

## Etude d'un amplificateur de puissance de type push pull

### Introduction :

- L'intérêt de ce montage est d'amplifier le courant en conservant la tension inchangée ce qui permet d'amplifier la puissance spéciale de quelques Ohms, susceptible de supporter un courant d'un peu plus d'un ampère et dont la valeur est proche de l'impédance d'un haut-parleur qui est une charge que l'on peut utiliser en fin de montage pour montrer qu'un amplificateur de tension à AOP suivi d'un amplificateur de type push pull permet d'amplifier le son d'un microphone vers un haut-parleur)

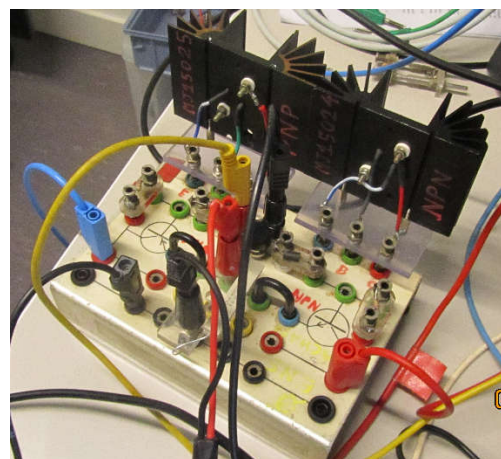
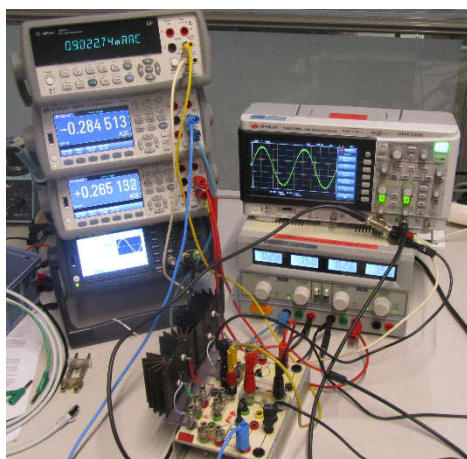
- C'est l'alimentation continue qui permet cette amplification de courant puisque c'est elle qui fournit la puissance et notamment le courant appelé par la charge. Elle doit donc être choisie en fonction du courant qu'elle peut débiter... prendre une alimentation symétrique réglable en tension capable de débiter au moins 1A

- Le push pull peut être réalisé de deux façons différentes. Nous allons étudier les deux circuits et voir ce que l'on peut montrer avec l'un et l'autre. En montage, il faudra en choisir un et s'y tenir.

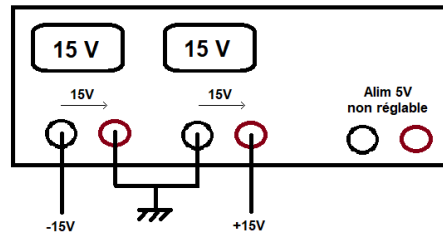
- La maquette employée est disponible en deux exemplaires, rangés dans des boîtes bleues et comportant les deux transistors (un NPN et un PNP), la résistance de charge de 5 Ohms, des résistances de polarisation (deux de 1 k $\Omega$  et deux de 10k $\Omega$ ), des capacités de découplage (2 de 10nF) et des cavaliers de connexions (qu'on peut remplacer par un fil banane en cas de besoin). L'ensemble se présente sous la forme suivante :



- Le montage une fois câblé avec le GBF, les trois ampèremètres, l'alimentation de puissance adaptée (alimentation symétrique... apprendre à câbler...), un oscilloscope pour observer les signaux et mesurer les tensions et évidemment la maquette présente la forme suivante :



- Les deux tensions de polarisation,  $+E$  et  $-E$  valent respectivement  $+15V$  et  $-15V$  dans les expériences faites dans ce document. L'alimentation est une alimentation double avec deux sortie  $30V/3A$ . Pour faire une alimentation symétrique à partir d'une alimentation double, on câble de la façon suivante :

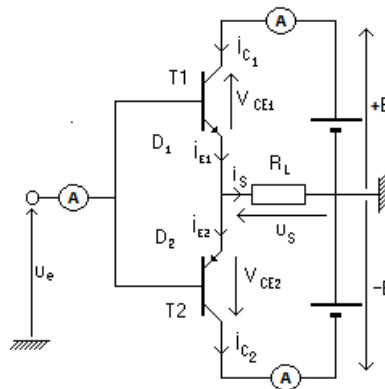


Les deux alimentations indépendantes sont réglées à  $15V$  si c'est la tension choisie, puis on raccorde la borne de bas potentiel d'une des alimentation avec celle de haut potentiel de l'autre (une noire avec une rouge) et on raccorde ce point à la masse du système (souvent par l'intermédiaire d'un oscilloscope). Ce point est alors au potentiel 0. La borne noire qu'on n'a pas encore raccordée est alors à  $-15V$  et la borne rouge qui n'est pas encore raccordée est à  $+15V$ .

### Montage le plus simple (sans les diodes de compensation de distorsion de croisement)

#### **Présentation :**

Ce circuit est réalisé de la façon suivante :



- Les deux tensions de polarisation,  $+E$  et  $-E$  valent respectivement  $+15V$  et  $-15V$  dans les expériences faites dans ce document. L'alimentation est une alimentation double avec deux sortie  $30V/3A$ .

- On a mis deux ampèremètres qui mesurent la valeur moyenne (bien comprendre pourquoi !) qui mesurent le courant donné par les deux alimentations  $+E$  et  $-E$ , ainsi qu'un ampèremètre mesurant le courant délivré par le GBF d'entrée et qui mesure la valeur efficace. Utilisez de préférence un multimètre Keysight 34461 en configuration « ampèremètre » sur l'entrée «  $3A$  » et en appuyant sur le bouton « shift » puis « DC I » ce qui donne la valeur moyenne pour les deux ampèremètres en série avec les alimentations  $+E$  et  $-E$  et « shift » puis « AC I » pour le courant sortant du GBF ce qui donne la valeur efficace.

- On prend une valeur de  $1k\Omega$  pour les résistance  $R$ . La résistance  $R_L$  vaut  $5\Omega$  environ. C'est une résistance de forme parallélépipédique assez volumineuse et qui peut supporter plus de  $1A$ .

- Le courant efficace de sortie sera obtenu en divisant la tension efficace sur la charge par la valeur de la résistance de charge.

- Pour le rendement, on fait le rapport entre la puissance dans la charge (carrée de la valeur efficace de la tension sur la valeur de la résistance) et la somme de la puissance délivrée par les deux alimentations  $+E$  et  $-E$ . On pourrait aussi utiliser trois Wattmètres.

#### **Résultats expérimentaux :**

##### *Relevés à faire :*

En faisant varier la tension efficace du GBF d'entrée, on relève à chaque fois la tension et le courant efficace d'entrée, la tension et le courant efficace de sortie (en faisant attention au niveau de tension à partir duquel apparaît une saturation de la sortie), le courant dans les deux alimentations  $+E$  et  $-E$ .

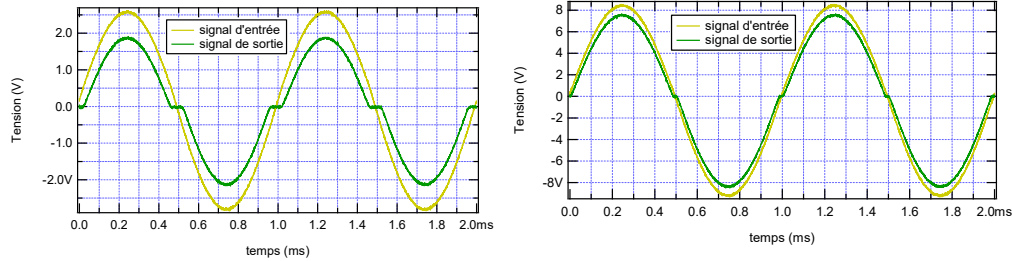
##### *Calculs à faire :*

On calcule la puissance délivrée par les alimentations  $+E$  et  $-E$  (produit de la tension par la courant moyen), la puissance transmise à la charge (rapport entre le carré de la tension efficace de sortie et  $R_L$  la résistance de charge).

*Courbes et commentaires :*

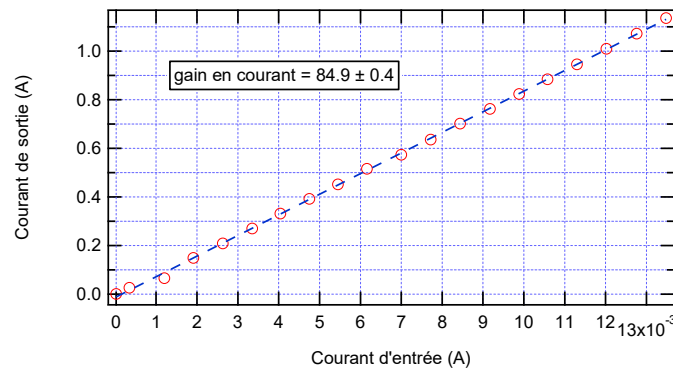
- Le principal défaut de ce circuit ; c'est le phénomène de « distorsion de croisement ». Quand la tension d'entrée est trop faible en valeur absolue, la jonction base-émetteur des transistors, qui se comporte comme une diode, n'est pas assez polarisée pour laisser passer le courant et le transistor ne réagit pas.

Ce phénomène est d'autant plus embêtant que le signal d'entrée est faible. Sur les figures suivantes, on présente les allures des tensions d'entrée en jaune et de sortie en vert pour deux valeurs assez différentes données à l'entrée :



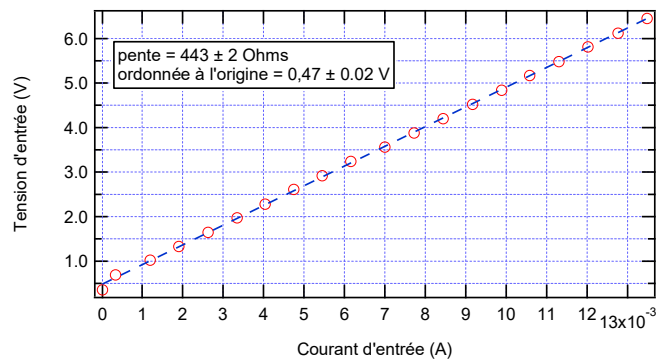
Quand les tensions mises en jeu sont plus importantes, la distorsion de croisement affecte moins la forme générale des signaux.

- On peut étudier le gain en courant du circuit en regardant le courant efficace de sortie en fonction du courant efficace délivré par le GBF :



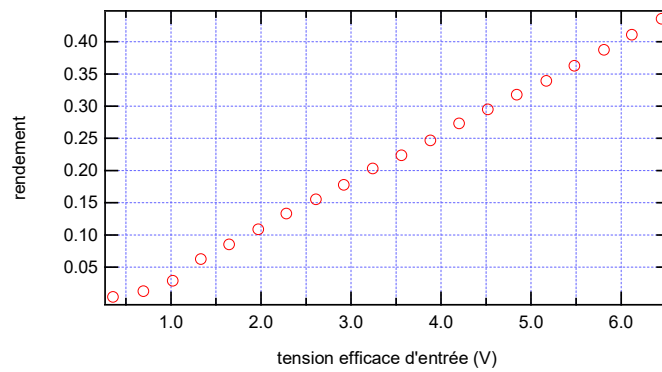
Le gain est proche de 85 ce qui est proche du gain d'un transistor seul. Cet ordre de grandeur est donc bien cohérent et indique bien une amplification conséquente du courant, ce qui explique que par la suite, on négligera la puissance délivrée par le GBF dans le calcul du rendement.

- On peut également rechercher la valeur de la résistance d'entrée du circuit



La droite obtenue ne passe pas par l'origine car il faut tenir compte de la distorsion de croisement. C'est pourquoi on trouve une ordonnée à l'origine proche de 0,5V. La pente de la partie affine indique une résistance d'entrée voisine de 443 Ohms.

- On peut également étudier le rendement en fonction de la tension efficace d'entrée.

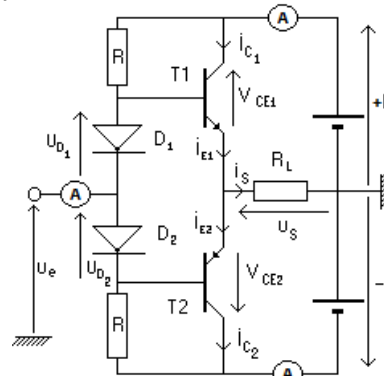


Sur cette courbe, on est limité par le GBF qui ne délivre pas de signaux de plus de 20 V<sub>pp</sub> alors que les transistors sont polarisés sous des tensions de  $\pm 15V$  ce qui signifie que les transistors ne pourront pas être saturés. On pourrait donc, si on pouvait encore augmenter la tension d'entrée, atteindre des rendements plus importants (jusqu'à 70% environ).

### Montage un peu plus complexe avec les diodes qui compensent la distorsion de croisement.

#### **Présentation :**

Ce circuit est réalisé de la façon suivante :



- Les deux tensions de polarisation, +E et -E valent respectivement +15V et -15V dans les expériences faites dans ce document. L'alimentation est une alimentation double avec deux sortie 30V/3A.

- On a mis deux ampèremètres qui mesurent la valeur moyenne (bien comprendre pourquoi !) qui mesurent le courant donné par les deux alimentations +E et -E, ainsi qu'un ampèremètre mesurant le courant délivré par le GBF d'entrée et qui mesure la valeur efficace. Utilisez de préférence un multimètre Keysight 34461 en configuration « ampèremètre » sur l'entrée « 3A » et en appuyant sur le bouton « shift » puis « DC I » ce qui donne la valeur moyenne pour les deux ampèremètres en série avec les alimentations +E et -E et « shift » puis « AC I » pour le courant sortant du GBF ce qui donne la valeur efficace.

- On prend une valeur de 1k $\Omega$  pour les résistance R. La résistance RL vaut 5 $\Omega$  environ. C'est une résistance de forme parallélépipédique assez volumineuse et qui peut supporter plus de 1A. Les deux diodes sont des diodes silicium de redressement (même matériau que pour les transistors afin d'avoir un seuil proche de celui de la jonction base émetteur des transistors pour pouvoir compenser la distorsion de croisement).

- Le courant efficace de sortie sera obtenu en divisant la tension efficace sur la charge par la valeur de la résistance de charge.

- Pour le rendement, on fait le rapport entre la puissance dans la charge (carrée de la valeur efficace de la tension sur la valeur de la résistance) et la somme de la puissance délivrée par les deux alimentations +E et -E. On pourrait aussi utiliser trois Wattmètres. On néglige la puissance délivrée par le GBF d'entrée (hypothèse à justifier par la suite, compte tenu du faible niveau de courant délivré par ce dernier devant

#### **Résultats expérimentaux :**

##### **Relevés à faire :**

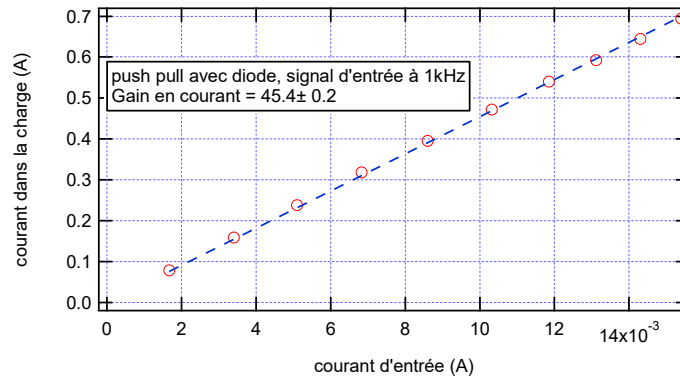
En faisant varier la tension efficace du GBF d'entrée, on relève à chaque fois la tension et le courant efficace d'entrée, la tension et le courant efficace de sortie (en faisant attention au niveau de tension à partir duquel apparaît une saturation de la sortie), le courant dans les deux alimentations +E et -E.

##### **Calculs à faire :**

On calcule la puissance délivrée par les alimentations +E et -E (produit de la tension par la courant moyen), la puissance transmise à la charge (rapport entre le carré de la tension efficace de sortie et  $R_L$  la résistance de charge).

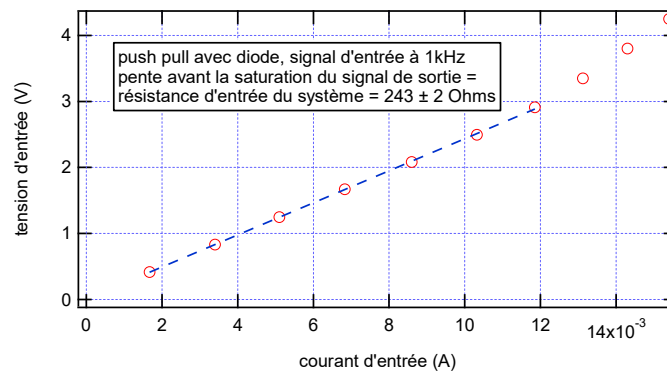
*Courbes et commentaires :*

- On peut commencer par étudier le gain en courant du circuit en regardant le courant efficace de sortie en fonction du courant efficace délivré par le GBF :



Il faut noter que quand la tension d'entrée augmente (et donc le courant d'entrée), la tension de sortie finit par saturer ce qui demande d'interpréter le gain en courant différemment. Mais on conserve une allure linéaire dans les deux cas.

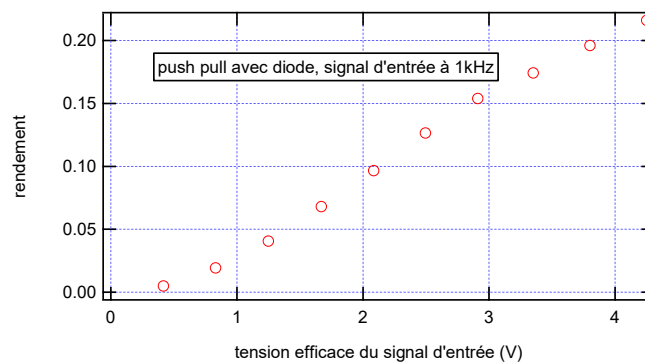
- On peut également rechercher la valeur de la résistance d'entrée du circuit



Cette résistance est importante car on doit veiller à ce qu'elle reste forte devant l'impédance de sortie du circuit amplificateur de tension qui précède le circuit push pull, afin d'éviter que la mise en cascade des deux circuits conduise à une baisse du gain en tension de l'ensemble.

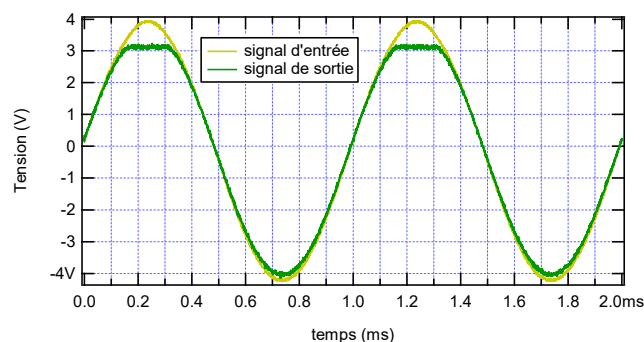
On constate qu'à partir de 12mA, la courbe n'évolue plus linéairement. C'est justement à partir de cette valeur que la tension de sortie sature. On se contente donc de déterminer la valeur de résistance d'entrée pour des valeurs inférieures à 12mA. On trouve une résistance d'entrée de 243 Ohms environ (pente de la courbe donnant la tension efficace en fonction du courant efficace d'entrée). Cette valeur est bien plus grande que la résistance de sortie d'un amplificateur non inverseur par exemple dont la valeur est inférieure à 1 Ohms. La tension de sortie de l'amplificateur à ampli Op n'est donc pas atténuée quand on connecte ce dernier au montage push pull.

- On peut également étudier le rendement en fonction de la tension efficace d'entrée.



Le rendement augmente avec la tension efficace d'entrée mais si cette dernière prend des valeurs trop importantes, le signal va se distordre

- Quand la tension d'entrée augmente, la tension de sortie finit par saturer et prend la forme suivante :



La saturation résulte du blocage des diodes D1 ou D2. Sur la figure suivante, c'est la diode D1 qui se bloque ce qui fait que quand la tension d'entrée augmente, l'augmentation n'a plus d'effet sur le courant dans le transistor qui n'est plus relié à la tension d'entrée. La dissymétrie vient du fait que les deux transistors, NPN et PNP ne sont pas identiques et n'ont pas les mêmes gain en courant. Ainsi, pour une valeur de courant dans la charge donnée, les deux transistors n'appellent pas le même courant dans leur bas. Celui qui en appelle plus retire d'autant plus de courant à la diode qui lui est associée qui va donc voir son courant baisser plus vite ce qui l'amène à se bloquer plus vite, ce qui conduit à la saturation de la tension de sortie sur l'alternance correspondante.

### Comparaison des deux circuits :

Le premier circuit est plus simple à expliquer. La saturation de la tension de sortie s'explique par la saturation des transistors (qui cesse d'amplifier en courant quand la valeur absolue de  $V_{ce}$  devient inférieure à 0,4V environ). En revanche, on aura toujours de la distorsion qui est d'autant plus visible que la tension d'entrée est faible. Si on travaille avec une tension de polarisation des transistors de  $\pm 15V$ , ces derniers ne satureront pas et on pourra monter à 20 V<sub>pp</sub> de tension d'entrée sans saturer. Le rendement peut atteindre plus de 40% et on monterait encore au-delà en appliquant un signal d'entrée plus important ce que nos GBF ne permettent pas.

Le second circuit est plus complexe à expliquer (la saturation vient de la saturation des diodes, bien avant une éventuelle saturation des transistors). En revanche, l'amplificateur ne va pas distordre sur les basses valeurs de tension (avant quelques volts). La saturation apparaît en revanche pour des valeurs de tension plus faibles que le montage précédent ce qui conduit à une plage linéaire en tension assez restreinte. Par ailleurs, la saturation nous empêche d'atteindre une plage avec des rendements dépassant nettement 20%.

### Annexes :

**Annexe 1 :** Comment expliquer le fonctionnement du push pull avec les diodes qui évitent la distorsion de croisement ?

- Dans ce circuit, quand la tension  $u_e$  est positive, la diode D1 est passante alors que la diode D2 est bloquée. Un courant rentre dans la base du transistor T1 qui devient passant. En écrivant une loi de maille entre la tension d'entrée et la tension de sortie, on trouve que

$$u_e + u_{D1} = v_{BE1} + u_s$$

Sachant que les tensions base émetteur du transistor T1 (NPN) et la tension directe de la diode D1 sont pratiquement identiques, on peut écrire que

$$u_e \approx u_s$$

Quand la tension  $u_e$  est négative, la diode D2 est passante alors que D1 est bloquée. Un courant sort de la base du transistor T2 (PNP) qui devient passant. En écrivant une loi de maille entre la tension d'entrée et la tension de sortie, on trouve que

$$u_e - u_{D2} = v_{BE2} + u_s$$

Sachant que les tensions base émetteur du transistor T2 (PNP) et la tension directe de la diode D2 sont pratiquement opposées, on peut écrire que

$$u_e \approx u_s$$

On peut en conclure que globalement, tant que  $u_e$  reste dans la plage comprise entre  $-E$  et  $+E$ , on a une tension de sortie identique à la tension d'entrée. Ce circuit n'est donc pas amplificateur en tension.

**Annexe 2 :** qu'est ce qui explique que la tension de sortie sature pour des valeurs de tension d'entrée de quelques volts ?

Si on raisonne sur des valeurs de  $u_e$  positives, quand  $u_e$  augmente, le courant appelé dans la base du transistor T1 augmente puisque  $I_c$  augmente, mais la tension aux bornes de la résistance R raccordée à la source E du haut



du schéma diminue. Le courant appelé dans l'alimentation E à travers R va donc diminuer. La conséquence, c'est que le courant dans la diode D<sub>1</sub> diminue aussi rapidement puisqu'on appelle de plus en plus de courant dans la base de T<sub>1</sub>. Si u<sub>e</sub> augmente trop, la diode D<sub>1</sub> va se bloquer. Le courant dans la résistance R passera alors exclusivement dans la base de T<sub>1</sub>. Il ne pourra plus évoluer avec u<sub>e</sub> puisque la diode D<sub>1</sub> se comportera alors comme un circuit ouvert (la tension u<sub>D1</sub> sera alors négative et évoluera avec u<sub>e</sub>). Le courant de base dans T<sub>1</sub> restera alors figé à la valeur qu'il avait quand D<sub>1</sub> s'est bloquée.

On pourrait faire le même raisonnement sur la partie du circuit qui gère les amplitudes d'entrée négative, en se rappelant que les tensions et les courants dans un transistor PNP sont de signe opposé au grandeur équivalente des transistors NPN.

**Annexe 3 :** Pourquoi passe-t-on par le courant moyen dans les deux ampèremètres raccordés aux alimentations +E et -E ?

Pour mesurer le rendement du système, on peut négliger la puissance appelée dans la source u<sub>e</sub> devant la puissance fournie par les deux sources de tension E. Pour mesurer la puissance fournie par ces dernières, il suffit de placer un voltmètre sur chacune d'elles et un ampèremètre en série avec elles, ampèremètre auquel on demandera la valeur moyenne. En effet dans ce cas, la tension fournie par la source est E continue, alors que le courant présente une ondulation et une valeur moyenne. On a donc, si T est la période

$$P_E = \frac{1}{T} \cdot \int_T E \cdot i(t) \cdot dt = E \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_T i(t) \cdot dt = E \cdot \langle i(t) \rangle$$

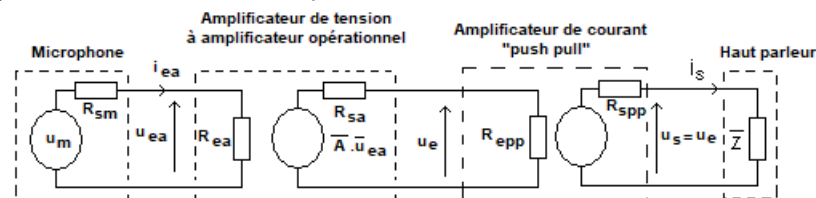
Globalement, la puissance absorbée en entrée est donc égale à

$$P_{abs} = P_{E+} + P_{E-}$$

Pour la puissance transférée à la charge, il suffit de mesurer la valeur efficace de la tension sur R<sub>L</sub>. En effet, la puissance de sortie sera donnée par

$$P_{charge} = u_{seff}^2 / R_L$$

**Annexe 4 :** Description d'une chaîne d'amplification allant d'un microphone à un haut-parleur  
Cette chaîne peut être schématisée de la façon suivante :



Le microphone délivre une tension u<sub>m</sub> de quelques 10mV avec une résistance de sortie R<sub>sm</sub> de 600Ω environ.

L'amplificateur de tension sera supposé de type « non inverseur ». Sa résistance d'entrée R<sub>ea</sub> sera supposée quasiment infinie (en tout cas très grande devant les 600Ω de sortie du micro. La tension de sortie du micro n'est donc pas atténuée quand il est raccordé à l'amplificateur de tension comme ça aurait été le cas en raccordant directement le micro sur le haut-parleur...faire le calcul...). Sa résistance de sortie R<sub>sa</sub> est inférieure à 1Ω. On choisit son gain en fonction de la bande passante visée (pour de l'audio, il faut quelques kHz et on choisit le gain en fonction du niveau de signal souhaité en entrée du push pull tout en regardant que c'est compatible avec le produit (gain x bande passante) de l'amplificateur opérationnel utilisé.

L'amplificateur push pull a une impédance d'entrée R<sub>epp</sub> de quelques 100Ω qui est bien beaucoup plus grande que la résistance de sortie de l'amplificateur de tension R<sub>sa</sub> ce qui signifie qu'il n'y a pas d'atténuation quand on raccorde le push pull à l'amplificateur de tension. Le gain en tension du push pull vaut 1 (on ne modifie pas la tension avec ce circuit). La résistance de sortie du push pull est très inférieure à 1Ω ce qui permet de raccorder ce dernier à un haut-parleur dont l'impédance dans la bande passante est de quelques Ω, sans avoir d'atténuation.

**Expériences et rédaction du document :** J.B. DESMOULINS, décembre 2020