

COMPTE RENDU DE MONTAGE M22

Amplification de signaux

Auteurs :
Pierre GÉHANNE,
Louis D'ERAMO

Responsable :
Jean-Baptiste DESMOULINS

16 Octobre 2014



Table des matières

1	Amplificateur à amplificateur opérationnel non inverseur	1
2	Étude du transistor bipolaire	3
3	Étude de l'amplification en courant : montage push-pull	5
3.1	Mesure du rendement	5
3.2	Mesure de la distorsion	6

Le titre de ce montage fait référence à un domaine vaste de la physique. De nombreuses applications sont issues du phénomène de l'amplification. Néanmoins les équipements utilisés pour d'autres manipulations (optiques...) sont coûteuses et il n'est pas dit que les instruments utilisés pour mesurer les paramètres intéressants seraient d'assez bonne qualité. Ainsi ce montage se basera sur un système uniquement électronique.

Bibliographie

- Martin, *Génie Electronique Première STI*, Hachette
- Martin, *Génie Electronique Terminale STI*, Hachette
- Enoncé de JB Desmoulins : Transistor bipolaire
- Enoncé de JB Desmoulins : Montage push-pull

Introduction

Nous avons basé notre étude sur un système assez simple et assez courant : l'amplification de signaux électriques issus d'un micro et alimentant un haut-parleur.

exp1 : Branchons le micro directement à l'entrée du haut-parleur. Si on essaye de parler dedans, il ne se passe rien d'audible. Ceci est dû simplement à un effet d'adaptation d'impédance. En effet on a $Z_{\text{sortie micro}} \simeq 600 \Omega$ et $Z_{\text{entrée hp}} \simeq 8 \Omega$, ainsi si on a une tension U_e en sortie du micro on aura une tension $U_{hp} = U_e \frac{Z_{\text{entrée hp}}}{Z_{\text{sortie micro}} + Z_{\text{entrée hp}}} \simeq 1.32 \% \times U_e$ aux bornes du haut-parleur.

exp2 : Essayons maintenant de mesurer le signal de sortie du micro. On branche directement le micro sur l'oscilloscope. On prononce alors une phrase (du style « j'aime la chimie ») et on visualise en mode single le signal reçu. Il faut bien penser à mettre l'oscillo en haute impédance. On doit avoir $U_e \sim$ qqes 10 mV.

Nous allons donc essayer dans la suite du montage de résoudre les deux problèmes soulevés : l'adaptation d'impédance et l'amplification du signal électrique sortant du micro.

1 Amplificateur à amplificateur opérationnel non inverseur

Une première solution retenue pour résoudre ces deux problèmes est le montage à ampli-op non inverseur. Le rôle de l'ampli-op est de réaliser l'adaptation d'impédance, tandis que le gain en tension est obtenu par le réglage du pont diviseur de tension. On a pris ici $R_1 = 14.8 \Omega$ (mesurée à l'ohmmètre) et une résistance variable $R_2 \in [1 ; 10^4] \Omega$.

exp 3 : Pour obtenir une amplification maximale on va essayer de mettre un gain très fort (de l'ordre de 1000, soit $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, attention à ne pas atteindre la saturation en tension de l'ampli-op tout de même), et on alimente le circuit avec un signal sinusoïdal d'amplitude crête-à-crête 20 mV (afin de simuler le signal réel). On fait alors varier la fréquence du signal : on voit que pour quelques kHz, le signal est très atténué. On met ici en évidence une fréquence de coupure caractéristique de l'effet passe-bas de l'ampli-op non idéal.

On va donc s'atteler à la mesure de la caractéristique gain/bande passante de ce système.

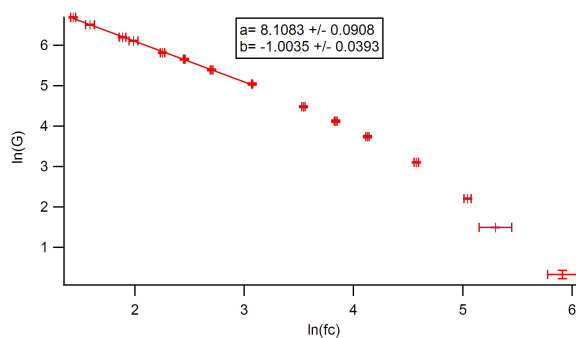


FIGURE 1.2 – $\ln(G_0)$ en fonction de $\ln(f_c)$

$-1,00 \pm 0,04$. Le comportement théorique de l'ampli-op est bien retrouvé.

Il nous faut maintenant un critère pour choisir le gain. Les deux éléments non modifiables (micro et hp) présentent deux fréquences de coupures assez différentes. Nous allons choisir la fréquence de coupure de l'amplificateur en tension supérieure à la fréquence de coupure la plus basse. Néanmoins pour avoir un gain le plus fort possible, il faut une fréquence de coupure assez faible. Il faut donc trouver un compromis entre ces deux critères. La fréquence de coupure limitante est celle du haut-parleur ($\sim 9\text{ kHz}$, lecture pas très claire sur la caractéristique imprimée qui est minuscule). Ainsi nous allons fixer les circuits à une fréquence de coupure de $9,5\text{ kHz}$, soit un gain de 336 (et une résistance de $5\text{ k}\Omega$).

exp 5 : On branche maintenant le micro en entrée du circuit et le haut parleur en sortie. On essaye de parler. Il y a une grosse saturation, mais on entend tout de même un signal. Il s'agit en fait d'une saturation en courant de l'ampli-op. Il va falloir alors concevoir un circuit amplifiant le signal de sortie en courant pour éviter cette saturation.

expérience si on a le temps : On peut brancher en sortie du circuit une résistance de charge et regarder l'allure du courant en sortie lorsqu'on envoie une sinusoïde en entrée. On peut alors voir que la tension de sortie n'est pas déformée mais que le courant est bien saturé. On pourrait alors mesurer ce courant de saturation.

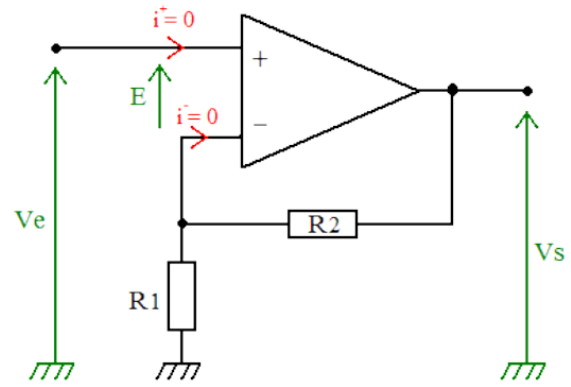


FIGURE 1.1 – Schéma du montage électronique

exp 4 : En préparation on va mesurer, pour différentes valeurs de R_2 , l'amplitude du signal de sortie pour une fréquence assez faible ($\sim 200\text{ Hz}$), soit le gain du système. Puis nous allons chercher la fréquence pour laquelle l'amplitude est divisé par $\sqrt{2}$. On a alors des couples gain/fréquence de coupure que l'on peut rapporter dans un graphique en échelle logarithmique. Pendant la présentation on va fixer une résistance, donc un gain, et mesurer la fréquence de coupure. Pour un amplificateur opérationnel ayant un comportement du premier ordre on doit avoir $G_0 \times f_c = cte$, soit $\ln(G_0) = -1 \times \ln(f_c) + cte'$. En ajustant ici la courbe obtenue, on trouve une pente pour des fréquences de coupures petites de

2 Étude du transistor bipolaire

Le montage d'amplification du courant fait intervenir un composant peu utilisé en travaux pratiques d'électronique : le transistor bipolaire. Le transistor est un composant à trois pattes composé de couches alternées de matériaux semi-conducteurs. On distingue deux types de transistor bipolaires, les NPN et les PNP.

On peut visualiser le transistor bipolaire comme une sorte de robinet, le courant de commande arrivant sur la base (B) va modifier la barrière de potentiel ressentie par les électrons et ainsi laisser plus ou moins passer le courant arrivant par le collecteur (C) dans l'émetteur (E). Contrairement aux composants précédents, le transistor va ainsi agir directement sur le courant.

Rq : un ampli-op est un montage faisant intervenir des transistors, des résistances etc.

Le but de cette partie est de trouver des relations entre les différentes grandeurs d'un des transistors utilisés par la suite dans le montage push-pull. Pour caractériser ce transistor nous allons réaliser le montage de l'expérience 6. Les composants électriques sont disponibles dans une boîte bleue nommée : ENSC 339 « amplification de puissance ».

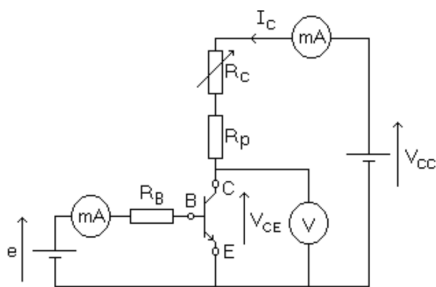


FIGURE 2.2 – Montage électrique pour la caractérisation du transistor bipolaire.

exp 6 : Comme dit précédemment, on peut caractériser un transistor par trois grandeurs. Ici nous allons étudier les influences du courant du collecteur I_c , du courant de commande I_b , et de la tension de polarisation V_{ce} . Pour ce nous allons fixer le courant de commande I_b grâce à une source de tension e et une résistance variable R_b . Puis grâce à une résistance variable R_c nous allons modifier le point de fonctionnement du circuit et donc imposer un courant I_c et une tension V_{ce} . La résistance R_p est une résistance de protection afin de ne pas envoyer un courant trop important dans le transistor. Expérimentalement on a :

$$e = 10 \text{ V} ; V_{cc} = 10 \text{ V} ; R_p = 220 \Omega ; R_b \in [10^3; 10^5] \Omega ; R_c \in [1; 10^4] \Omega$$

Il faut bien faire attention à prendre une tension e assez élevée (par rapport à V_{cc}) au début pour avoir une tension de polarisation assez grande. Une fois l'intensité de commande fixée, on va faire varier le point de fonctionnement en changeant la résistance R_c pour avoir la courbe I_c en fonction de V_{ce} (voir figure 2.3)

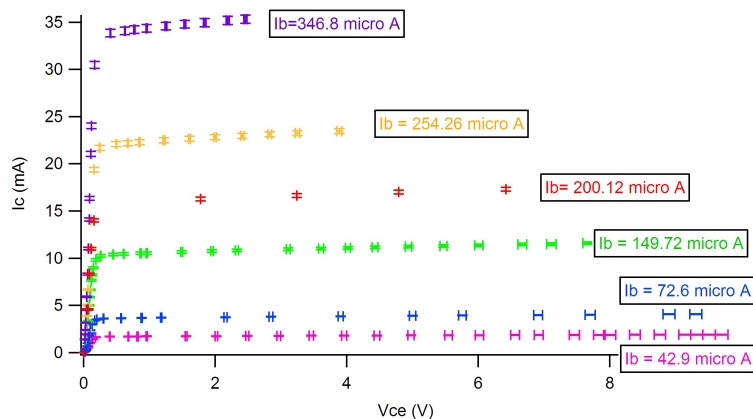


FIGURE 2.3 – Caractéristique du courant du collecteur I_c en fonction de la tension de polarisation V_{ce} pour un transistor NPN, pour différentes valeurs du courant de commande I_b .

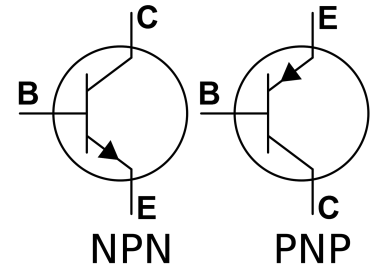


FIGURE 2.1 – Différence de convention entre les différents transistors bipolaires.

On observe alors deux zones dans la caractéristique. Pour des valeurs assez faibles de tension de polarisation, le courant du collecteur augmente rapidement : c'est le régime saturé. Puis on observe une variation assez lente du courant en fonction de la tension de polarisation : c'est le régime linéaire. Dans cette zone on peut écrire :

$$I_c = \beta I_b + \frac{V_{ce}}{\rho}$$

Le deuxième terme provient de ce qu'on appelle l'effet Early. Cet effet sera négligé par la suite (en se plaçant par exemple à V_{ce} constant et en négligeant la variation de ρ avec le courant de commande). On remarque alors que le courant du collecteur est proportionnel au courant de commande. On peut alors rechercher la valeur numérique de ce facteur de proportionnalité.

exp 7 : On va se placer à V_{ce} constant. Du fait de la résistance de protection, on se rend compte que la tension de polarisation maximum atteinte (i.e. en prenant $R_c = 0 \Omega$) décroît lorsque l'on augmente le courant de commande. Ainsi on va faire toutes nos mesures à $V_{ce} = 200 \text{ mV}$ pour rester dans le régime linéaire, mais avec V_{ce} faible. Puis on impose un courant de commande I_b . On cherche alors la résistance R_c pour avoir une tension V_{ce} de 200 mV . Puis on note le courant du collecteur obtenu. On obtient alors la caractéristique I_c en fonction de I_b (voir figure 2.4).

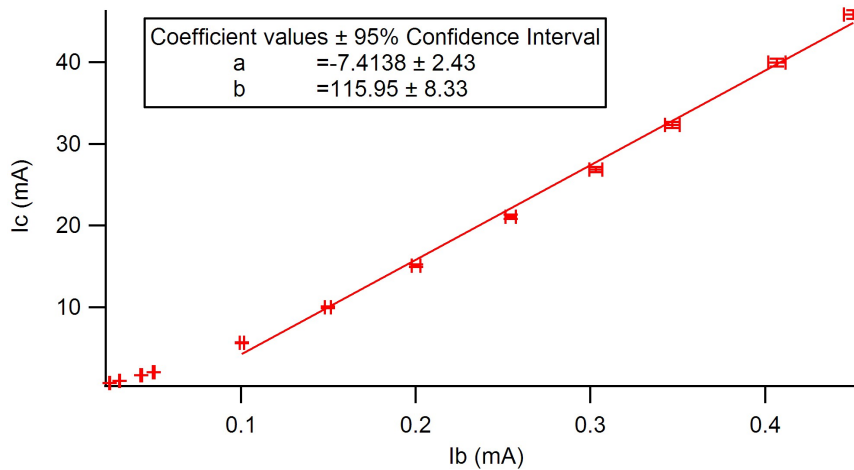


FIGURE 2.4 – Caractéristique du courant du collecteur I_c en fonction du courant de commande I_b pour un transistor NPN.

On obtient alors une valeur de coefficient de proportionnalité $\beta = 116 \pm 8$. Cette valeur est en accord avec les ordres de grandeurs pour de tels composants (à retenir $\sim 10^2$). On observe aussi une légère zone de saturation pour le courant ($I_c \simeq 0$ pour $I_b < 50 \mu\text{A}$).

Ainsi on a montré que l'on pouvait amplifier le courant d'un facteur 100 grâce à un composant électronique appelé transistor bipolaire. Néanmoins ce composant a un sens de fonctionnement (ici $I_c = 0$ si $I_b < 0$), comportement ressemblant à celui d'une diode. On peut alors utiliser l'autre type de transistor (PNP) pour amplifier des courants négatifs.

Expérience complémentaire : On peut aussi alimenter le transistor avec un signal sinusoïdal pour montrer le blocage du transistor pour $i < 0$. Mais cela nécessite de visualiser la tension aux bornes d'une résistance (par exemple R_p).

3 Étude de l'amplification en courant : montage push-pull

Nous allons donc réaliser maintenant un circuit électrique intégrant les deux types de transistors pour amplifier le signal en courant. On va reprendre la plaquette sur laquelle on a monté le montage pour la caractérisation du transistor. Sur cette plaquette un demi push-pull devra être monté à l'avance et on montera l'autre moitié par symétrie (cela permet d'éviter de trop se tromper pendant la présentation. Attention aux nombreux fils qui se croisent, expérimentalement il est possible, avec une bonne préparation, de transposer le circuit en quelques manœuvres). Chaque composant nécessaire à ce montage est disponible dans la boîte ENSC 339 « amplification de puissance ». On fera attention aussi à placer une résistance de charge R_L supportant de forts courants en sortie de circuit (en pratique on trouvera dans la boîte une résistance $4\ \Omega$ supportant des courants de quelques ampères).

Rq : l'ampli op TL081 possède un montage push-pull en sortie, mais il sature assez vite en courant. C'est l'effet qui nous a limité dans la partie 1. Il existe des ao plus performants, mais ce montage sert un peu de prétexte à monter un push-pull.

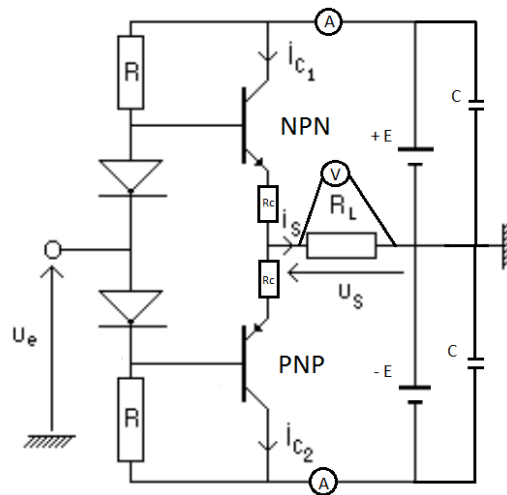


FIGURE 3.1 – Montage électrique du circuit push-pull.

On donne ici les caractéristiques des composants :

$$R = 1\ \Omega ; R_C = 1\ \text{k}\Omega ; R_L = 4\ \Omega ; C = 15\ \text{nF}$$

On alimente alors le circuit avec une tension sinusoïdale de valeur crête-à-crête variable. On va étudier deux caractéristiques de ce montage en fonction de la valeur crête-à-crête d'alimentation : le rendement du circuit et le taux de distorsion.

3.1 Mesure du rendement

Le circuit fait intervenir deux entrées et une sortie : la tension d'entrée sinusoïdale, la tension d'alimentation des transistors, et enfin la tension de sortie mesurée aux bornes de la résistance. on peut alors définir le rendement du circuit (où l'on négligera la puissance d'entrée devant la puissance d'alimentation du circuit) :

$$\eta = \frac{P_S}{P_{\text{alim}} + P_e} \simeq \frac{P_S}{P_{\text{alim}}}$$

exp 8 : Pour une valeur crête-à-crête de la tension d'entrée, on va relever la valeur efficace de la tension de sortie et de la valeur moyenne des courants aux bornes des deux transistors. On a alors

$P_S = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R}$ et $P_{\text{alim}} = E \times (\langle i_+ \rangle + \langle i_- \rangle)$. On peut alors tracer le rendement en fonction de la valeur crête-à-crête de la tension d'entrée (voir figure 3.2). On observe un plateau vers 20 % pour des tensions supérieures à 10 V. Il faut donc avoir une tension d'entrée assez importante pour avoir un rendement intéressant.

3.2 Mesure de la distorsion

Si on augmente encore la tension d'entrée, on observe une saturation en courant du circuit. Si on passe en représentation de Fourier, on voit apparaître des harmoniques dans le signal. Ces harmoniques vont donc altérer notre signal final. Ainsi on va construire une grandeur appelée taux de distorsion qui va quantifier cette altération :

$$\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_{\text{eff},i}^2}{U_{\text{eff},1}^2}}$$

Ce taux représente en fait le rapport de la puissance des harmoniques sur la puissance du fondamental. Ainsi on espère avoir un taux le plus faible possible.

exp 9 : On va mesurer la valeur de la distorsion pour différentes valeurs crête-à-crête de la tension d'entrée. Pour cela deux possibilités sont offertes :

- on mesure à l'oscillo l'amplitude des harmoniques en mode FFT, puis on fait le calcul (se poser la question du nombre d'harmoniques à considérer et des incertitudes).
- on utilise une macro sous Igor permettant le calcul du ratio de puissance contenu entre deux curseurs choisis sur la FFT.

Pour une question de rapidité nous avons choisi d'utiliser la deuxième méthode. On acquiert alors sous Igor le signal de la voie de sortie en décochant la case max (pour accélérer le processus) et en moyennant 10 fois. Puis on trace le spectre du signal. On place alors deux curseurs (ctrl+i) autour du pic central. la macro « Power Ratio CH1/2 » donne la valeur :

$$r = \frac{U_{\text{eff},1}^2}{\sum_{i=1}^{\infty} U_{\text{eff},i}^2}$$

ainsi on a immédiatement :

$$\tau = \sqrt{\frac{1}{r} - 1}$$

On peut alors tracer sur un même graphe la valeur de la distorsion et le rendement en fonction de la valeur crête-à-crête de la tension d'entrée (dans le mode new graph, sélectionner « more choices », sélectionner les deux grandeurs, et sélectionner deux axes verticaux différents).

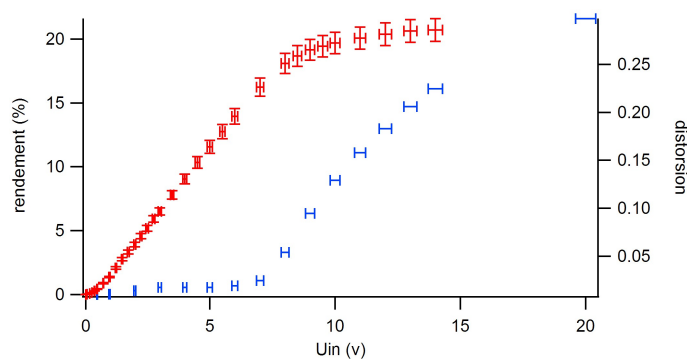


FIGURE 3.2 – Rendement et distorsion en fonction de la valeur crête-à-crête de la tension d'entrée.

On se rend compte alors que dès que le rendement commence à saturer, la distorsion augmente rapidement. Il faut donc limiter la tension en entrée du push-pull tout en essayant de maximiser le rendement.

Conclusion

On branche alors le micro en entrée du circuit non inverseur, on relie le circuit non inverseur au push-pull, puis on branche la sortie du push-pull sur le haut-parleur. On a ainsi un amplificateur en tension et en courant. On peut alors faire notre conclusion au micro (c'est classe et ça marche bien). On a réalisé ici un circuit électronique permettant d'amplifier un signal électrique mais aussi de réaliser une adaptation d'impédance. Pour chaque composant nous avons caractérisé les principales caractéristiques qui nous ont permis de choisir les valeurs de composant pour ajuster au mieux notre amplification.

Questions & remarques

- **Quelle est la tension en entrée du haut-parleur si on branche simplement le micro ?** Il faut écrire le pont diviseur de tension avec les impédances d'entrée/de sortie des composants et on a alors la tension d'alimentation du haut-parleur. (*Rq : c'est pour ça qu'on utilise l'AO en non inverseur, pour avoir $Z_{ao} \simeq 10^{12} \Omega$, afin de récupérer tout le signal du micro.*)
- **Comment mesure-t-on le gain ?** On prend le rapport des tensions crête-à-crête (*Rq : on aurait pu mettre une petite moyenne légère pour améliorer les incertitudes. On peut aussi utiliser les mesures automatiques de l'oscillo si on ajuste au mieux les signaux.*)
- *Bien penser à tourner les manip vers le public, surtout le jour de l'oral. Mettre l'oscillo sur vidéo-proj ça demande du temps.*
- **Décrire l'utilité de chaque composant sur la manip du transistor.** Cf partie sur le transistor. (*rq : on aurait pu tracer la caractéristique courant tension pour la relation I_c/V_{ce} en fonction de la résistance R_c pour expliquer l'effet de la modification de celle-ci. Cette caractéristique se nomme « droite de charge »*)
- **Te donne-t-on le β du transistor lors de l'achat ?** Non, c'est comme pour la valeur du produit gain/bande de l'AO ou la valeur d'une résistance, le constructeur donne une gamme dans laquelle peut varier la valeur.
- *Il faudrait mieux expliciter l'influence des diodes dans le montage push-pull. $U_{in} = U_{hp} - V_{be-trans} + V_{bediode}$*
- *Les capacités du montage vont se mettre en court-circuit pour les hautes fréquences et ainsi éviter de faire démarrer des oscillations dans le circuit. Les résistances R sont présentes pour éviter l'emballement thermique.*
- **Comment mesures-tu P_{alm} ?** cf partie 3.1 on mesure les courants sortants des alims en connaissant la tension demandée.
- **Mesures tu I_{moy} ou I_{eff} ?** les ampèremètres mesurent I_{moy} .
- **Quelle est la forme du courant ?** on représente les intensités sinusoïdales positives ou négatives.
- **Définition de la puissance active ?** $P = \langle UI \rangle$. Le point important est que dans ce cas précis, U est fixée, tandis que I_+ (resp. I_-) est une sinusoïde tronquée de sa partie négative (resp. positive). La puissance totale d'alimentation est donc bien donnée par $U \langle I_+ \rangle + U \langle I_- \rangle$, et pas par la multiplication des valeurs efficaces comme d'habitude.
- **Quelle est l'impédance d'entrée du push-pull ? Comment la mesurer ?** On fait un pont diviseur de tension avec une résistance variable et dès que la tension est divisée par 2, alors on a trouvé la valeur de l'impédance d'entrée. On a $Z_{push-pull} \simeq 300 \Omega$.
- **Pourquoi s'intéresse-t-on au rendement ?** Utile si on travaille pour de l'amplification de puissance, pour un concert, par exemple, ou les haut-parleurs fonctionnent souvent avec plus de

100 W.

- **Qu'est-ce qui limite le rendement ici ? Rendement théorique ?** On a pas mal d'échauffement thermique dans les transistors et de puissance dissipée dans les composants électroniques. Rendement théorique du push-pull = $\frac{\pi}{4} \simeq 78.5\%$
- *Attention avec la macro Igor pour calculer le taux de distorsion. Ça ressemble à une boîte noire. Il serait préférable de faire la mesure en direct ou alors de bien expliquer le principe de fonctionnement de la macro. Mais on risque d'avoir des questions sur le principe de fonctionnement. Par contre, ne pas mesurer U_{eff}^2 et $U_{eff,1}^2$ pour calculer le r comme la macro d'Igor avec l'oscillo, ça ne marche pas...*
- *Comme la manip de mesure du taux de distorsion n'a pas marché ici, la solution élégante serait de refaire quelques points. Il faut donc prévoir un peu de temps sur cette manip.*
- *On aurait pu aussi s'intéresser au rapport signal à bruit d'un amplificateur déjà tout fait.*
- *Remarque technique : pour que le vidéo proj fonctionne en salle d'élec avec l'ordinateur du bureau, il faut brancher le câble VGA à l'allumage. Au contraire dans l'autre salle de montage, il faut brancher le câble après l'allumage.*