire $v_{be} \ll V_T$ (v_{be} : variation dynamique de la tension émetteur-base, $V_T = kT/q \approx 25 \text{ mV}$ à 300°K).

Le schéma équivalent petits signaux est obtenu en court-circuitant les sources de tension continue (ici V_{CC}) et en remplaçant le transistor par son schéma équivalent. En négligeant les paramètres h_{12} et h_{22} on obtient:



Calculons le **gain en tension**

Soit $R_S = R_C // R_L$

Nous avons $V_S = V_{ce} = -R_S I_c$ or $I_c = \beta I_b = g_m V_{be}$
et $V_e = V_{be}$

$A = V_S / V_e = -g_m R_S$

Le signe - indique que la tension de sortie est en opposition de phase avec à la tension d'entrée.

Nous avons ici:

$$g_m = 40 I_c = 40 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$R_S = 5\,000 // 15\,000 \, \Omega = 3\,750 \, \Omega$$

$$A = -40 \cdot 10^{-3} \cdot 3\,750 = -150$$

$$\text{Soit } A_{dB} = 20 \log(A) = 43,5 \text{ dB}$$

Nous allons calculer maintenant la **résistance d'entrée**.

Le schéma équivalent montre que :

$R_e = h_{11} // R_1 // R_2$ or $h_{11} = \beta / g_m$

$h_{11} = 160 / 40 \cdot 10^{-3} = 4\,000 \, \Omega$

$R_1 = 27\,000 \, \Omega$ $R_2 = 165\,000 \, \Omega$

On trouve $R_e = 3\,412\ \Omega$ ce qui est conforme au cahier des charges.

Schéma équivalent de l'amplificateur.

Il est intéressant dans un système de représenter un étage amplificateur comme une boîte noire se comportant vu de l'entrée comme une résistance et vu de la sortie comme une source de tension débitant dans la résistance de charge (qui peut être par exemple la résistance d'entrée d'un second étage amplificateur).

Nous allons appliquer le théorème de Thévenin aux bornes de la résistance de charge R_L .

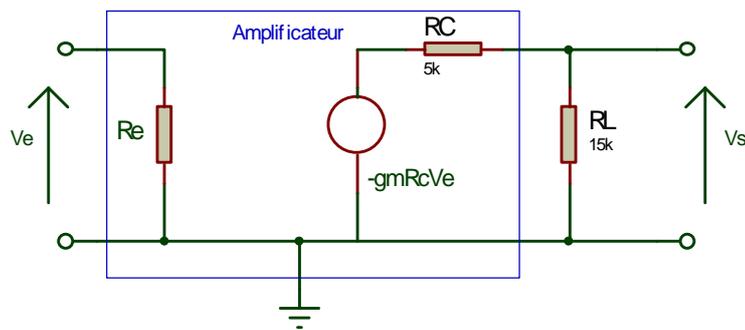
La tension à vide, c'est à dire lorsque R_L est déconnectée, est $-g_m R_C V_e$

La résistance équivalente est R_C

Posons $A_0 = -g_m R_C$

A_0 est le gain à vide. Il vaut ici $-40 \cdot 10^{-3} \cdot 5\,000 = -200$

Nous obtenons le schéma équivalent suivant:



Droites de charge et dynamique de sortie

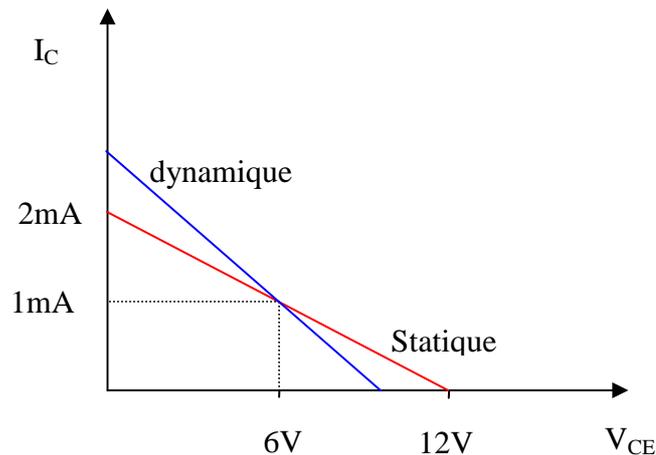
Nous allons maintenant nous intéresser à l'**amplitude maximale du signal de sortie**.

Pour cela, nous allons tracer la droite de charge dynamique.

Nous savons que cette droite passe par le point de repos (6v, 1mA) et que sa pente est donnée par la relation $V_{ce} = -R_S I_c$ (voir schéma équivalent).

Son équation est ici:

$$I_c \text{ (mA)} = -0,27 V_{ce} + 2,6$$



En régime dynamique, le point de fonctionnement du transistor va se déplacer sur la droite de charge dynamique, uniquement dans le premier quadrant. La tension de sortie est donc limitée d'un côté par le blocage du transistor ($V_{ce} = V_{cc}$, $I_c = 0$) et de l'autre par la saturation ($V_{ce} \approx 0$)

On remarque que le point de fonctionnement ne se trouve pas au milieu de la droite de charge dynamique, l'excursion maximale de la tension de sortie ($V_s = V_{ce}$) ne sera donc pas symétrique. La limitation interviendra d'abord du côté blocage.

Graphiquement, on voit que l'amplitude maximale possible est située entre le point de repos et l'abscisse à l'origine de la droite de charge dynamique.

L'abscisse à l'origine de la droite de charge dynamique est $V_{ce} = 9,6V$

L'abscisse du point de repos est $V_{ce} = 6V$.

L'amplitude maximale de la tension de sortie est donc $9,6 - 6 = 3,6 V$

Ce qui correspond à un signal d'entrée de $3,6 / 150 = 24 mV$

On notera que cette valeur dépasse les limites de l'approximation des petits signaux, ce qui veut dire que le signal sera distordu par non linéarité avant de l'être par écrêtage...

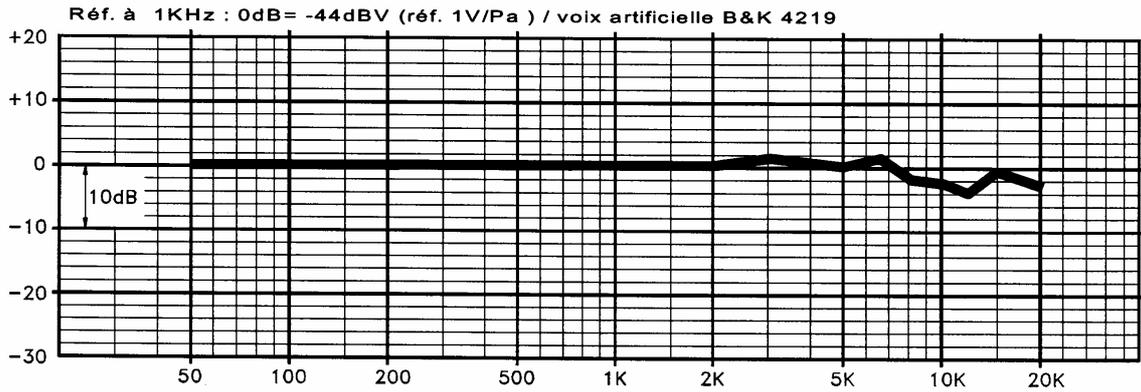
ETUDE DE LA BANDE PASSANTE

Dans les paragraphes précédents, nous avons négligé l'impédance des condensateurs.

Il nous faut maintenant calculer leur capacité en fonction de la bande passante désirée.

Notre amplificateur est destiné à traiter des signaux provenant d'un microphone dont la courbe de réponse est donnée ci après.

La bande passante minimale nécessaire à la reproduction intelligible de la voix humaine est 300 - 3000 Hz (bande passante téléphonique).



On voit sur la courbe de réponse que ce microphone convient parfaitement pour l'application envisagée.

Par définition, la bande passante de l'amplificateur possède une limite haute qui dépend essentiellement du transistor (elle est très largement supérieure à notre besoin et nous n'en tiendrons pas compte) et une limite basse qui dépend de la valeur des capacités.

En rapprochant le besoin exprimé par le cahier des charges et les caractéristiques du microphone, nous voyons que la fréquence de coupure basse doit se situer entre 50 et 300 Hz. Son choix résulte d'un compromis, sachant qu'une grande bande passante améliore la qualité audio, mais nécessite des condensateurs de capacité élevée, donc volumineux et plus chers...

Classiquement, on étudie séparément l'influence de chaque condensateur, puis on applique le théorème de superposition pour obtenir la contribution globale.

En admettant une contribution de 1 dB à la fréquence la plus basse (50 Hz) de chaque condensateur on trouve:

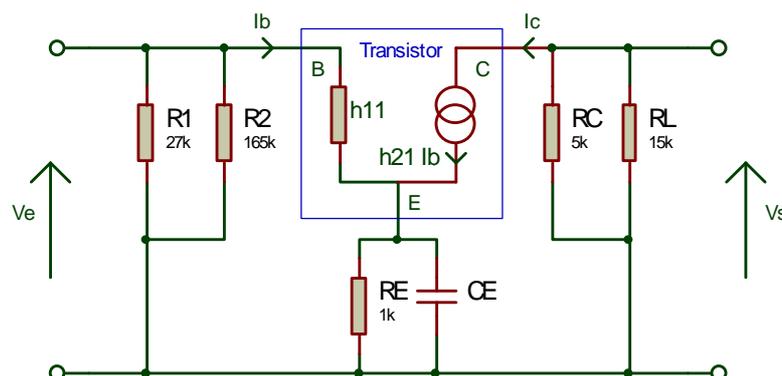
$$C_1 = 1,8 \mu\text{F} \quad C_2 = 0,3 \mu\text{F} \quad C_E = 256 \mu\text{F}$$

Ceci montre que l'influence de la capacité de découplage d'émetteur est prépondérante, ou plus exactement que c'est celle ci qui "pénalise" le circuit au sens décrit précédemment (forte capacité = volume et coût élevés).

Dans ces conditions, nous allons dimensionner notre circuit de manière à ce que l'influence des condensateurs de liaison soit négligeable. La fréquence de coupure basse dépendra alors uniquement de la valeur de la capacité de découplage d'émetteur C_E .

Calcul de la capacité de découplage d'émetteur C_E .

Le schéma équivalent petits signaux est maintenant le suivant:



$$\text{Posons } R_B = R_1 // R_2 \quad R_S = R_C // R_L \quad Z_E = R_E // C_E$$

$$Z_E = R_E / (1 + j R_E C_E \omega)$$

Cherchons l'expression du gain.

$$V_e = h_{11} I_b + (\beta+1)I_b Z_E = (h_{11} + (\beta+1)Z_E) I_b$$

$$V_s = -R_S \beta I_b$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{\beta R_S}{h_{11} + (\beta+1)Z_E}$$

Si β est grand $\beta \approx \beta+1$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{\beta R_S}{h_{11} + \beta Z_E}$$

Soit en remplaçant Z_E par son expression:

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{\beta R_S}{h_{11}} \frac{1 + j R_E C_E \omega}{1 + \frac{\beta R_E}{h_{11}} + j R_E C_E \omega}$$

Lorsque $\omega \rightarrow \infty$ $A = V_s/V_e \rightarrow A_\infty = -\beta R_S/h_{11}$

Posons $m = \beta R_E/h_{11}$ $\omega_E = 1/R_E C_E$ $x = \omega/\omega_E$

$$A = \frac{V_s}{V_e} = A_\infty \frac{1 + jx}{(m+1) \left[1 + j \frac{x}{m+1} \right]}$$

$$\left| \frac{A}{A_\infty} \right| = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(m+1)^2 \left(1 + \frac{x^2}{(m+1)^2} \right)}}$$

Soit ω_B la pulsation de coupure basse à -3 dB.

A $\omega = \omega_B$ nous avons $20 \log |A/A_\infty| = -3$

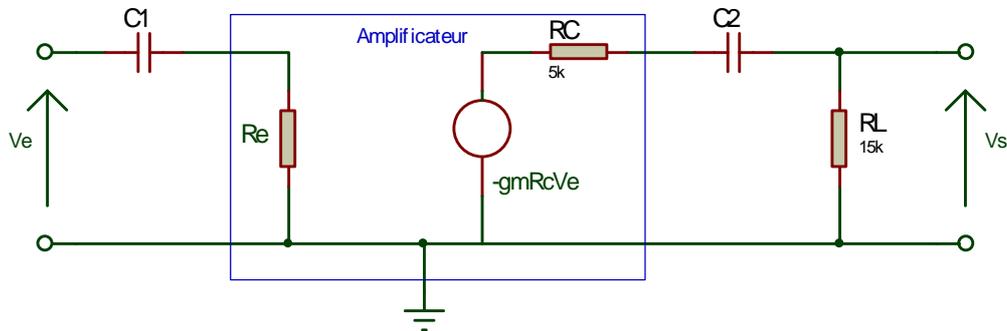
Il suffit de résoudre l'équation précédente pour obtenir la valeur de C_E .

Ce calcul peut être facilement automatisé à l'aide d'un tableur. Par itérations successives, on recherchera une valeur de la fréquence de coupure qui correspond à une valeur normalisée de la capacité C_E .

Par exemple, on trouve pour $f_B = 65$ Hz, $C_E = 100 \mu\text{F}$

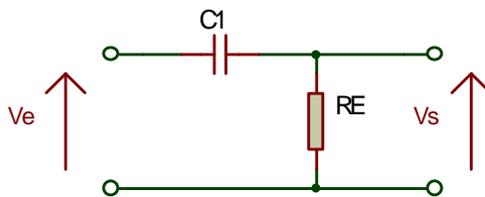
Etudions maintenant l'**influence des condensateurs de liaison**.

L'amplificateur peut être représenté par le schéma équivalent suivant:



Calcul de C_1

Nous sommes en présence d'un classique filtre passe haut du premier ordre:



Dont la fonction de transfert est: $V_s/V_e = jReC_1\omega / (1+jReC_1\omega)$

Et dont le module vaut: $\left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{ReC_1\omega}{\sqrt{1 + Re^2C_1^2\omega^2}}$

Posons $\omega_1 = 1/ReC_1$ et $x = \omega/\omega_1$ nous obtenons $A = \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}}$

Lorsque $\omega \rightarrow \infty$ $A \rightarrow 1$

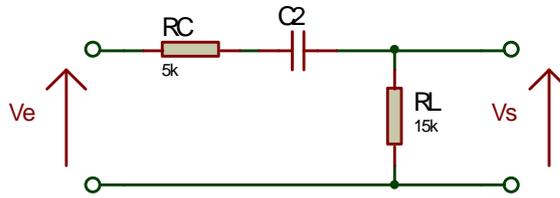
Si l'on désire une atténuation A_0 à la fréquence f_0 , il suffit de résoudre l'équation:

$A_0 = 20 \log |A|$ et l'on obtient la valeur de C_1 .

Par exemple pour une atténuation de 0,1 dB à 65 Hz on trouve $C_1 = 4,7 \mu\text{F}$

Calcul de C₂

Le schéma équivalent est le suivant:



Nous avons un diviseur potentiométrique, dont une branche est constituée de R_C en série avec C₂

La fonction de transfert s'écrit:

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{R_L}{R_C + R_L} \frac{1}{1 + \frac{1}{j(R_C + R_L)C_2\omega}}$$

On pose $\omega_2 = 1/(R_C + R_L)C_2$ et $x = \omega/\omega_2$

$$A = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_L}{R_C + R_L} \frac{j \frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}$$

Lorsque $\omega \rightarrow \infty$ $A \rightarrow A_\infty = R_L/(R_C + R_L)$

$$\left| \frac{A}{A_\infty} \right| = \frac{x}{\sqrt{1 + x^2}}$$

Si l'on désire une atténuation A₀ à la fréquence f₀, il suffit de résoudre l'équation:

$A_0 = 20 \log |A/A_\infty|$ et l'on obtient la valeur de C₂.

Par exemple pour une atténuation de 0,1 dB à 65 Hz on trouve C₁ = 0,8 μF

On prendra la valeur normalisée la plus proche (par excès), soit 1 μF

EXPERIMENTATION

Vous disposez d'une plaquette en circuit imprimé pré-cablée, d'une alimentation continue variable, d'un multimètre numérique, d'un générateur de signaux et d'un oscilloscope.

Pour relier la plaquette d'essais aux différents appareils, vous disposez de cordons coaxiaux BNC-BNC, de cordons simples équipés à chaque extrémité de fiches bananes de 4 mm pour l'alimentation et de cordons de test avec fiche de 1 mm d'un coté et fiche banane de 4 mm de l'autre.

Ces derniers vous permettront de relier le multimètre aux différents points tests prévus sur la plaquette.

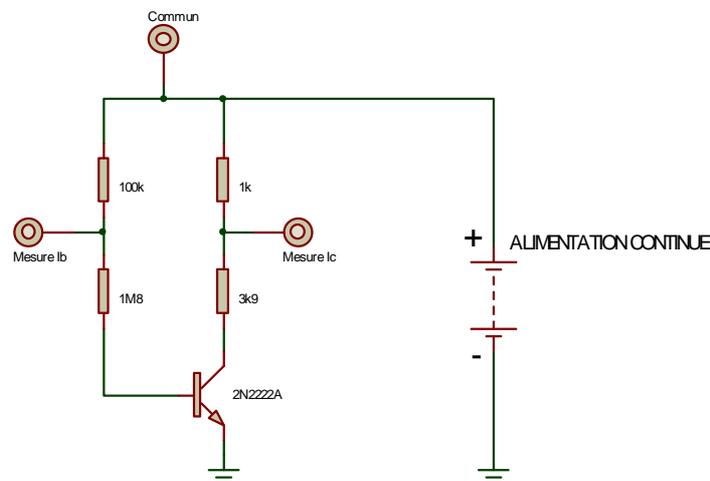
Le schéma et une photo commentée de la plaquette sont donnés en annexe.

MESURE DU GAIN EN COURANT β DU TRANSISTOR

Sur la plaquette, il y a en fait deux circuits distincts alimentés par la même source de tension continue:

- Le circuit de mesure de β
- L'amplificateur complet.

La première manipulation consiste à mesurer le gain en courant β du transistor à $I_c = 1 \text{ mA}$. Pour cela nous allons utiliser le circuit suivant:



- Insérer le transistor sur le support. Attention à respecter le sens (ne pas tordre les pattes, l'ergot désigne l'émetteur).
- Relier les bornes d'alimentation à la source de tension continue que l'on aura au préalable ajustée à 12 V (Rouge au plus et Noir au moins)
- A l'aide du multimètre, mis en position voltmètre continu, mesurer la tension aux bornes de la résistance de $1\,000\ \Omega$ (marron, noir, rouge) insérée en série dans le circuit collecteur.
- Ajuster la tension d'alimentation pour avoir exactement 1 Volt ($\rightarrow I_c = 1 \text{ mA}$). Relever la valeur de la tension d'alimentation,
- Mesurer alors la tension aux bornes de la résistance de $100\ \text{k}\Omega$ (marron, noir, jaune) insérée en série avec le circuit de base.

- En déduire le gain β du transistor, comparer cette valeur à la valeur prise pour les calculs théoriques

DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

Nous allons maintenant utiliser l'autre partie de la plaquette dont le schéma est donné en annexe.

Couper l'alimentation du circuit (bouton OUTPUT ON), mettre le transistor sur l'autre support et ré-alimenter le circuit.

VERIFICATION DU POINT DE REPOS

- Régler l'alimentation à 12 V
- Connecter le voltmètre aux bornes de la résistance d'émetteur $R_E = 1 \text{ k}\Omega$
- Mesurer les tensions V_E , V_B , V_C par rapport à la masse
- En déduire le point de repos (V_{CE} , I_C) et la tension V_{BE} .
- Comparer aux valeurs calculées

Dans la partie théorique, nous avons vu que les caractéristiques de l'amplificateur dépendent en grande partie du courant de repos I_C . Afin de se mettre dans les conditions des valeurs calculées, il faut ajuster ce courant à la valeur fixée, c'est à dire $I_C = 1 \text{ mA}$.

Ceci peut s'effectuer en ajustant le pont de polarisation de base (R_1 , R_2). Pour des questions de facilité de manipulation, nous allons procéder autrement, en modifiant légèrement la tension d'alimentation V_{CC} :

- Ajuster la tension d'alimentation V_{CC} pour avoir exactement 1 V aux bornes de la résistance d'émetteur R_E
- Relever la tension d'alimentation correspondante
- Mesurer les tensions V_E , V_B , V_C par rapport à la masse
- En déduire le nouveau point de repos (V_{CE} , I_C) et la tension V_{BE} .
- Comparer aux valeurs calculées et aux valeurs précédentes.

NE PLUS MODIFIER LA TENSION D'ALIMENTATION JUSQU'A LA FIN DU TE

MESURE DU GAIN EN TENSION

A l'aide de trois câbles coaxiaux:

- Relier l'entrée GENE de la plaquette au générateur de fonction, position sinus, fréquence 1kHz, amplitude au minimum
- Relier la voie A de l'oscilloscope à l'ENTREE 1 de la plaquette
- Relier la voie B de l'oscilloscope à la fiche de SORTIE

Noter que le signal du générateur est atténué de 10 dB avant d'être appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Ceci est dû au fait que le niveau de sortie du générateur ne peut être suffisamment réduit à l'aide du bouton de réglage.

- Mettre le commutateur d'entrée en position "Mesure de gain" (voir photo en annexe)

- Vérifier que le condensateur de découplage d'émetteur C_E est bien branché ainsi que la charge R_L (interrupteurs correctement positionnés)
- Ajuster le niveau du générateur pour avoir 10 mV crête à crête en entrée de l'amplificateur (voie A de l'oscilloscope)
- Relever la valeur de la tension de sortie et en déduire le gain de l'amplificateur
- Observer la phase des deux signaux
- Comparer vos mesures aux résultats théoriques

NB: Pour une meilleure précision, vous pouvez effectuer les mesures de la tension d'entrée et de la tension de sortie à l'aide du multimètre en position VAC. Comparez les deux méthodes.

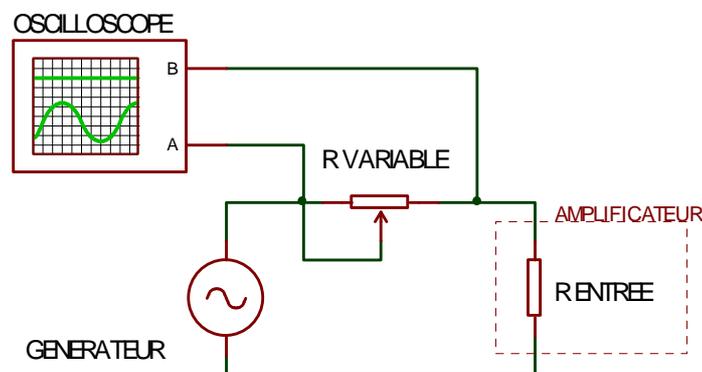
MESURE DU GAIN A VIDE ET DE LA RESISTANCE DE SORTIE

Refaire la mesure du gain en tension en déconnectant la résistance de charge $R_L = 15 \text{ k}\Omega$ à l'aide de l'interrupteur prévu à cet effet. Vous êtes maintenant dans les conditions d'application du théorème de Thévenin.

A partir des mesures à vide et en charge, déduire la valeur de la résistance de sortie de l'étage amplificateur, comparer à la valeur théorique ($R_c = 5 \text{ k}\Omega$).

MESURE DE LA RESISTANCE D'ENTREE

Nous allons utiliser une méthode potentiométrique, qui consiste à insérer entre le générateur et l'entrée de l'amplificateur une résistance variable. On ajuste la valeur de cette résistance pour que la tension à l'entrée de l'amplificateur soit égale à la moitié de celle du générateur. Dans ces conditions la résistance série est égale à la résistance d'entrée (diviseur de tension par 2).



- Relier la voie A de l'oscilloscope à l'ENTREE 1 de la plaquette
- Relier la voie B de l'oscilloscope à l'ENTREE 2 de la plaquette
- Basculer l'inverseur en position "Mesure de R_{in} "
- Régler la résistance variable pour avoir une tension sur la voie B égale à la moitié de celle de la voie A
- Basculer l'interrupteur en position "mesure de gain", afin d'isoler la résistance variable du reste du circuit
- Mesurer la valeur de la résistance à l'aide du multimètre et comparer aux valeurs calculées.

NB: Pour une meilleure précision, vous pouvez effectuer les mesures de tension à l'aide du multimètre en position VAC (tension alternative) en mesurant successivement les deux tensions par rapport à la masse. Comparez les deux méthodes.

SCHEMA EQUIVALENT DE L'AMPLIFICATEUR

A l'aide des mesures effectuées, établir le schéma équivalent de l'amplificateur.
Comparer à la théorie.

MESURE DE LA DYNAMIQUE DE SORTIE

Remettez vous dans les conditions de la mesure du gain en tension en charge (R_L branchée)

- Observer à l'oscilloscope (position DC) la tension de sortie en ayant repéré soigneusement la position du zéro.
- Augmenter doucement le niveau de sortie du générateur jusqu'à ce que le signal apparaisse déformé (sinusoïde non symétrique)
- Noter la valeur de la tension d'entrée V_{e1} correspondante
- Augmenter encore le niveau jusqu'à atteindre l'écrêtage
- Relever la forme du signal et mesurer l'amplitude de chaque alternance ainsi que la tension d'entrée V_{e2} correspondante

Interprétation des résultats

La tension V_{e1} correspond à la sortie de validité de l'approximation des petits signaux.
Comparer cette valeur à $V_T = kT/q$

L'apparition de l'écrêtage est liée à la dynamique de sortie.

Tracer soigneusement les droites de charge statique et dynamique et déterminer la dynamique de sortie. Comparer avec vos mesures. Quelle alternance est écrêtée en premier?

MESURE DE LA FREQUENCE DE COUPURE BASSE

Remettez vous dans les conditions de la mesure du gain en tension en charge (R_L branchée), niveau d'entrée 10mV crête à crête, fréquence 1 kHz.

- Mesurer au multimètre la tension de sortie
- Réduire la fréquence (sans changer le niveau) du générateur jusqu'à ce que la tension chute de 3dB par rapport à sa valeur à 1kHz
- Noter précisément la fréquence de coupure
- Observer la phase de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée
- Tracer sur papier semilog la courbe du gain en tension (en dB) en fonction de la fréquence entre 10 Hz et 1000 Hz, repérer la fréquence de coupure et tracer la direction asymptotique à 20 dB par décade.
- Comparer aux valeurs calculées.

INFLUENCE DU DECOUPLAGE D'EMETTEUR

Remettez vous dans les conditions de la mesure du gain en tension en charge (R_L branchée), niveau d'entrée 10 mV crête à crête, fréquence 1kHz.

Déconnecter le condensateur C_E à l'aide de l'interrupteur prévu sur la plaquette.

Mesurer le gain et le comparer à R_S/R_E (R_E : résistance d'émetteur = $1k\Omega$)
Augmenter le niveau du générateur jusqu'à la valeur V_{e1} mesurée précédemment. Le signal est il déformé?
Peut on expliquer ces résultats par la théorie de la rétro action?

ESSAI AVEC MICROPHONE A ELECTRET

Débrancher le générateur et mettre l'inverseur d'entrée dans la position médiane
Brancher la capsule micro à électret sur la prise jack.
Enjoy it!

SYNTHESE

Comparez vos mesures et comparez les avec les valeurs calculée et avec le cahier des charges initial.

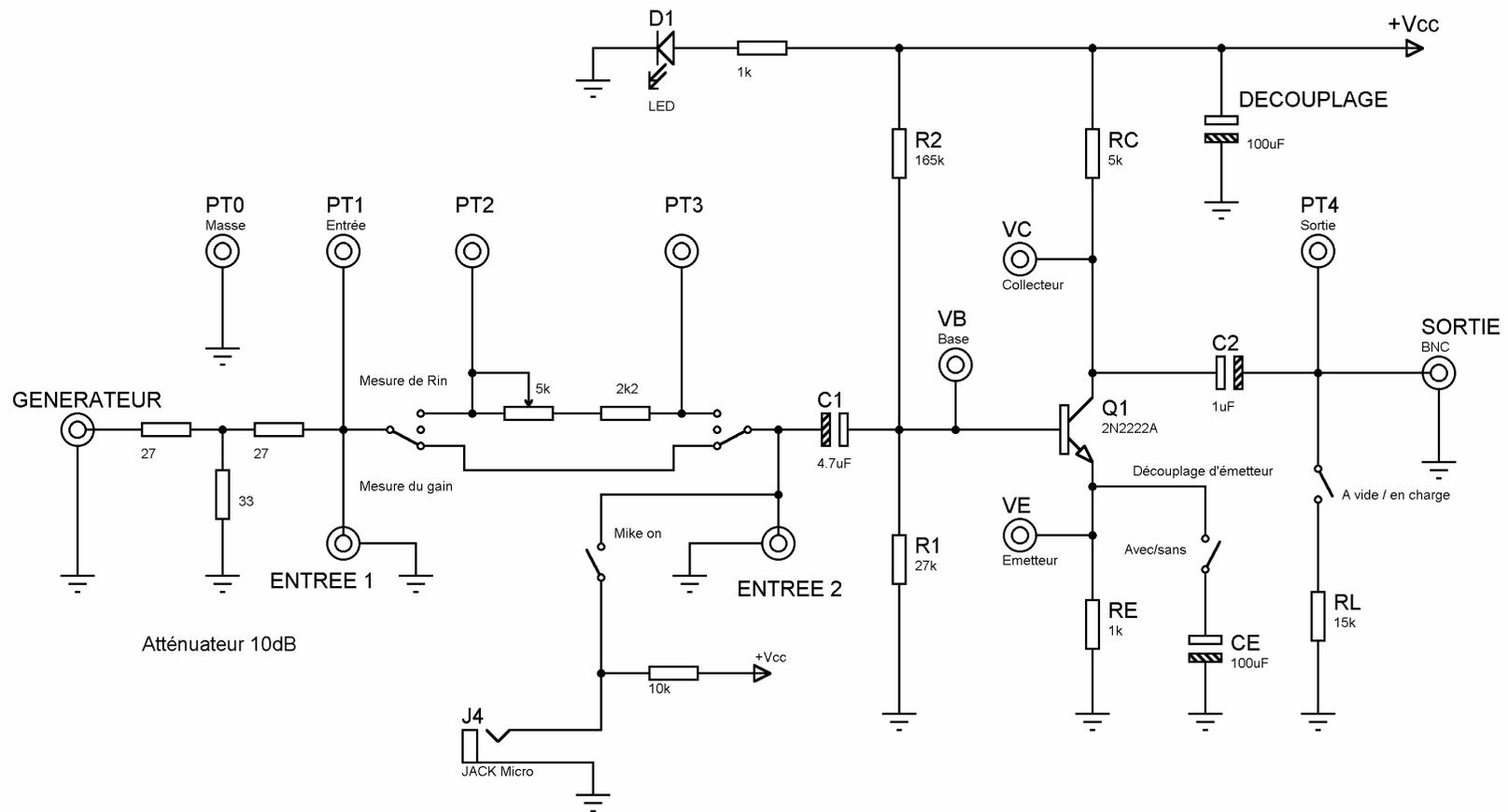


Schéma de la maquette

Photo de la maquette

