

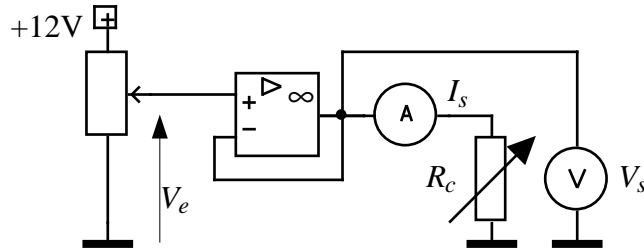
A21 - Fonction amplification

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 : $G = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$.

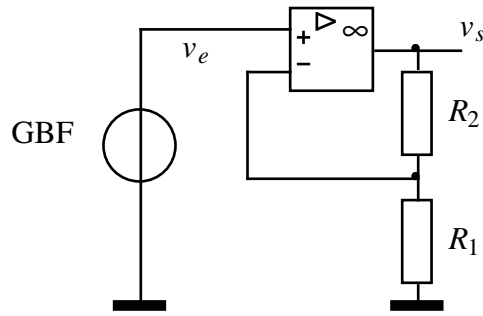
Remarquer qu'à partir d'une certaine fréquence que l'on estimera grossièrement il apparaît une distorsion du signal de sortie. Imprimer le signal obtenu.

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).



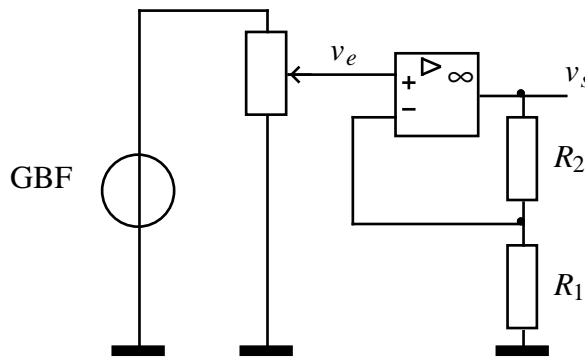
Dans chaque cas :

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 -3dB (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 dB) du GBF. Si cela n'est pas suffisant, compléter le montage par un pont potentiométrique :



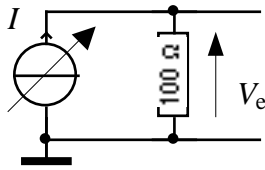
d) Calculer les produits gain x bande passante dans ces trois cas ainsi que dans le cas du montage suiveur. Conclusion ?

! 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 : $y = ax + b$



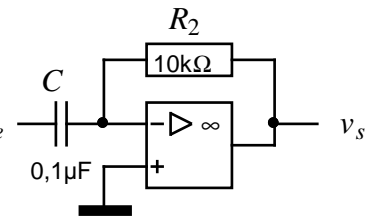
On désire convertir un courant analogique I au standard 4/20 mA en une tension V_s normalisée entre 0 et 10V. Pour cela, on transforme d'abord I en une tension V_e à l'aide d'une résistance de 100 Ω .

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.



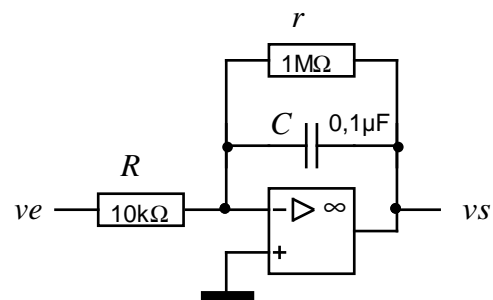
c) Dans chaque cas, justifier par un calcul simple le résultat obtenu :

- 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 Ω) 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 ?

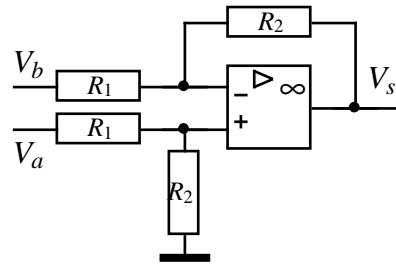
e) Supprimer du circuit la résistance r . Observer, dans ce cas, la dérive du signal de sortie (voir cours §A22).

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

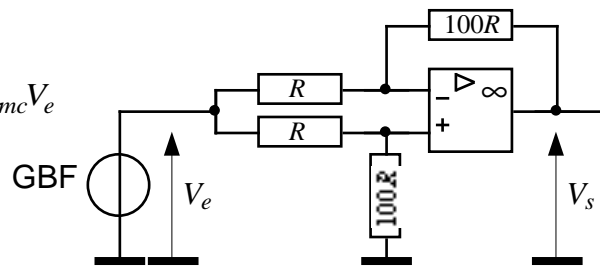
Réaliser un amplificateur différentiel de gain différentiel $A_d = 100$ à l'aide de quatre résistances de précision p égale respectivement à 10% (résistances marquées par quatre anneaux de couleur, le quatrième, plus large, étant argenté) et 1% (cinq anneaux, le cinquième étant marron). Dans les deux 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 _{mc}		
	R _{mc} (dB)		
p = 1%	Ve		
	Vs		
	A _{mc}		
	R _{mc} (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 $\theta = 100^\circ\text{C}$

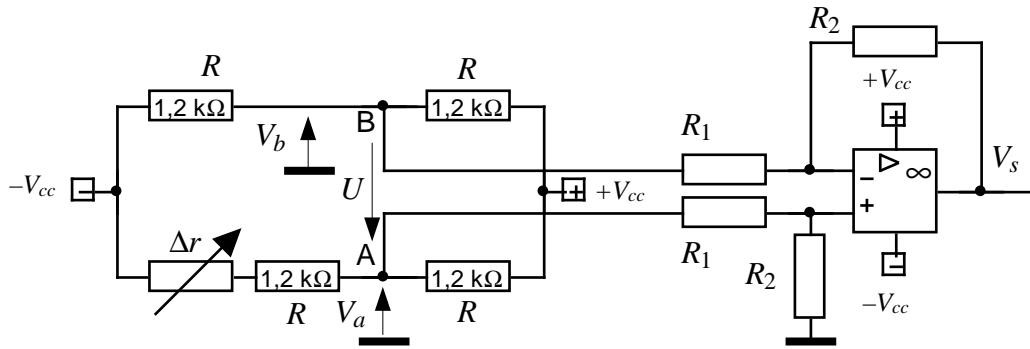
1) Soit Δr la variation de la résistance de la sonde pour une température comprise entre 0 et 100 °C. Exprimer la relation $\Delta r = f(\theta)$.

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 (Δr) 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 Δr .

6) En déduire l'expression de V_s en fonction de Δr .

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

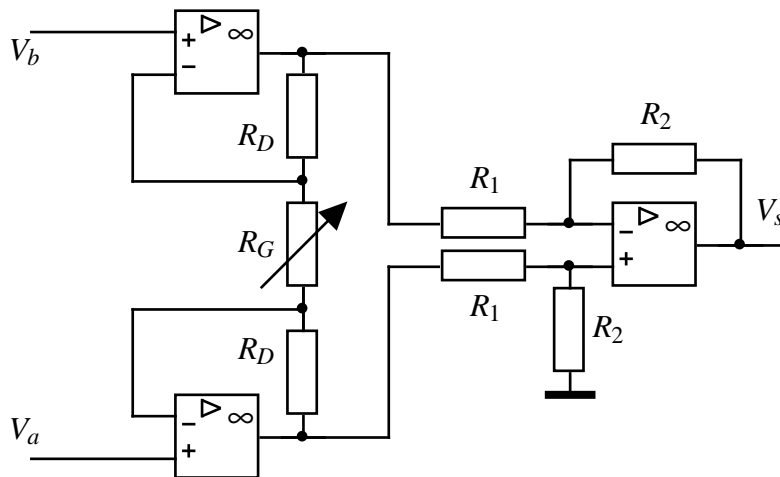
7) A.N. : $V_{cc} = 12\text{ V}$. Calculer a (en V/Ω).

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 Δr ($0 \leq \Delta r \leq 40\ \Omega$) 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 :

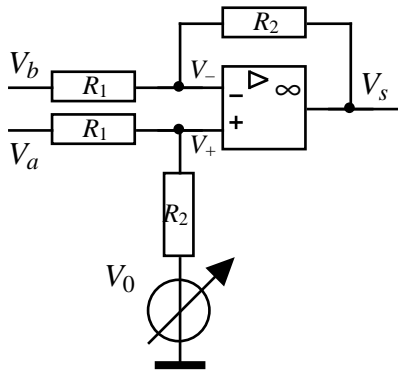
$$A_d = \left(1 + \frac{2R_D}{R_G} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

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.

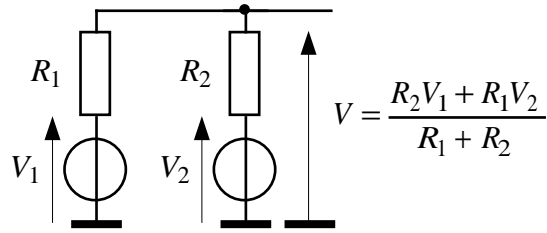
IV- Réglage du zéro

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 Δr ($0 \leq \Delta r \leq 40\ \Omega$) 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 :



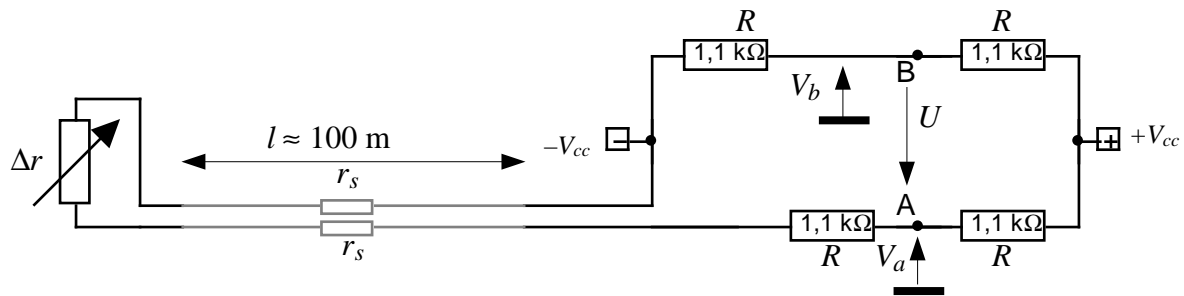
2) Étude théorique (rappel théorème de Millman : voir ci-dessus)

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 Δr ($0 \leq \Delta r \leq 40 \Omega$) 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 Δr .

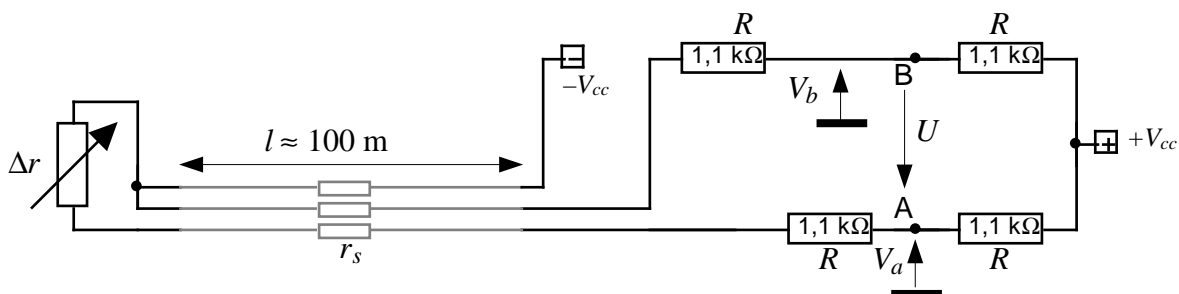
b) Etablir l'expression de V_s en fonction de Δr .

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

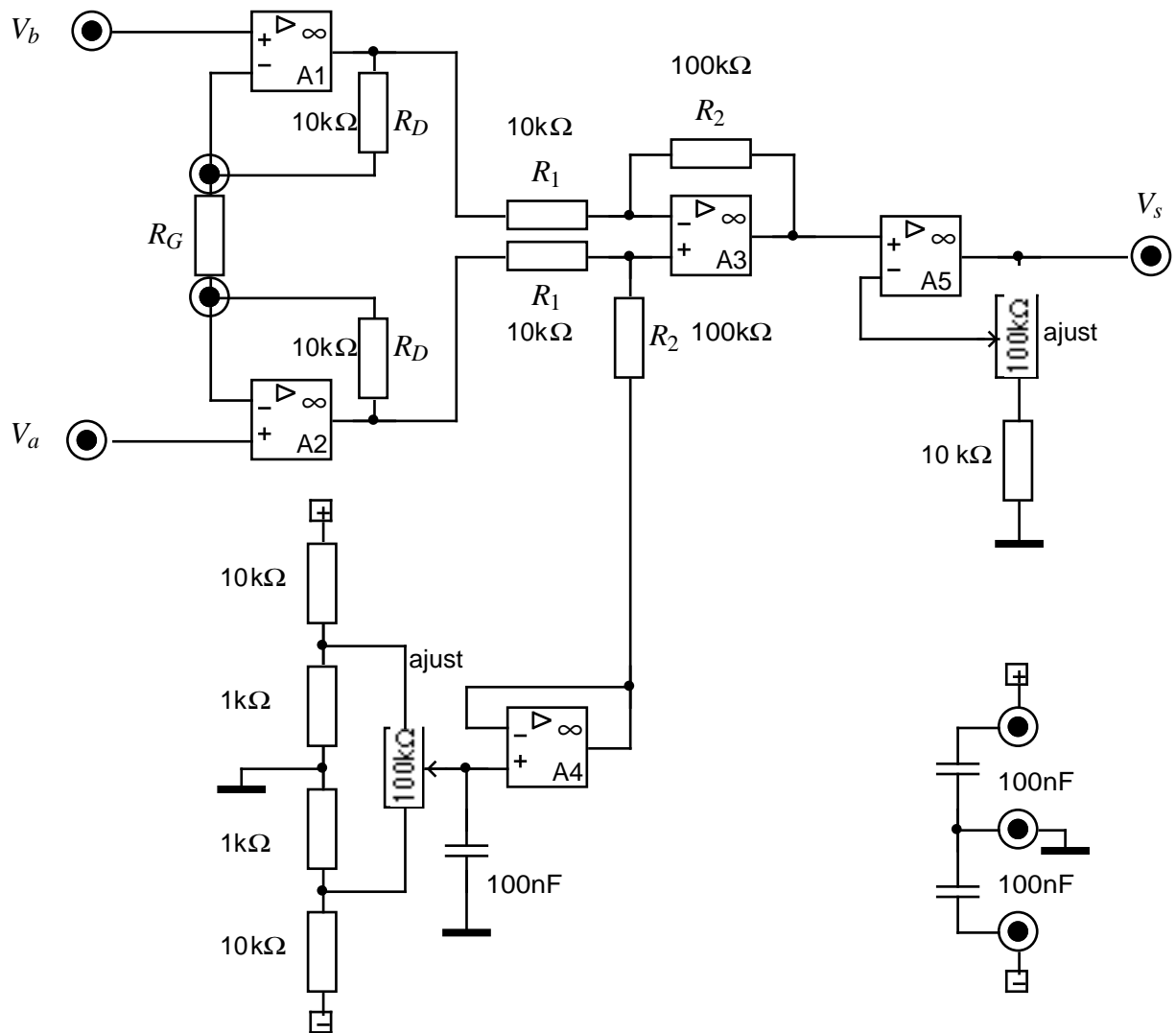
d) A.N. : Mesurer r_s . Calculer a et b . Conclusion.

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)



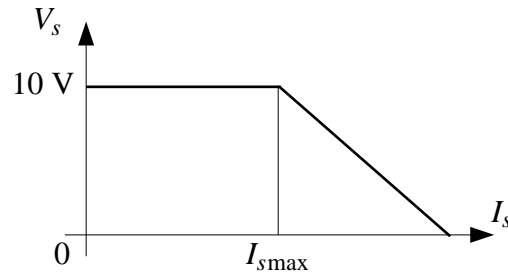
Commentaires

1ère partie : AOP en régime de fonctionnement linéaire

I- Etude de l'amplificateur opérationnel réel

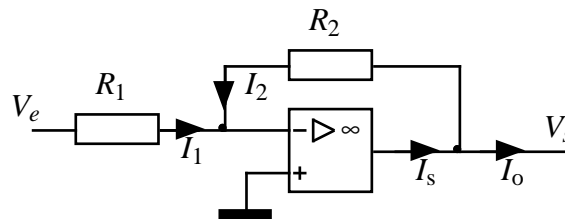
1) Mesure du courant de sortie lorsque l'amplificateur débite dans une charge résistive

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 Ω .

Inversement, l'expérience montre qu'un courant trop faible (inférieur au μ 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 Ω .

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*) :

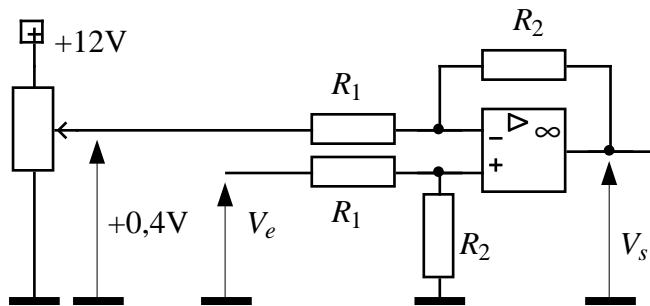
	suiveur	non inv	non inv	non inv
<i>Go (dB)</i>	0	20	40	60
<i>Ao</i>	1	10	100	1000
<i>R2 (Ω)</i>	-	9e+3	1e+5	1e+6
<i>G (dB)</i>	-3	17	37	57
<i>Ve (V crête à crête)</i>	10	1	0,1	0,01
<i>Vs</i>	7,1	7,1	7,1	7,1
<i>fc (Hz)</i>	1,0e+6	1,5e+5	1,4e+4	1,6e+3
<i>Ao x fc (Hz)</i>	1,0e+6	1,5e+6	1,4e+6	1,6e+6

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

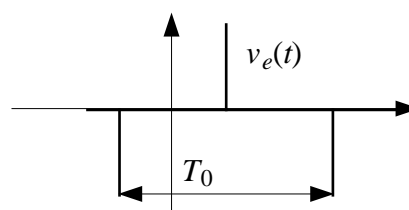
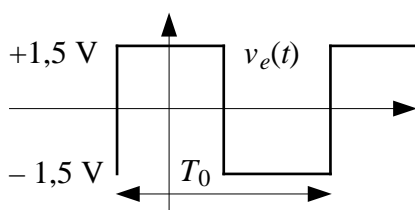
(même amplitude, mais déphasage arrière de $\pi/2$)

carré : $v_e = \pm 1,5 \text{ V}$

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

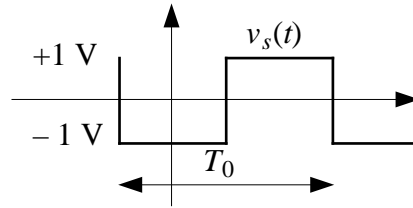
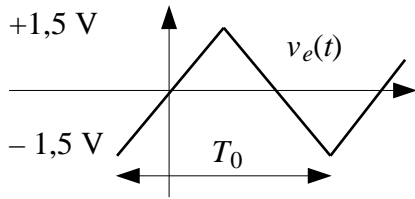
- front montant de $v_e \Rightarrow$ impulsion < 0 de v_s

- 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.

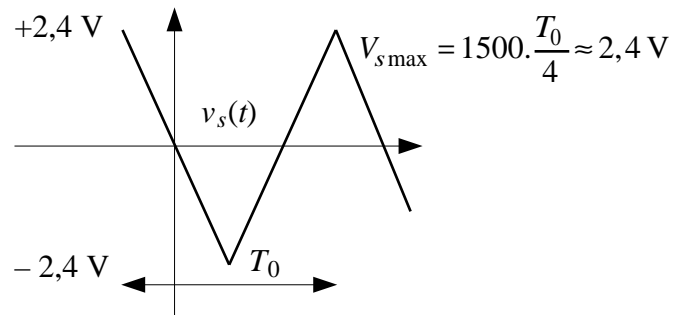
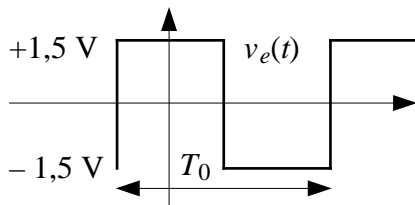
b) Rappel (cf chap A22) : $v_s = -\frac{1}{\tau} \int_0^t v_e(t) dt$

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

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

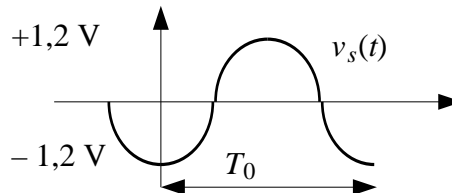
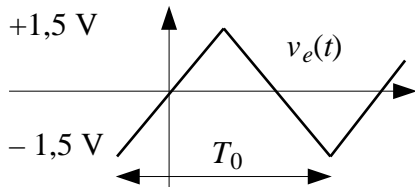
carré : $v_e = 1,5 \text{ V}$

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



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 :

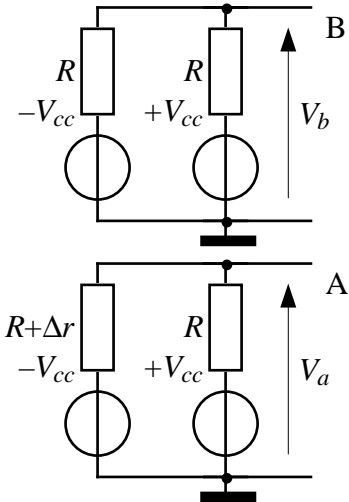
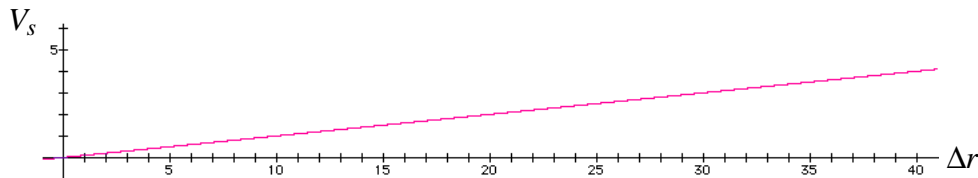
$$V_a = \frac{R.(-V_{cc}) + (R + \Delta r).(+V_{cc})}{R + R + \Delta r} = V_{cc} \frac{\Delta r}{2R + \Delta r}$$

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) $a = \frac{220}{11} \cdot 12 \frac{1}{2 \cdot 1200} = 0,1 \text{ V}/\Omega$

8)



III- Influence de l'impédance d'entrée

Voir cours (chap A21).

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

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 :

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

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

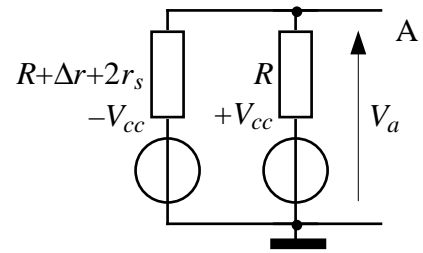
$$c) \quad \text{Si } 2r_s + \Delta r \ll 2R \Rightarrow V_s \approx \underbrace{\frac{V_{cc} A_d}{2R}}_a \Delta r + \underbrace{V_{cc} A_d \frac{r_s}{R}}_b$$

Remarque : $2r_s$ n'est pas négligeable devant Δr .

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

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 :

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

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

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

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

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

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

