

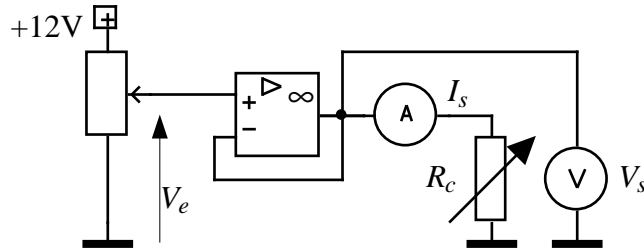
## A21 - Fonction amplification

### 1ère partie : AOP en régime de fonctionnement linéaire

On utilise un AOP à grande impédance d'entrée TL082 alimenté sous  $\pm 12V$ .

#### I- Etude de l'amplificateur opérationnel réel

##### 1) Mesure du courant de sortie lorsque l'amplificateur débite dans une charge résistive



On réalise un montage suiveur. Soit  $V_e = 10V$ , tension d'entrée continue. Mesurer la tension de sortie  $V_s$  à vide, notée  $V_{so}$ .

On veut connaître la valeur maximale  $I_{s,max}$  du courant de sortie que peut débiter l'AOP. Pour cela, on connecte une résistance de charge  $R_c$ , variable entre  $10k\Omega$  et  $1k\Omega$ . En diminuant  $R_c$ , relever la courbe  $V_s(I_s)$  et noter la valeur du courant de sortie  $I_s$  à partir de laquelle la tension  $V_s$  est inférieure de 1% par rapport à sa valeur nominale  $V_{so}$ . En déduire :

1°) les schémas des générateurs de Thévenin équivalents à l'AOP vu depuis sa sortie. On distinguera plusieurs zones de fonctionnement selon le comportement de l'amplificateur.

2°) la valeur **minimale** à donner à la résistance de contre-réaction  $R_2$  qui figure dans les montages amplificateurs inverseurs.

##### 2) Mesure de la bande passante du montage suiveur

Enlever l'ampèremètre et la résistance  $R_c$ , afin que le circuit soit de nouveau à vide. Soit  $v_e = 10V$  crête à crête, tension d'entrée sinusoïdale. Faire varier la fréquence de  $v_e$ . Mesurer la fréquence de coupure  $f_c$  à  $-3dB$  (fréquence encore appelée "fréquence de transition" et notée  $f_t$ ).

On rappelle que dans le cas d'un filtre passe-bas la bande passante est égale à fréquence de coupure  $f_c$  mesurée pour un gain  $G = G_0 - 3dB$ , avec :  $G = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$ .

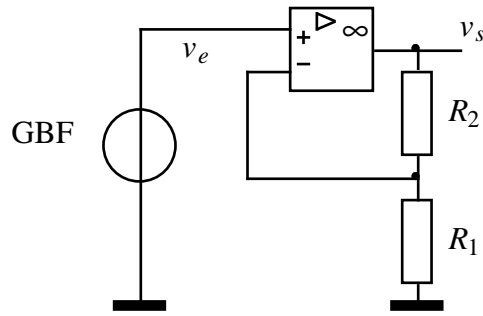
Remarquer qu'à partir d'une certaine fréquence que l'on estimera grossièrement il apparaît une distorsion du signal de sortie. Imprimer le signal obtenu.

##### 3) Vitesse de montée.

Le schéma est toujours celui de l'amplificateur suiveur à vide.  $v_e$  est maintenant une tension d'entrée en créneaux d'amplitude  $20V$  crête à crête,  $f = 100$  kHz. Mesurer le temps de montée (et imprimer le signal obtenu). En déduire le *slew-rate* (ou vitesse de montée) de l'amplificateur, en  $V/\mu s$ .

##### 4) Etude de la bande passante du montage non inverseur en fonction du gain

On réalise maintenant un montage non inverseur ayant un gain  $G_0 = 20, 40, \text{ ou } 60$  dB en basse fréquence (par exemple  $100$  Hz).



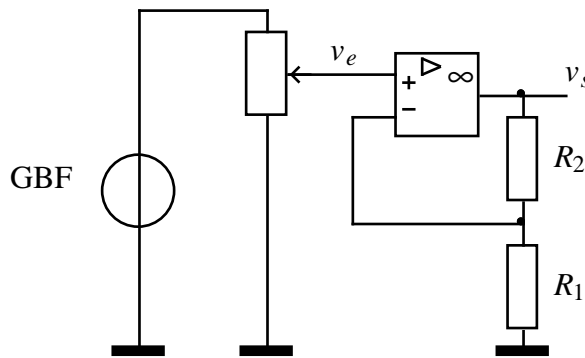
Dans chaque cas :

a) Calculer le gain linéaire  $A_0$  correspondant, sachant que :  $G_0 = 20 \log A_0$  ;

b) Soit  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ , en déduire  $R_2$  , sachant que :  $A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ ;

c) Mesurer la bande passante à  $-3\text{dB}$  (fréquence pour laquelle  $G = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$  avec  $G = G_0 - 3\text{dB}$ ).

**!** Pour les valeurs élevées du gain, il faut veiller à ne pas saturer l'amplificateur : on choisit donc une valeur de  $V_e$  assez faible. Pour cela, actionner le commutateur "sortie atténuée" ( $-20 \text{ dB}$ ) du GBF. Si cela n'est pas suffisant, compléter le montage par un pont potentiométrique :



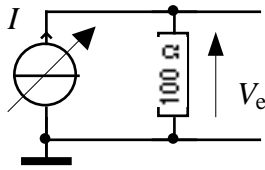
d) Calculer les produits gain x bande passante dans ces trois cas ainsi que dans le cas du montage suiveur. Conclusion ?

**!** Le produit  $A \times f_c$  est calculé à partir du gain exprimé en valeur linéaire et non en dB.

	suiveur	non inv	non inv	non inv
$G_0 \text{ (dB)}$	0	20	40	60
$A_0$				
$R_2 \text{ (}\Omega\text{)}$	–			
$G \text{ (dB)}$				
$V_e \text{ (V AC)}$				
$V_s \text{ (V AC)}$				
$f_c \text{ (Hz)}$				
$A_0 \times f_c \text{ (Hz)}$				

**II- Réalisation d'opérations mathématiques linéaires**

**1) Opération :  $y = ax + b$**



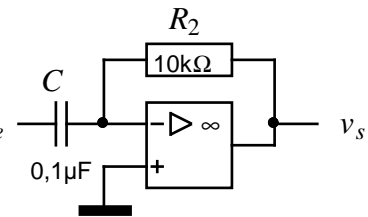
On désire convertir un courant analogique  $I$  au standard 4/20 mA en une tension  $V_s$  normalisée entre 0 et 10V. Pour cela, on transforme d'abord  $I$  en une tension  $V_e$  à l'aide d'une résistance de  $100 \Omega$ .

Etablir l'expression de la fonction  $V_s = f(V_e)$  qu'il est nécessaire d'obtenir. Proposer un schéma avec AOP réalisant celle-ci. Faire le montage et vérifier ses propriétés.

**2) Opération : dérivée**

a) En appliquant la loi des nœuds sur l'entrée  $\ominus$  de l'AOP, montrer que  $v_s$  est proportionnelle à la dérivée de  $v_e(t)$ .

b) Soit  $f_0 = 1/2\pi RC$ . Appliquer en  $v_e$  différentes tensions  $v_e$  symétriques (sinus, carré, triangle..), d'amplitude  $\pm 1,5V$ , de fréquence  $f_0$  et de période  $T_0 = 1/f_0$ . Imprimer  $v_s$  dans chaque cas.



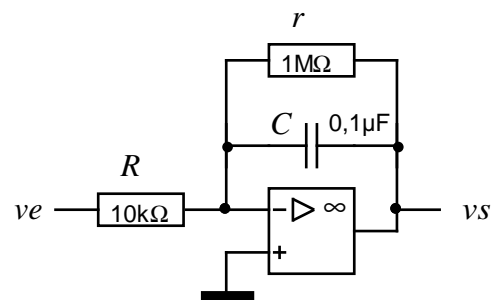
c) Dans chaque cas, justifier par un calcul simple le résultat obtenu :

- sinus :  $v_e = 1,5\sin 2\pi f_0 t$   $\Rightarrow$  amplitude de  $v_s$  ?
- carré :  $v_e = \pm 1,5 V$  avec une période  $T_0$   $\Rightarrow$  forme de  $v_s$  ?
- triangle :  $v_e = \pm at$  (valeur de  $a$  ?)  $\Rightarrow v_s = ?$

**3) Opération : intégrale**

a) Calculer la fréquence  $f_c$  pour laquelle l'impédance du condensateur ( $|Z_c| = 1/C\omega$ , exprimée en  $\Omega$ ) est égale à la résistance  $r$ .

b) On choisit  $f \geq 100 f_c$ . Dans ces conditions, on admet que  $r \gg |Z_c|$ . En déduire un schéma simplifié du montage. En appliquant la loi des nœuds sur l'entrée  $\ominus$  de l'AOP, montrer que, dans cette hypothèse,  $v_s$  est proportionnelle à l'intégrale de  $v_e(t)$ .



c) Soit  $f_0 = 1/2\pi RC$ . Appliquer en  $v_e$  différentes tensions symétriques (sinus, carré, triangle..), d'amplitude 1,5 V et de fréquence  $f_0$ . Imprimer  $v_s$  dans chaque cas.

d) Dans chaque cas, justifier par un calcul simple le résultat obtenu :

- sinus :  $v_e = 1,5\sin 2\pi f_0 t$   $\Rightarrow$  amplitude de  $v_s$  ?
- carré :  $v_e = \pm 1,5 V$  avec une période  $T_0$   $\Rightarrow$  forme de  $v_s$  ?
- triangle :  $v_e = \pm at$   $\Rightarrow$  forme de  $v_s$  ?

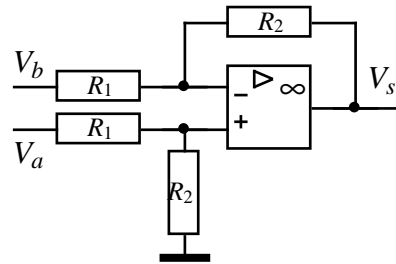
e) Supprimer du circuit la résistance  $r$ . Observer, dans ce cas, la dérive du signal de sortie (voir cours §A22).

4) NB : opération différence ( $y = au - bv$ ) : voir 2ème partie (amplificateur différentiel).

**2ème partie : Amplificateur différentiel**

Rappel:  $V_s = A_d(V_a - V_b) + A_{mc} \frac{V_a + V_b}{2}$

Ampli parfait:  $A_d = \frac{R_2}{R_1}$  ;  $A_{mc} = 0$



**I- Mesure du taux de réjection de mode commun en fonction de la précision des résistances**

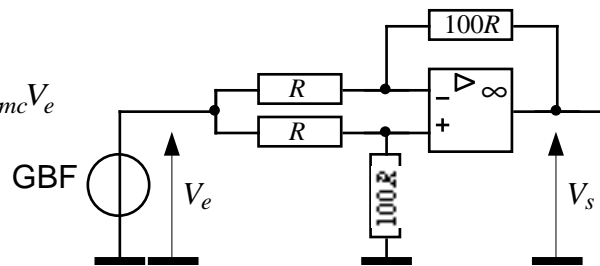
Réaliser un amplificateur différentiel de gain différentiel  $A_d = 100$  à l'aide de quatre résistances de précision  $p$  égale respectivement à 10% (résistances marquées par quatre anneaux de couleur, le quatrième, plus large, étant argenté) et 1% (cinq anneaux, le cinquième étant marron). Dans les deux cas, mesurer à l'aide du montage ci-dessous le gain de mode commun  $A_{mc}$  à  $f = 100\text{Hz}$ . En déduire les taux de réjection de mode commun  $R_{mc}$  en dB.

Rappel : le gain de mode commun théorique vaut  $A_{mc} \approx 4p$  (voir cours).

Remarque : dans la pratique, on constatera que le gain de mode commun mesuré est nettement plus faible que cette estimation théorique.

$$\left. \begin{aligned} V_s &= A_d(V_a - V_b) + A_{mc} \frac{V_a + V_b}{2} \\ V_e &= V_a = V_b \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_s = A_{mc} V_e$$

$$R_{mc} = 20 \log \frac{A_d}{A_{mc}}$$



		val théoriques	f = 100Hz
p = 10%	Ve		
	Vs		
	A <sub>mc</sub>		
	R <sub>mc</sub> (dB)		
p = 1%	Ve		
	Vs		
	A <sub>mc</sub>		
	R <sub>mc</sub> (dB)		

Conclusions : comment varie le rapport de mode commun en fonction de la précision des composants ?

**II- Mesure de température au pont de Wheatstone à l'aide d'une sonde Pt100**

Une sonde de température au platine a pour résistance :  $r_0 = 100 \Omega$  à  $\theta = 0^\circ\text{C}$   
 $r_{100} = 138,5 \Omega$  à  $\theta = 100^\circ\text{C}$

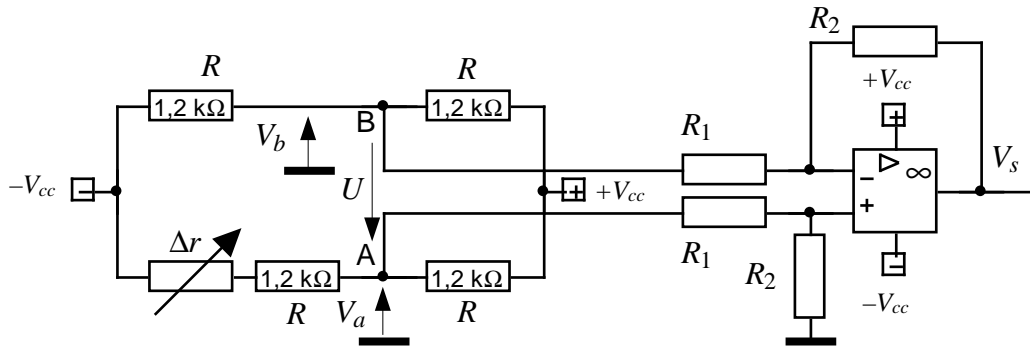
1) Soit  $\Delta r$  la variation de la résistance de la sonde pour une température comprise entre 0 et 100 °C. Exprimer la relation  $\Delta r = f(\theta)$ .

On insère la sonde dans un pont de Wheatstone dont on mesure la tension de sortie à l'aide d'un amplificateur différentiel. Dans un premier temps, on néglige les courants qui circulent dans les résistances  $R_1$ , donc on suppose que le pont fonctionne à vide.

2) Exprimer  $U$  en fonction de  $V_a$  et  $V_b$ .

$V_{cc} = +12,0\text{ V}$

NB : la partie variable de la sonde ( $\Delta r$ ) est simulée par une boîte AOIP X10.



3) Exprimer  $V_s$  en fonction de  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $R_1$  et  $R_2$ . A.N.:  $R_1 = 11\text{ k}\Omega$  ;  $R_2 = 220\text{ k}\Omega$

4) Calculer  $V_b$ .

5) Exprimer  $V_a$  en fonction de  $V_{cc}$ ,  $R$  et  $\Delta r$ .

6) En déduire l'expression de  $V_s$  en fonction de  $\Delta r$ .

Si on suppose que  $\Delta r \ll R$ , montrer que cette relation se réduit à :  $V_s = a \Delta r$ .

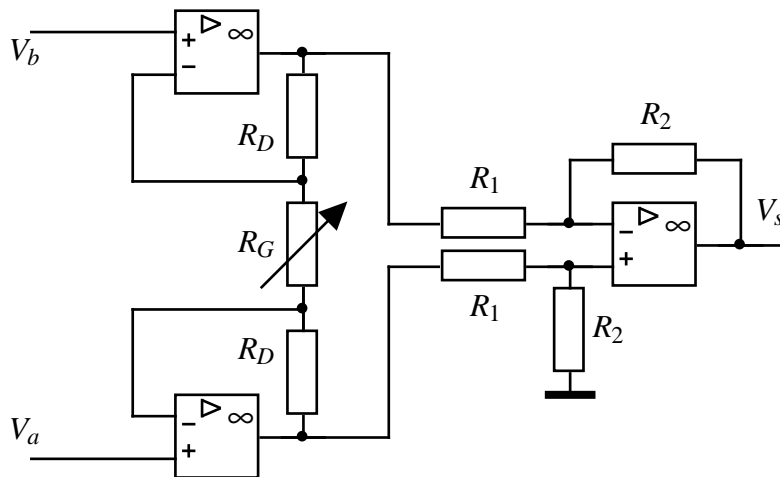
7) A.N. :  $V_{cc} = 12\text{ V}$ . Calculer  $a$  (en  $\text{V}/\Omega$ ).

8) Représenter le graphe  $G_1$  (théorique) :  $v_s = a \Delta r$  pour  $0 \leq \Delta r \leq 40\ \Omega$ .

9) Mesures : en agissant sur  $\Delta r$  ( $0 \leq \Delta r \leq 40\ \Omega$ ) relever (sur EXCEL) le graphe  $G_2$  (expérimental) :  $v_s(\Delta r)$ . Relever la pente et l'ordonnée à l'origine de la droite de régression.

### III- Influence de l'impédance d'entrée

En réalité, dans le montage qui précède, on ne peut pas considérer que le pont de Wheatstone fonctionne à vide, car les courants qui circulent dans les résistances  $R_1$  ne sont pas négligeables. Pour améliorer les performances de l'amplificateur différentiel, on remplace donc celui-ci par un "amplificateur d'instrumentation" :



Montrer que le gain différentiel de ce montage est :

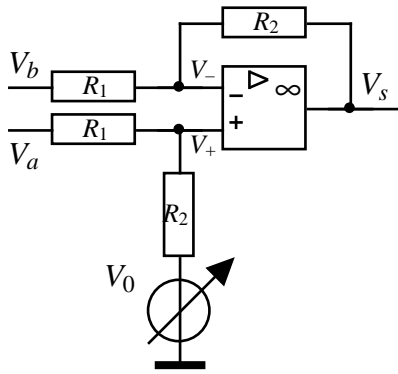
$$A_d = \left( 1 + \frac{2R_D}{R_G} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

Soit  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  ;  $R_2 = 100\text{ k}\Omega$  ;  $R_D = 10\text{ k}\Omega$ . Choisir  $R_G$  pour obtenir un gain égal à 20.

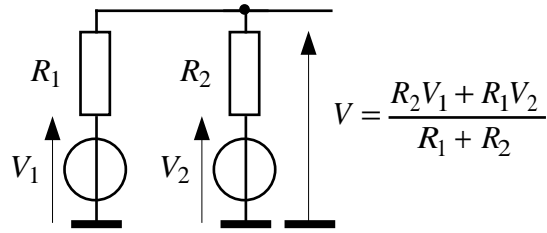
### IV- Réglage du zéro

1) Compensation de la tension de décalage (tension "d'offset") : le montage est complété comme indiqué ci-dessous à gauche. Régler  $V_0$  pour annuler la tension de sortie lorsque  $\Delta r = 0$ . Conserver ce réglage jusqu'à la fin du TP.

En agissant sur  $\Delta r$  ( $0 \leq \Delta r \leq 40\ \Omega$ ) relever (sur EXCEL) le graphe  $G_3$  (expérimental) :  $v_s(\Delta r)$ . Relever la pente et l'ordonnée à l'origine de la droite de régression.



théorème de Millman :



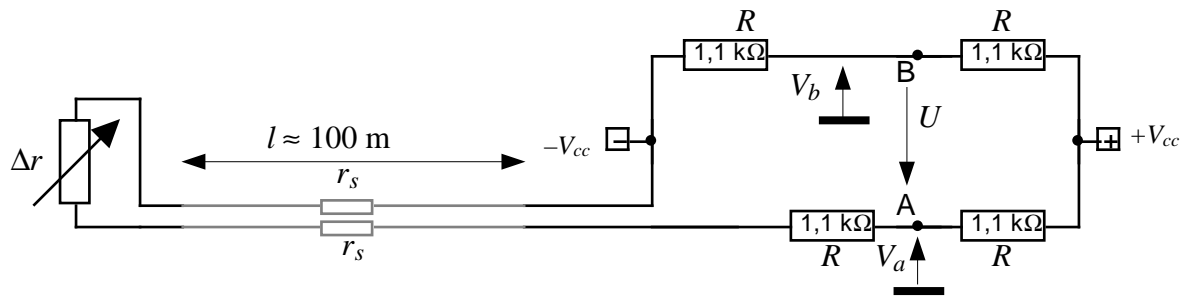
2) Étude théorique (rappel théorème de Millman : voir ci-dessus)

a) En déduire l'expression du potentiel  $V_-$  (sur l'entrée - de l'AOP) en fonction de  $V_b$  et  $V_s$ , ainsi que l'expression du potentiel  $V_+$  en fonction de  $V_a$  et  $V_0$ .

b) Sachant que l'AOP fonctionne en régime linéaire (donc que  $V_- = V_+$ ), et en supposant que celui-ci est parfait, en déduire la relation qui lie  $V_s$  à  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_0$ .

**V- Mesure en montage 2 fils**

1) La "sonde" est maintenant connectée au pont de Wheatstone à l'aide d'un câble de longueur 100 m. En agissant sur  $\Delta r$  ( $0 \leq \Delta r \leq 40 \Omega$ ) relever (sur EXCEL) le graphe  $G_4$  (expérimental) :  $v_s(\Delta r)$ . Relever la pente et l'ordonnée à l'origine de la droite de régression.



2) Étude théorique.

a) On appelle  $r_s$  la résistance d'un fil. Exprimer  $V_a$  en fonction de  $V_{cc}$ ,  $R$ ,  $r_s$  et  $\Delta r$ .

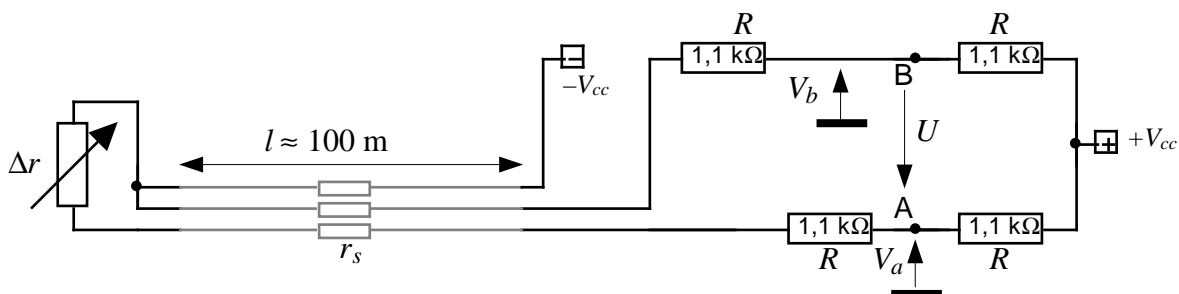
b) Etablir l'expression de  $V_s$  en fonction de  $\Delta r$ .

c) En supposant que  $2r_s + \Delta r \ll 2R$ , montrer que :  $V_s = a\Delta r + b$ .

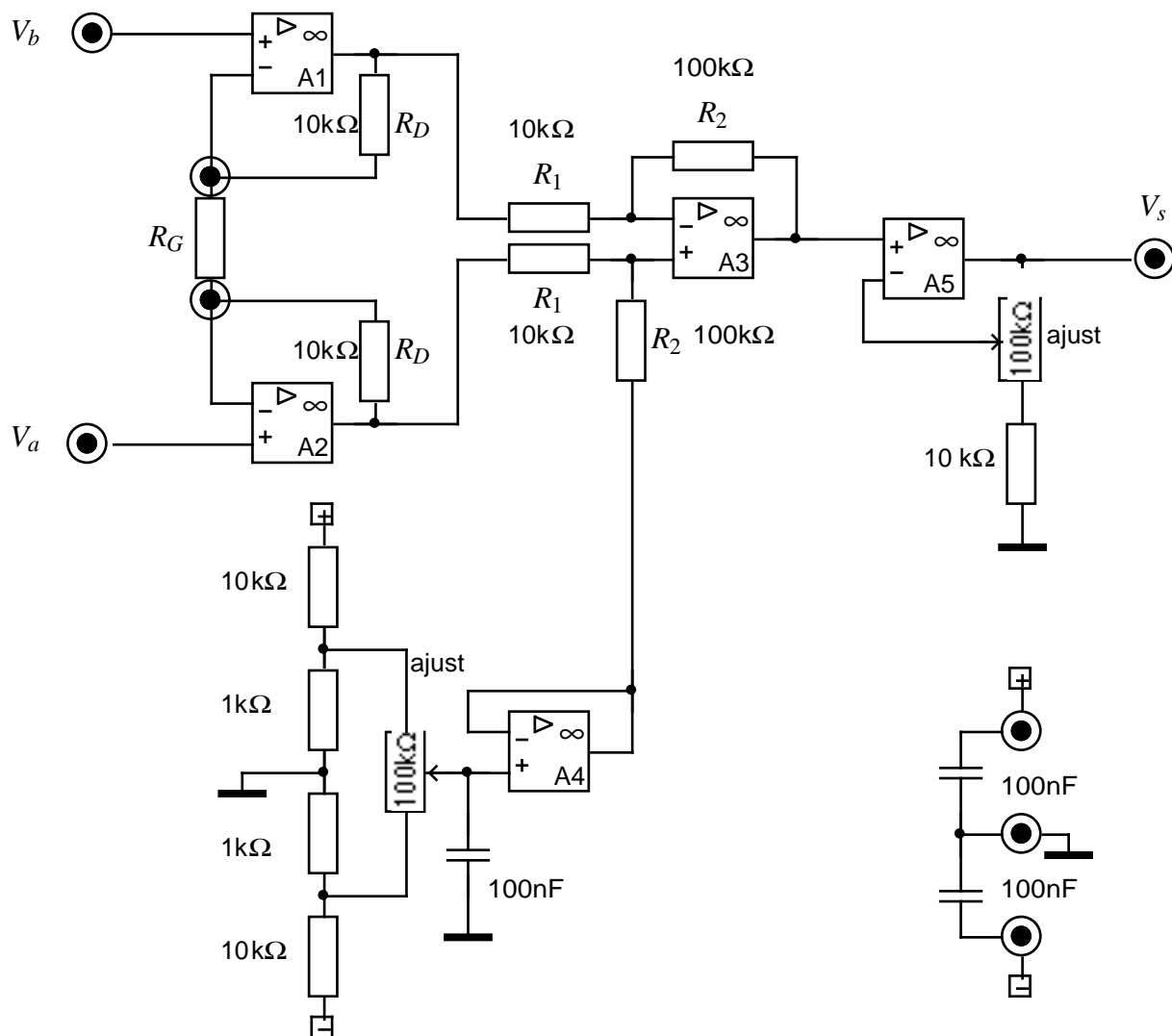
d) A.N. : Mesurer  $r_s$ . Calculer  $a$  et  $b$ . Conclusion.

**VI- Mesure en montage 3 fils .**

Modifier le montage comme suit. Mêmes questions (graphe  $G_5$ ).



SCHEMA de l'amplificateur d'instrumentation  
 le gain de l'étage A5 est maintenu à 1 dans cette manipulation ( $\approx$  montage suiveur)



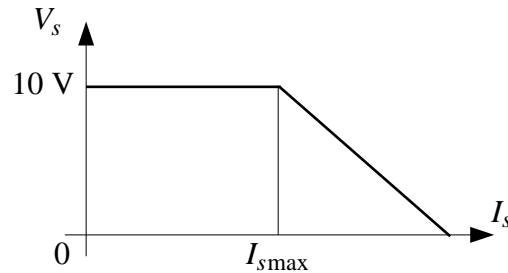
## Commentaires

### 1ère partie : AOP en régime de fonctionnement linéaire

#### I- Etude de l'amplificateur opérationnel réel

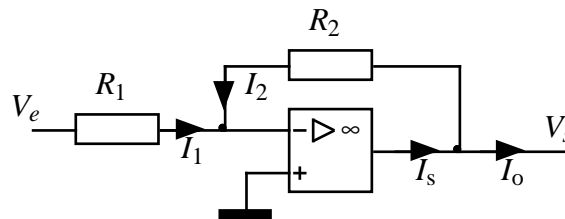
##### 1) Mesure du courant de sortie lorsque l'amplificateur débite dans une charge résistive

Observation : on mesure une tension de sortie  $V_s$  égale à 10 V tant que le courant n'excède pas une certaine valeur  $I_{s\max}$  (de l'ordre de quelques mA sur le modèle d'AOP utilisé) :



Pour  $I_s < I_{s\max}$ , l'AOP se comporte comme un générateur parfait de fem = 10 V, et le montage correspond bien au schéma suiveur. Au-delà, l'AOP présente une impédance de sortie égale par définition à  $R_s = -\frac{\Delta V_s}{\Delta I_s}$  (de l'ordre de quelques centaines d'Ohm sur le modèle d'AOP utilisé). Donc, pour un courant de sortie  $> I_{s\max}$ , l'AOP ne fonctionne plus correctement : ce n'est plus un montage suiveur !

Conclusion : il est recommandé d'éviter d'utiliser des résistances de valeur trop faible dans un schéma comportant ce type d'AOP. Par exemple, dans le schéma ci-dessous, le courant  $I_2 = \frac{V_s}{R_2}$  qui traverse la résistance  $R_2$  ne doit pas excéder  $I_{s\max}$ , sous peine de dysfonctionnement. Il faut donc que :  $R_2 \geq \frac{V_s}{I_{s\max}}$  (en outre, si l'on veut que le montage soit capable de délivrer un courant de sortie  $I_o$  non négligeable, le courant  $I_2$  doit être maintenu à une valeur encore plus faible).



Donc pour une tension de sortie pouvant aller jusqu'à une dizaine de volts et un courant de l'ordre de quelques mA,  $R_2$  doit être au moins égale à quelques k $\Omega$ .

Inversement, l'expérience montre qu'un courant trop faible (inférieur au  $\mu\text{A}$ ) rend le montage instable et sensible au bruit, ce qui implique que  $R_2$  ne doit pas avoir une valeur supérieure à quelques M $\Omega$ .

Au final, il est recommandé d'adopter dans les montages à AOP la règle pratique suivante, valable pour toute résistance incluse dans ces montages :

$$1 \text{ k}\Omega \leq R \leq 1 \text{ M}\Omega$$

#### 2 & 4) Bande passante

Observation : on constate que l'ordre de grandeur du produit gain x bande passante est constant.

Conclusion : plus on cherche à augmenter le gain d'un montage amplificateur, moins on dispose

de bande passante ! Cette conclusion est générale et s'applique non seulement aux montages à AOP mais aussi à tout amplificateur.

Relevés de mesures (*donnés à titre indicatif*) :

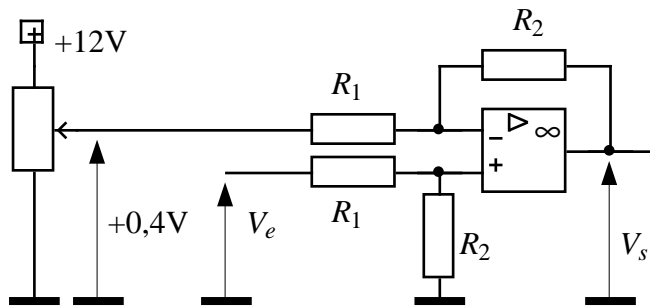
	suiveur	non inv	non inv	non inv
<i>Go (dB)</i>	0	20	40	60
<i>Ao</i>	1	10	100	1000
<i>R2 (Ω)</i>	-	9e+3	1e+5	1e+6
<i>G (dB)</i>	-3	17	37	57
<i>Ve (V crête à crête)</i>	10	1	0,1	0,01
<i>Vs</i>	7,1	7,1	7,1	7,1
<i>fc (Hz)</i>	1,0e+6	1,5e+5	1,4e+4	1,6e+3
<i>Ao x fc (Hz)</i>	1,0e+6	1,5e+6	1,4e+6	1,6e+6

## II- Réalisation d'opérations mathématiques linéaires

### 1) Opération : $y = ax + b$

On trouve :  $V_s = f(V_e) = 6,25.V_e - 2,5$

Sachant que :  $V_s = 6,25(V_e - 0,4)$ , on peut réaliser cette fonction à l'aide d'un soustracteur et d'un montage potentiométrique par exemple (NB : utiliser un potentiomètre 10 tours pour plus de précision) :



$$v_s = \frac{R_2}{R_1}(e_2 - e_1) \text{ (voir cours)}$$

$$\text{avec } \frac{R_2}{R_1} = 6,25$$

### 2) Opération : dérivée

Rappel (cf chap A22) :  $v_s = -\tau \frac{dv_e(t)}{dt}$

avec  $\tau = RC = 1 \text{ ms}$  ;  $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} \approx 160 \text{ Hz}$  ;  $T_0 = 2\pi\tau \approx 6,28 \text{ ms}$

sinus :  $v_e = 1,5 \sin 2\pi f_0 t$   $\Rightarrow v_s = -\tau \cdot 1,5 \cdot 2\pi f_0 \cdot \cos 2\pi f_0 t = 1,5 \cdot \sin\left(2\pi f_0 t - \frac{\pi}{2}\right)$

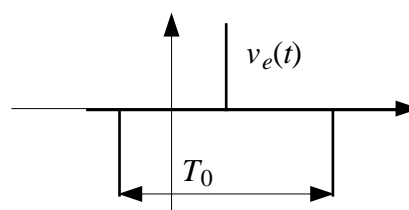
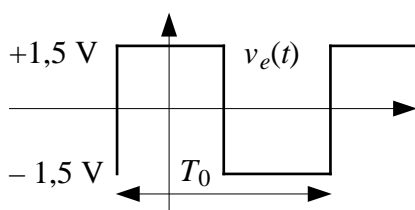
(même amplitude, mais déphasage arrière de  $\pi/2$ )

carré :  $v_e = \pm 1,5 \text{ V}$

$\Rightarrow v_s = 0$  presque partout, sauf aux instants où  $v_e$  change d'état :

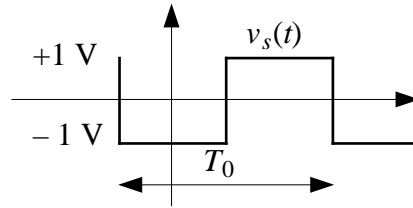
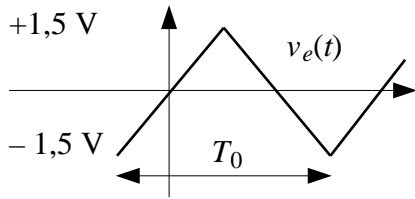
- front montant de  $v_e \Rightarrow$  impulsion  $< 0$  de  $v_s$

- front descendant de  $v_e \Rightarrow$  impulsion  $> 0$  de  $v_s$



triangle :  $v_e = at$

$$\Rightarrow v_s = -\tau a = -\frac{3}{\pi} \approx -1 \text{ V}$$



avec une pente  $a = \frac{\Delta v_e}{\Delta t} = \frac{3}{\frac{T_0}{2}} = \frac{6}{T_0} = \frac{3}{\pi\tau} \approx 955 \text{ V/s}$

**3) Opération : intégrale**

a)  $\frac{1}{C2\pi f_c} = r \Rightarrow f_c = \frac{1}{C2\pi r} \approx 1,6 \text{ Hz} \Rightarrow f \geq 160 \text{ Hz}$ . Dans ces conditions, on peut négliger la présence de la résistance  $r$  (le schéma se ramène au schéma de principe de l'intégrateur). Voir cours.

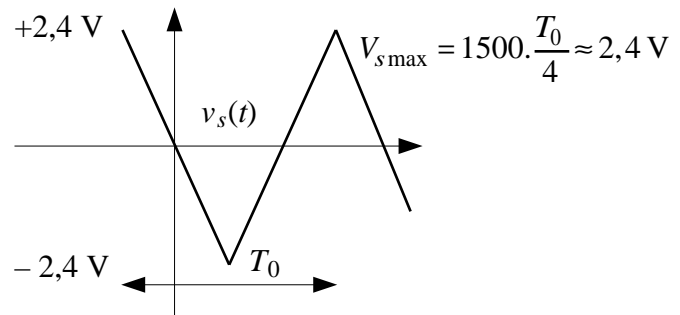
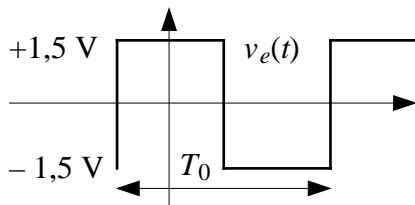
b) Rappel (cf chap A22) :  $v_s = -\frac{1}{\tau} \int_0^t v_e(t) dt$

sinus :  $v_e = 1,5 \sin 2\pi f_0 t$

$$\Rightarrow v_s = \frac{1}{\tau} \cdot 1,5 \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \cos 2\pi f_0 t = 1,5 \cdot \sin \left( 2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2} \right)$$

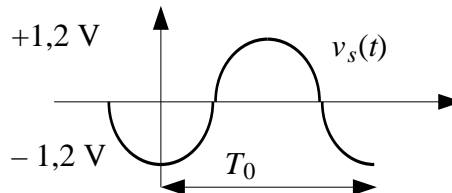
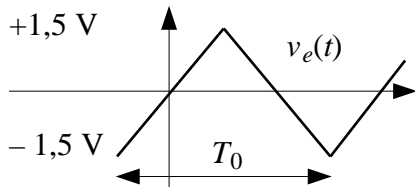
carré :  $v_e = 1,5 \text{ V}$

$$\Rightarrow v_s = -\frac{1}{\tau} \cdot 1,5 \cdot t = -1500t$$



triangle :  $v_e = at$

$$\Rightarrow v_s = -\frac{1}{2\tau} at^2 + c^{te}$$



avec  $a = \frac{\Delta v_e}{\Delta t} = \frac{3}{\frac{T_0}{2}} = \frac{6}{T_0} = \frac{3}{\pi\tau} \approx 955 \text{ V/s}$

$$V_{s\max} = \frac{1}{2\tau} \frac{6}{T_0} \left( \frac{T_0}{4} \right)^2 = \frac{3}{16} \frac{T_0}{\tau} = \frac{3}{16} 2\pi \approx 1,2 \text{ V}$$

**!** Cette courbe ressemble à une sinusoïde mais ce n'est PAS une sinusoïde : elle est constituée d'arcs de paraboles !

## 2ème partie : Amplificateur différentiel

### II- Mesure de température au pont de Wheatstone à l'aide d'une sonde Pt100

1)  $\Delta r = 0,385.\theta$

2) loi des mailles ou définition d'une ddp  $\Rightarrow U = V_a - V_b$

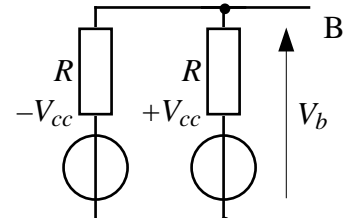
3) montage soustracteur ou amplificateur différentiel (voir cours) :  $V_s = \frac{R_2}{R_1}(V_a - V_b) = \frac{R_2}{R_1}U = 20U$

4) Le schéma vu du point B est indiqué ci-contre.

Si on néglige le courant circulant dans les résistances  $R_1$  ( $R_1 \gg R$ ),

en appliquant le théorème de Millman, il vient :

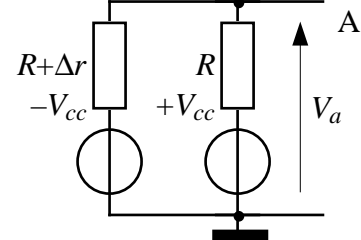
$$V_b = \frac{R.(+V_{cc}) + R.(-V_{cc})}{R + R} = 0$$



5) Le schéma vu du point A est indiqué ci-contre.

En appliquant le théorème de Millman, il vient :

$$V_a = \frac{R.(-V_{cc}) + (R + \Delta r).(+V_{cc})}{R + R + \Delta r} = V_{cc} \frac{\Delta r}{2R + \Delta r}$$

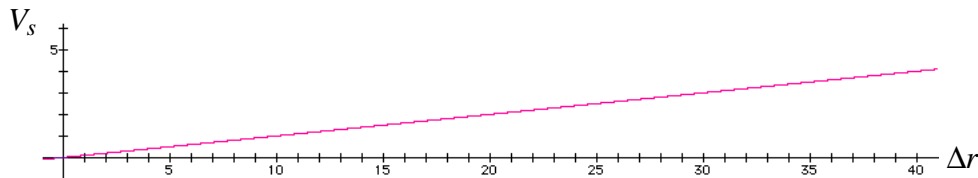


6)  $V_s = \frac{R_2}{R_1}U = \frac{R_2}{R_1}(V_a - V_b) = \frac{R_2}{R_1}V_a = \frac{R_2}{R_1}V_{cc} \frac{\Delta r}{2R + \Delta r}$

Si  $\Delta r \ll 2R \Rightarrow V_s \approx \underbrace{\frac{R_2}{R_1}V_{cc}}_a \frac{1}{2R} \Delta r$

7)  $a = \frac{220}{11} \cdot 12 \frac{1}{2.1200} = 0,1 \text{ V}/\Omega$

8)



### III- Influence de l'impédance d'entrée

Voir cours (chap A21).

$$A_d = \left(1 + \frac{2R_D}{R_G}\right) \frac{R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{2.10}{R_G}\right) \frac{100}{10} = 20 \text{ si } R_G = 20 \text{ k}\Omega.$$

### IV- Réglage du zéro

$$\left. \begin{array}{l} V_- = \frac{R_1 V_s + R_2 V_b}{R_1 + R_2} \\ V_+ = \frac{R_1 V_0 + R_2 V_a}{R_1 + R_2} \\ V_- = V_+ \end{array} \right\} \Rightarrow V_s = \frac{R_2}{R_1}(V_a - V_b) + V_0$$

**V- Mesure en montage 2 fils**

Comme précédemment  $V_b = 0$ .

a) Pour calculer  $V_a$ , il suffit d'ajouter une résistance égale à  $2r_s$  dans la branche du circuit contenant la sonde :

$$V_a = V_{cc} \frac{\Delta r + 2r_s}{2R + \Delta r + 2r_s}$$

b)  $V_s = V_{cc} A_d \frac{\Delta r + 2r_s}{2R + \Delta r + 2r_s}$

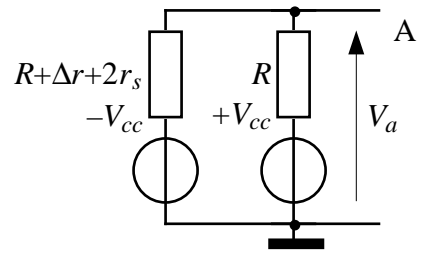
c) Si  $2r_s + \Delta r \ll 2R \Rightarrow V_s \approx \underbrace{\frac{V_{cc} A_d}{2R}}_a \Delta r + \underbrace{V_{cc} A_d \frac{r_s}{R}}_b$

Remarque :  $2r_s$  n'est pas négligeable devant  $\Delta r$ .

d)  $a = 0,1 \text{ V}/\Omega$

On constate un décalage important. Avec  $r_s \approx 5 \Omega$ , on trouve :

$$b = 12,20 \frac{5}{1200} \approx 1 \text{ V}$$



**VI- Mesure en montage 3 fils**

Calculs similaires :

a)  $V_b = V_{cc} \frac{r_s}{2R + r_s}$

$$V_a = V_{cc} \frac{\Delta r + r_s}{2R + \Delta r + r_s}$$

b)  $V_s = A_d (V_a - V_b) = V_{cc} A_d \left( \frac{\Delta r + r_s}{2R + \Delta r + r_s} - \frac{r_s}{2R + r_s} \right)$

c)  $V_s = V_{cc} A_d \frac{2R \Delta r}{(2R + \Delta r + r_s)(2R + r_s)} \approx \frac{V_{cc} A_d}{2R} \Delta r$

d)  $a = 0,1 \text{ V}/\Omega$

$b = 0$  : il n'y a plus de décalage de mesure.

