

# Compte rendu TP 2 : Ampli de puissance en classe B

## 1. Etage push-pull :

### Etude théorique :

- Avec le logiciel Pspice, nous avons pu donner l'allure théorique de  $E(t)$ ,  $S(t)$   $I_{EQ1}(t)$  et de  $I_{EQ2}(t)$ .

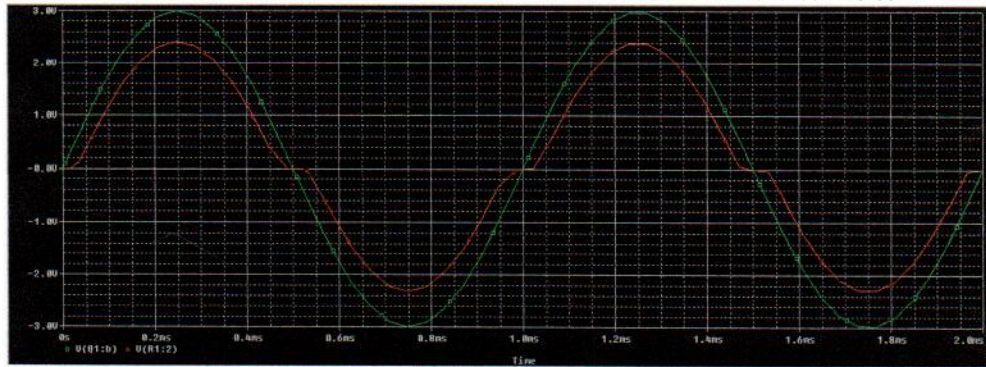


Figure 1 Tracé théorique de  $S(t)$  en rouge en fonction de  $E(t)$  en vert

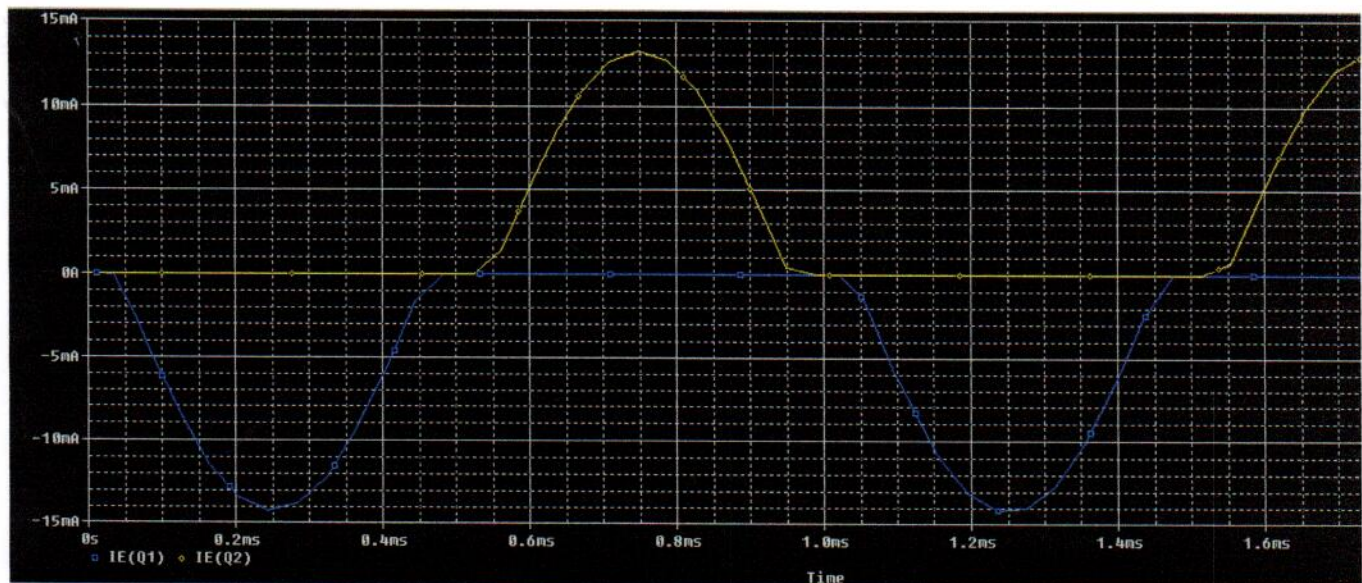


Figure 2 Tracé du courant  $I_{eQ1}$  en bleu et  $I_{eQ2}$  en jaune

Expression de  $P_{RCH}$  :

$$P_{Rch} = \frac{V_s^2}{R_{ch}} = \frac{\left(\frac{\hat{V}_s}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_{ch}} = \frac{(\alpha V_{CC})^2}{R_{ch}}$$

Expression de  $P_{ALIM}$  :

$$P_{ALIM} = 2 \times P_{VCC} = P_{+VCC} - P_{-VCC} = 2 \times V_{CC} \times \overline{i_{alim1}} = 2 \times V_{CC} \times \frac{\hat{i}_S}{\pi}$$

$$\hat{i}_S = \frac{\hat{V}_S}{R_{ch}} = \sqrt{2} \times \frac{V_S}{R_{ch}}$$

On a donc :

$$P_{ALIM} = 2 \times \alpha \times V_{CC} \times \frac{V_{CC}}{\pi \times R_{ch}} = \frac{2 \times \alpha \times V_{CC}^2}{\pi \times R_{ch}}$$

Expression de  $P_{Q1}$  et de  $P_{Q2}$  :

$$P_{Q1} + P_{Q2} = P_{ALIM} - P_{Rch}$$

$$P_{Q1} = \frac{\alpha \times V_{CC}}{R_{ch}} \left[ \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{\alpha \times V_{CC}}{\pi} \right] = \frac{\alpha \times V_{CC}^2}{\pi \times R_{ch}} [1 - \alpha]$$

Expression du rendement :

$$\eta = \frac{P_{Rch}}{P_{ALIM}} = \frac{(\alpha \times V_{CC})^2}{2 \times R_{ch}} \times \frac{\pi}{2} \times \frac{R_{ch}}{\alpha \times V_{CC}^2} = \alpha \times \frac{\pi}{4}$$

Applications numériques :

$$P_{Rch(max)} = 405mW$$

$$P_{ALIM(max)} = 2 \times \alpha \times (+V_{CC}) = 2 \times \alpha \times (-V_{CC}) = 515mW$$

$$P_{Q1(max)} = P_{Q2(max)} = 64.45W \text{ (pour alpha est de 0.5)}$$

$$\eta = 78,5\% \text{ (pour alpha = 1)}$$

La puissance dans les résistances des émetteurs  $R_{e1}$  et  $R_{e2}$ , est égale à la puissance fournit par l'alimentation moins la puissance en sortie et la puissance dissipé par les transistors. Ce qui nous donne une puissance de 64,45mW. Cette puissance est très petite donc on peut donc vérifier l'hypothèse de départ.

### Manipulation :

Visualisation a l'oscilloscope de  $E(t)$  et de  $S(t)$  pour  $E_{MAX} = 3V$ .

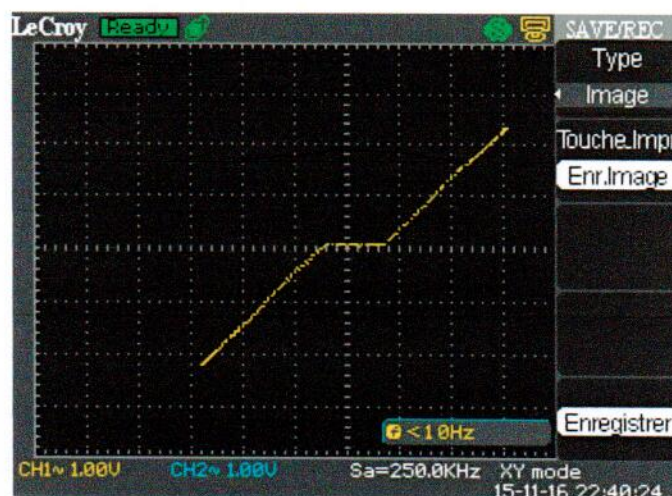


Figure 3S(t) en fonction de E(t). Mode XY



On peut constater sur la figure ci-dessous qu'il y a une distorsion de croisement.

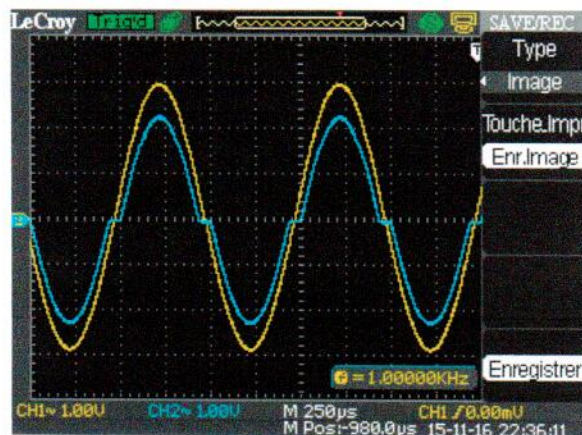


Figure 4  $S(t)$  en fonction de  $E(t)$

Pour un  $E_{MAX} = 2,96V$  on a  $S_{MAX} = 2,28V$ .

La chute de tension entre les deux valeurs max est due à la tension  $V_{BE}$  qui est de 0,6V. Cela équivaut à une diode.

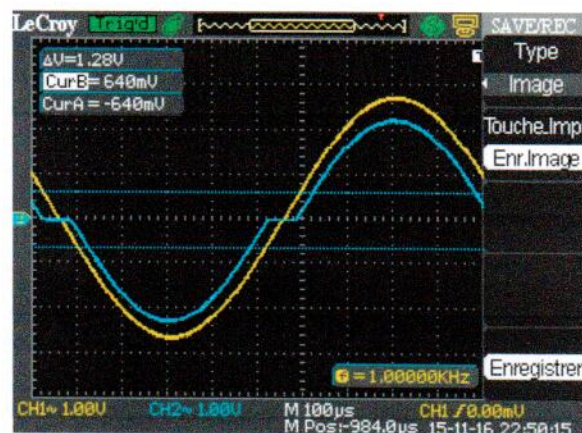


Figure 5 Mesure de la plage de non conduction

La plage de non conduction des transistors est pour une tension  $E(t)$  qui est comprise entre -0,64V et 0,64V. Cela correspond également aux tensions de seuils des jonctions  $V_{BE}$  qui correspondent à des diodes. La plage de non conduction  $\Delta v = 1,28V$ .

L'ordre de grandeur du taux de distorsion est de 14,5%.

## 2. Etude de l'étage push-pull polarisé par diodes

### Etude théorique :

#### Fonctionnement de D1 et D2 :

La fonction des deux diodes D1 et D2 est d'imposer une tension de 0,6V aux jonctions  $V_{BE}$  une tension de 0,6V et donc d'éviter de sortir trop de la zone de fonctionnement linéaire. Elles permettent donc d'éviter le phénomène de distorsion de croisement.

Dimensionnement de  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$ :

$$R_{b1} = R_{b2} = \frac{V_{CC} - V_{D1}}{I_{Rb1}} = \frac{9 - 0,6}{0,003} = 2,8k\Omega$$

Les résistances  $R_{e1}$  et  $R_{e2}$  permettent d'éviter l'emballement thermique. On choisit une valeur de  $2,2\Omega$  pour permettre l'adaptation d'impédance avec la charge.

On choisit un courant de 3mA pour limiter la puissance dissipée dans les résistances  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$  et donc d'avoir un meilleur rendement.

Expression de la valeur maximale de la tension de sortie dans le cas réel :

$$V_{EMAX} = V_{CC} - V_{CE(SAT)} = 9 - 1,2 = 7,8V$$

D'après la doc technique,  $V_{CE(SAT)} = 1,2 V$

Or il y a des chutes de tension à cause de  $R_{e1}$  donc :

$$V_S = V_E - \beta i_{b1} \times R_{E1} \text{ avec } \beta i_{b1} = i_S \text{ car le transistor } Q2 \text{ n'est pas passant}$$

$$V_S = V_E - i_S \times R_{E1}$$

$$V_S = V_E - \frac{V_S}{R_S} \times R_{E1}$$

$$V_S \left( 1 + \frac{R_{E1}}{R_S} \right) = V_E$$

$$V_S = \frac{V_E}{\left( 1 + \frac{R_{E1}}{R_S} \right)}$$

On a donc pour la valeur maximale de  $V_S$ :

$$V_{Smax} = \frac{V_{Emax}}{\left[ 1 + \frac{R_{e1}}{R_{ch}} \right]}$$

$$V_{Smax} = \frac{7,8}{\left[ 1 + \frac{2,2}{100} \right]}$$

$$V_{Smax} = 7,63 V$$

Déduction de l'expression de la valeur maximale de la puissance dissipée par la charge :

$$P_{Rchmax} = \frac{\left( \frac{V_{Smax}}{\sqrt{2}} \right)^2}{R_{ch}} = \frac{\left[ \frac{V_{Emax}}{\left[ 1 + \frac{R_{e1}}{R_{ch}} \right]} \right]^2}{2 \times R_{ch}}$$

Valeur maximale de la puissance dissipée en sortie

On peut donc en déduire la valeur maximale de la puissance dissipée en sortie :

$$P_{Rchmax} = \frac{7,63^2}{2 \times 100} = 0,291W$$

Expression du rendement en fonction de l'amplitude de la tension de sortie dans le cas réel :

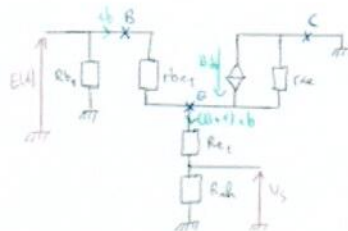
$$\eta = \frac{P_{Rch}}{P_{Alim}} = \frac{\frac{[V_{Smax}]^2}{2 \times R_{ch}}}{\frac{2 \times \alpha \times V_{CC}^2}{\pi \times R_{ch}}}$$

Valeur du rendement maximum :

$$\eta_{max} = \frac{P_{Rch}}{P_{Alim}} = \frac{\frac{[7.63]^2}{2 \times 100}}{\frac{2 \times 0.847 \times 9^2}{\pi \times 100}} = 0,66 \text{ avec } \alpha = \frac{V_{Smax}}{V_{CC}} = \frac{7.63}{9} = 0,847$$

Détermination des expressions simplifiées et l'ordre de grandeur des impédances d'entrées et de sortie :

Schéma petit signaux :



L'impédance d'entrée est de :

$$Z_e = \frac{R_{b1} \times (r_{be1} + (\beta + 1)(R_{E1} + R_{ch}))}{R_{b1} + (r_{be1} + (\beta + 1)(R_{E1} + R_{ch}))}$$

Donc la valeur de l'impédance d'entrée va être de l'ordre de  $R_{b1}$ .

L'impédance de sortie est de :

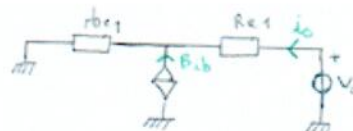
$$i_0 = -(\beta + 1)i_b \text{ et } V_0 = R_{E1}i_0 - r_{be1}i_b$$

$$V_0 = R_{E1}i_0 - r_{be1}i_b$$

$$V_0 = R_{E1}i_0 + \frac{r_{be1}}{\beta + 1}i_0$$

$$V_0 = i_0 \left( R_{E1} + \frac{r_{be1}}{\beta + 1} \right)$$

$$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = \frac{V_0}{i_0} = R_{E1} + \frac{r_{be1}}{\beta + 1}$$

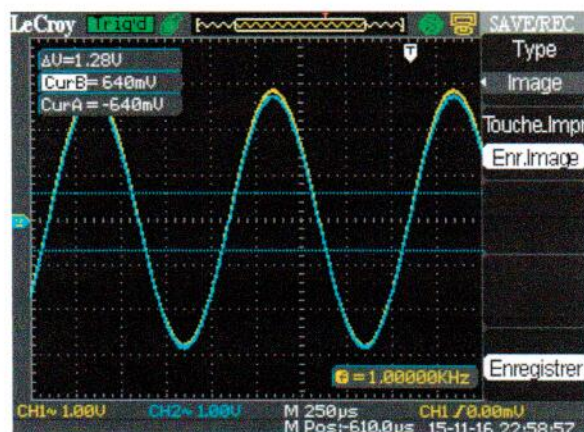


Donc la valeur de l'impédance de sortie est de l'ordre de  $R_{E1}$ .

Détermination de la puissance maximale que peut dissiper un transistor :

$$P_{\text{max dissipé par un transistor}} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj/a} - R_{thj/b}} = \frac{90 - 40}{62,5 - 3,12} = 0,762 \text{ W}$$



Manipulation :Relevé de  $E(t)$  et  $S(t)$  :Figure 6S(t) en fonction de E(t) avec  $r_{b1}$  et  $r_{b2}$ 

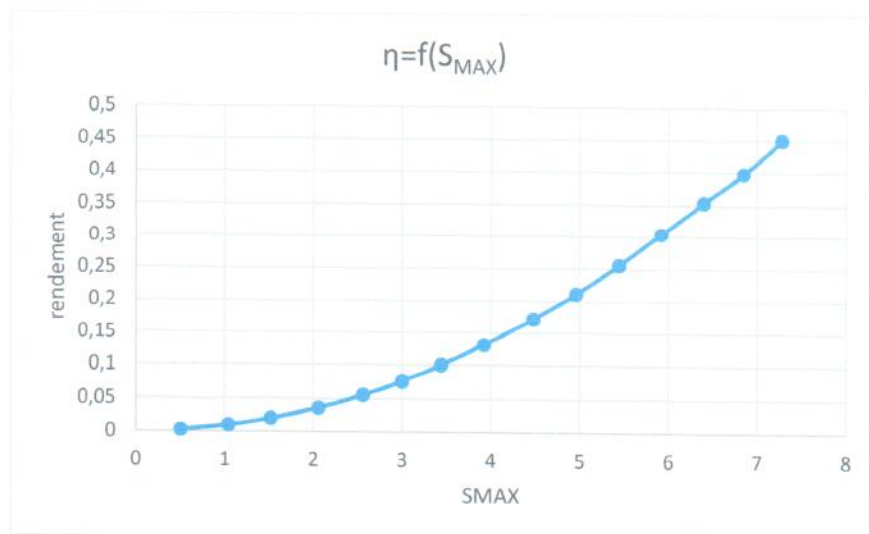
On peut voir que la chute de tension entre le signal d'entrée et la tension de sortie est plus faible qu'avec le schéma précédent. Avec une tension  $E_{MAX} = 2,88V$ , on a une tension  $S_{MAX} = 2,80V$ . On a donc une chute de tension de 0,08V. Cette chute de tension est due aux résistances d'émetteurs  $R_{e1}$  et  $R_{e2}$ .

L'ordre de grandeurs du taux de distorsion de S(t) est de 0,03% ;

Pour différentes amplitudes de E(t) :

$E_{MAX}$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
$S_{MAX}$	0,48	0,98	1,47	1,98	2,48	2,97	3,44	3,92	4,48	4,96
$I_{MOY}(mA)$	30,46	31,4	32	32,6	32,8	32,9	32,83	32,52	32,45	32,44
Palim	0,5482	0,5652	0,576	0,5868	0,590	0,592	0,5909	0,5853	0,5841	0,5839
$P_s$	0,0012	0,0054	0,011	0,0212	0,032	0,045	0,0591	0,0768	0,1003	0,1230
$\eta$	0,0022	0,0095	0,020	0,0361	0,055	0,075	0,1001	0,1312	0,1718	0,210

$E_{MAX}$	5.5	6	6.5	7	7.5
$S_{MAX}$	5,44	5,92	6,4	6,85	7,28
$I_{MOY}(mA)$	0,032	0,032	0,032	0,032	0,032
Palim	0,579	0,576	0,578	0,588	0,588
$P_s$	0,147	0,175	0,204	0,234	0,264
$\eta$	0,255	0,304	0,354	0,398	0,449

Tracer du rendement en fonction de S(t) :

La tension limite au-delà de laquelle il y a une distorsion à partir de 15 volts peak peak.

Le rendement maximum est de 45%

Le rendement est inférieur au 66% théorique que l'on a calculé précédemment. Ce rendement est inférieur parce que l'on ne tient pas compte des pertes aux niveaux des transistors.

$$P_{Q1} = P_{Q2} = \frac{\alpha \times V_{CC}}{R_{ch}} \left[ \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{\alpha \times V_{CC}}{\pi} \right] = \frac{\alpha \times V_{CC}^2}{\pi \times R_{ch}} [1 - \alpha] = 35 \text{ mW}$$

### 3. Etude de l'étage push-pull polarisé par diodes et générateurs de courant :

#### Etude théorique :

➤ Pour déterminer la valeur de R3 et R4, on fait une loi des mailles.

$$2 \times V_D = V_{CE} + R3 \times I_{C3}$$

$$\Rightarrow R3 = \frac{2 \times V_D - V_{CE}}{I_{C3}} = \frac{2 \times 0.6 - 0.6}{0.003} = 200 \, \Omega$$

Nous avons  $I_{C3} = I_{C4}$  donc  $R3 = R4 = 200 \, \Omega$

➤ La résistance R est grande afin de limiter le courant passant dans les 4 diodes. Cela permet également de ne pas diminuer le rendement du montage. On peut estimer cette perte.

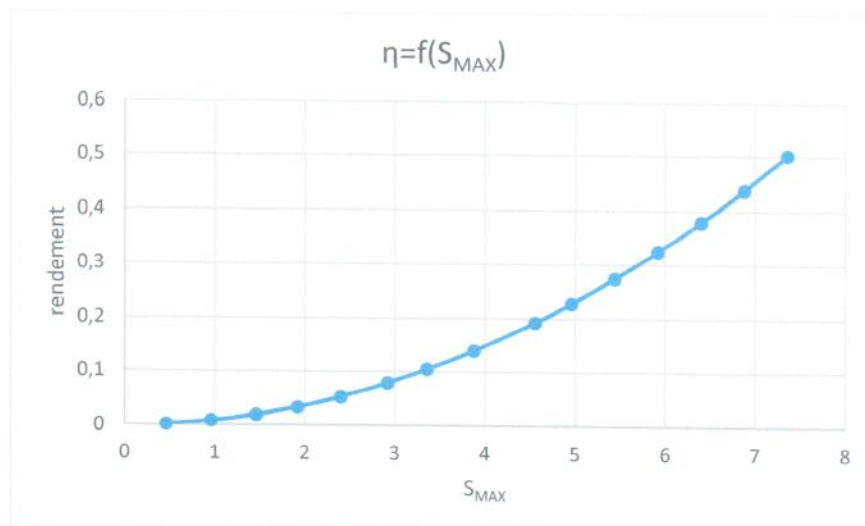
$$\text{Pertes} = \frac{V_r^2}{R} = \frac{2 \times (V_{CC} - 4 \times V_D)^2}{R} = 13.5 \text{ mW}$$

#### Manipulations :

Relevé des différentes mesures :

$E_{MAX}$	0.5	1	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
$S_{MAX}$	0,46	0,96	1,46	1,92	2,4	2,92	3,36	3,88	4,56	4,96
$I_{MOY}(mA)$	0,019	0,0197	0,0197	0,0199	0,0203	0,0205	0,0213	0,022	0,0229	0,0239
Palim	0,351	0,3546	0,3546	0,3582	0,3654	0,369	0,3834	0,396	0,412	0,430
$P_s$	0,0010	0,0046	0,0106	0,0184	0,0288	0,0426	0,0564	0,0752	0,103	0,123
$\eta$	0,00301	0,0129	0,030	0,0514	0,0788	0,1155	0,1472	0,1900	0,252	0,285

5.5	6	6.5	7	7.5
5,44	5,92	6,4	6,88	7,36
0,025	0,0261	0,0278	0,0285	0,0298
0,45	0,4698	0,5004	0,513	0,5364
0,1479	0,1752	0,2048	0,2366	0,2708
0,3288	0,3729	0,4092	0,4613	0,5049

Tracer du rendement en fonction de la tension de sortie :

Le rendement maximal est de 50%. Ce rendement est en augmentation par rapport au montage précédent (45%).

On augmente la fréquence en entrée jusqu'à observer une distorsion sur la tension de sortie. On trouve une fréquence de coupure haute de 2 MHz. Cela est dû aux capacités de jonction des transistors.

4. Etude de l'étage push-pull contre réactionné :Etude théorique :

➤ Lorsque  $-0.6V < V_e < 0.6V$ , les 2 transistors sont bloqués et il n'y a plus de contre réaction.

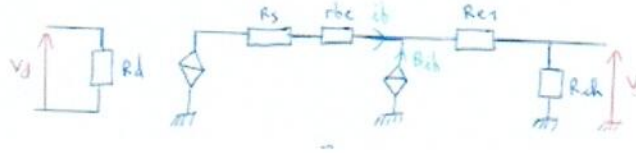
Alors si  $V_e(t) > 0 \Rightarrow V_{SAOP} = +V_{CC}$  et donc Q1 conduit et  $V_{SAOP} \approx V_S = V_E$

$V_e(t) < 0 \Rightarrow V_{SAOP} = -V_{CC}$  et donc Q2 conduit et  $V_{SAOP} \approx V_S = V_E$

Les transistors q1 et q2 ne sont donc jamais bloqué et donc il n'y a plus de distorsion de croisement.



- La contre réaction permet notamment d'améliorer la bande passante.
- Schéma petit signaux sans contre réaction

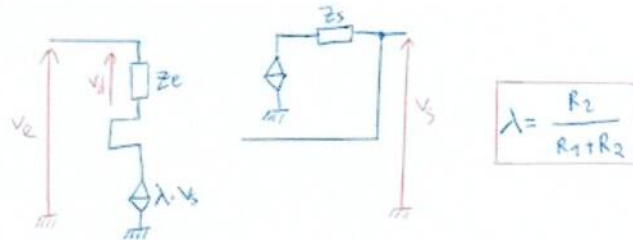


$$Z_e = R_d$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A_d \cdot (\beta + 1) \cdot R_{ch}}{(R_s + r_{be}) + (\beta + 1) \cdot (R_{e1} + R_{ch})} \approx A_d$$

$$Z_s = R_{e1} + \frac{R_s + r_{be}}{\beta + 1}$$

- Schéma petit signaux avec contre réaction

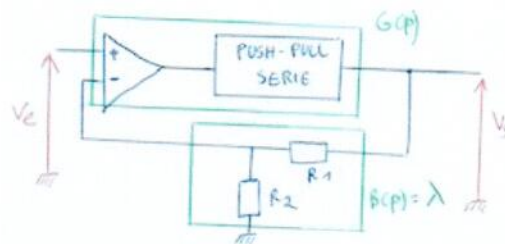


$$Z'_e = Z_e \cdot (\lambda \cdot A_v + 1)$$

$$A'_v = \frac{A_v}{1 + \lambda \cdot A_v}$$

$$Z'_s = \frac{Z_s}{1 + \lambda \cdot A_v}$$

- Schéma bloc



$$H_{BO}(p) = G(p) \cdot \lambda$$

$$H_{BF}(p) = \frac{G(p)}{1 + G(p) \cdot \lambda}$$

Pour un  $A_d = 10^5$

$$A'_v = \frac{A_v}{1 + \lambda \cdot A_v} \Rightarrow A'_v \cdot (1 + \lambda \cdot A_v) = A_v$$

$$\Leftrightarrow A'_v + A_v \cdot A'_v \cdot \lambda - A_v = 0$$

$$\Leftrightarrow \lambda = \frac{A_v - A'_v}{A_v \cdot A'_v} = 0.1$$

$$\text{Or } \lambda = \frac{R2}{R1+R2}$$

$$\Rightarrow R2 = 0.1 \cdot (R1 + R2)$$

$$\Rightarrow 0.9 \cdot R2 = 0.1 \cdot R1$$

$$\Rightarrow R1 = 9 \cdot R2$$

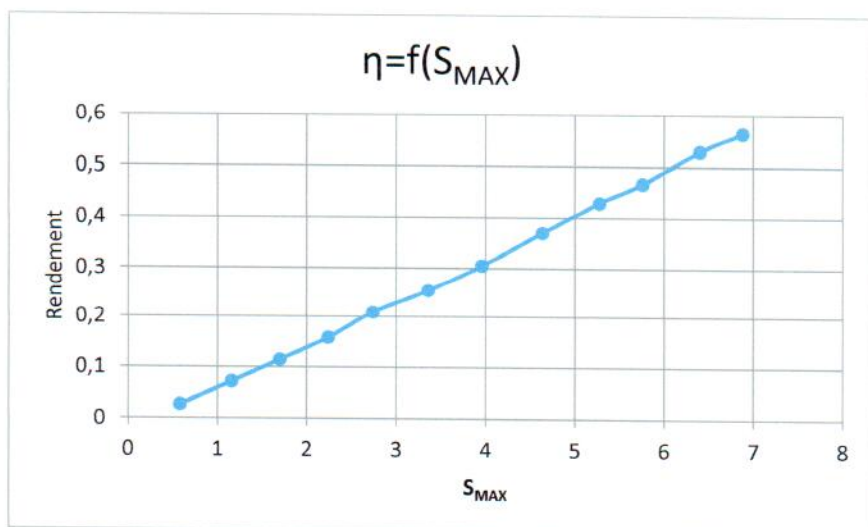
Manipulations :

Relevé des différentes mesures :

$E_{MAX}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$S_{MAX}$	0,58	1,16	1,7	2,24	2,84	3,36	3,96	4,64	5,28	5,76
$I_{MOY}(mA)$	0,00343	0,0052	0,007	0,0088	0,01	0,0124	0,0143	0,01615	0,018	0,0197
Palim	0,06174	0,0936	0,126	0,1584	0,18	0,2232	0,2574	0,2907	0,324	0,3549
Ps	0,0016	0,0067	0,014	0,0250	0,0403	0,0564	0,0784	0,1076	0,1393	0,1658
$\eta$	0,0272	0,071	0,114	0,158	0,224	0,252	0,308	0,370	0,430	0,467

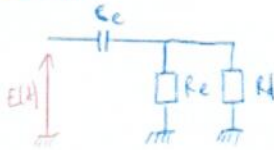
$E_{MAX}$	1.1	1.2
$S_{MAX}$	6,4	6,88
$I_{MOY}(mA)$	0,0215	0,023
Palim	0,387	0,419
Ps	0,2048	0,236
$\eta$	0,5291	0,5643

Tracer du rendement en fonction de la tension de sortie :



Le rendement maximum de ce montage avant la distorsion est de 56%.

A partir de 200 KHz, on diminue l'amplitude du signal de sortie. La fréquence de coupure haute est donc de 200 KHz ce qui est 10 fois moins qu'au montage précédent. Cela est normal vu que l'on a un gain de 10 et que le produit gain bande est constant.

Améliorations :Théorie :

On veut  $Z_e = 4700\Omega$  et fréquence de coupure basse de 30 Hz.

$$Z_e = \frac{1}{j\omega C_e} + R_e // R_d \approx \frac{1}{j\omega C_e} + R_e$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_e C_e} = 30\text{Hz} \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{R_e C_e} = 188.5 \text{ rad/s}$$

$$\Rightarrow Z_e = \frac{1}{j\omega C_e} + \frac{1}{j\omega C_e} = \frac{2}{j\omega C_e}$$

$$\Rightarrow C_e = 2/(4700 \cdot 188.5) = 2.25 \text{ uF}$$

$$\Rightarrow R_e = 2358 \Omega$$

Manipulation:

$$I_{\text{lim}} = 24\text{mA}$$

$$V_{\text{SMAX}} = 7.28\text{V}$$

$$P_{\text{lim}} = 2 \cdot V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{lim}} = 0.432 \text{ W}$$

$$P_{\text{rch}} = V_{\text{SMAX}}^2 / 2 \cdot R_{\text{ch}} = 0.264 \text{ W}$$

$$\Rightarrow \eta = 0.61$$

Et on relève une fréquence de coupure haute de 190KHz.