

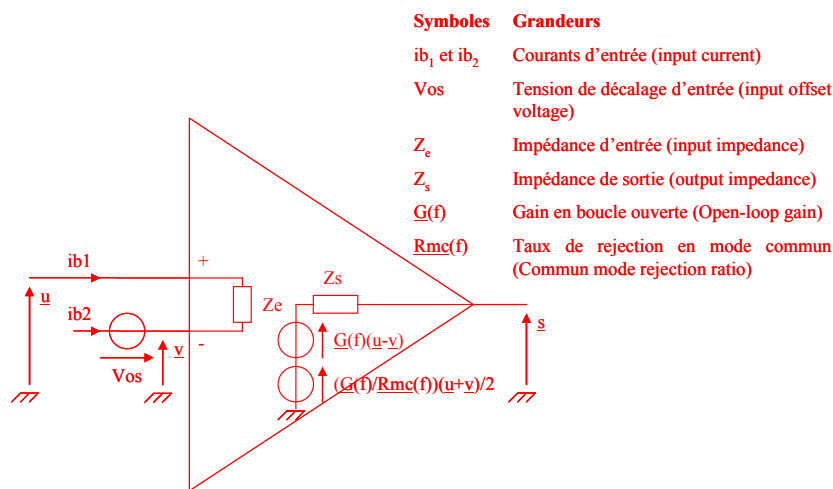
Nom : **GALLOT-LAVAVLLEE** Prénom : **Olivier**

Devoir Surveillé (durée impartie = 2h)

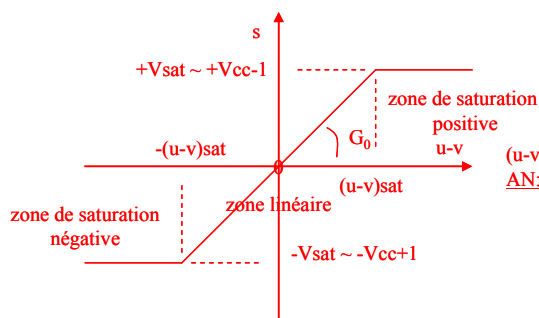
- La calculatrice est autorisée
- Une Feuille A4 recto verso manuscrite est autorisée et à rendre en fin de DS
- L'énoncé est à lire entièrement mais la plupart des questions sont indépendantes

1 Amplificateur réel (6,5 points) cours

1.1 Définir l'aop réel à l'aide d'un model équivalent en y faisant figurer les variables : $u(+)$; $v(-)$; s ; Z_e ; Z_s ; ib_1 ; ib_2 ; V_{os} ; $G(f)$ et $R_{mc}(f)$ et ce qu'elles représentent.



1.2 Définir l'aop réel à l'aide de la caractéristique statique $s=f(u-v)$ en y faisant figurer les zones de fonctionnement linéaire et non linéaire ainsi que les variables : u ; v ; s ; V_{sat} ; $(u-v)_{sat}$; G_0 (gain statique de l'aop) et les équations correspondantes.



G_0 : Gain en boucle ouverte de l'ordre 10^5 (ou open-loop gain)
 V_{sat} : Tension de saturation déterminée par V_{cc}
 AN: $(u-v)_{sat} = (V_{cc}-1)/G_0$
 AN: $(u-v)_{sat} = (15-1)/10^5 = 140\mu V$
 L'ampli-op en régime saturé est caractérisé par l'équation 2.

L'ampli-op en régime linéaire est caractérisé par l'équation 1.

| |
|--|
| $s = +V_{sat} \cong +V_{cc} - 1 \forall u - v > V_{sat} / G_0$ et $s = -V_{sat} \cong -V_{cc} + 1 \forall u - v < -V_{sat} / G_0$ |
|--|

Eq. 2

| | |
|--|--------------|
| $s = G_0(u - v) \forall u - v < V_{sat} / G_0$ | Eq. 1 |
|--|--------------|

1.3 A quoi est due la tension de décalage V_{os} ?

Cette imperfection de l'ampli-op est due à une dissymétrie inévitable de construction. Dans le cas d'ampli-op basés sur des transistors bipolaires, la tension de décalage d'entrée a pour origine la différence entre les tensions V_{be} (environ 0,6V) des deux transistors de l'étage différentiel d'entrée.

- 1.4 Quelles peuvent être les conséquences de cette tension sur la sortie s d'un montage ? (donner l'équation de $\Delta s = f(A_0, V_{os})$ avec A_0 : gain statique du montage).

On montre que la tension de décalage en sortie notée Δs (due à la tension de décalage d'entrée V_{os}) est égale au produit de la tension V_{os} par le gain du montage (**Equation 9**).

$$\Delta s = V_{os} \cdot A_0$$

Eq. 9

- 1.5 Pourquoi les courants i_{b1} et i_{b2} sont non nuls ?

En pratique, les transistors qui composent l'étage d'entrée de l'ampli-op (étage différentiel) sont parcourus par des courants faibles, mais non nuls: il s'agit du courant de base (techno Bipo) ou courant de grille (techno FET).

- 1.6 Quelles peuvent être les conséquences de ces courants sur la sortie s d'un montage ? (donner l'équation qualitative de $\Delta s = f(I_{n\ os}, I_{n\ bias})$ avec $I_{n\ os} = i_{b1} - i_{b2}$: courant de décalage d'entrée et $I_{n\ bias} = (i_{b1} + i_{b2})/2$: courant de polarisation d'entrée).

On montre que ces courants d'entrée notés i_{b1} et i_{b2} , peuvent créer une tension de décalage Δs sur la sortie (**équation 10**).

$$\Delta s = \infty i_{b1} - i_{b2} + \infty (i_{b1} + i_{b2})/2 = \infty I_{n\ os} + \infty I_{n\ bias}$$

Eq. 10

$I_{n\ os}$: courant de décalage d'entrée (Input offset current)

$I_{n\ bias}$: courant de polarisation d'entrée (Input bias current)

- 1.7 Décrire la technique qui permet d'annuler l'effet de l'un des deux courants, en précisant s'il s'agit de $I_{n\ bias}$ ou $I_{n\ os}$. Dédurre la nouvelle expression de Δs .

On montre que l'équilibrage des résistances sur les entrées permet d'annuler $\Delta s = \infty (i_{b1} + i_{b2})/2 = \infty I_{n\ bias}$ (**Figure 13**). Par contre, l'annulation de $\Delta s = \infty i_{b1} - i_{b2} = \infty I_{n\ os}$ est impossible, cette inégalité de courants est inhérente à la diversité physique des transistors qui structurent l'ampli-op.

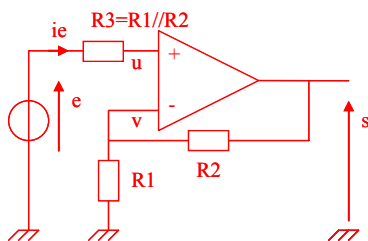
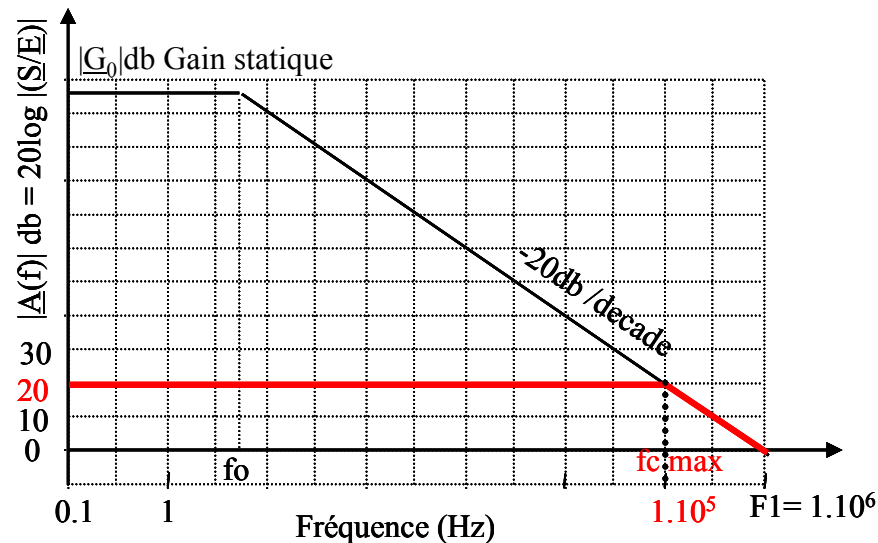


Figure 13: Equilibrage des résistances d'entrée permettant d'annuler la tension de décalage en sortie Δs due au courant de polarisation d'entrée.

Toutes les questions suivantes seront traitées en considérant i_{b1} , i_{b2} , Z_s et V_{os} nuls.

On souhaite amplifier un signal $u(t) = U\sqrt{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ à l'aide d'un amplificateur non inverseur. L'aop qui constitue ce montage est caractérisé par un facteur de mérite $F1 = 1\text{MHz}$ et un taux de rejection en mode commun $R_{mc}(f)$, infiniment grand devant son gain $G(f)$. Pour un tel montage, on montre que $F1$ est proche du produit $f_c \cdot A_0$ avec f_c : fréquence de coupure du montage ou bande passante.

- 1.8 La fréquence f du signal à amplifier peut atteindre 100kHz. Quel gain optimal A_0 doit on choisir pour rester dans la bande passante du montage ($f \leq f_c$) ? Superposer les asymptotes du gain $\underline{A}(f)$ du montage à celles du gain $\underline{G}(f)$ de l'aop.



$$F1 = G_0 \cdot f_0 \approx A_0 \cdot f_c$$

or on souhaite $f_c \text{ min} = f \text{ max}$

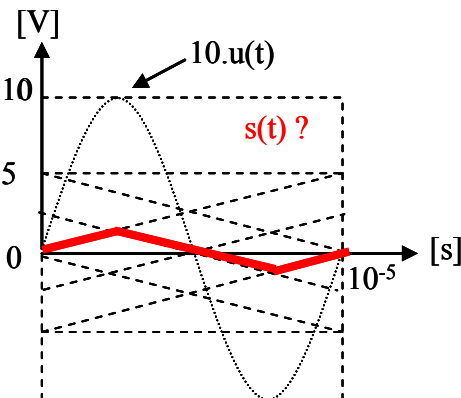
$$\Rightarrow A_0 \text{ max} = F1 / f_c \text{ min}$$

$$\underline{AN} : A_0 \text{ max} = 1.10^6 / 0,1.10^6 = 10$$

$$|A_0 \text{ max}| \text{ db} = 20$$

Le Slew Rate de l'aop $Sr = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ et le signal d'entrée peut atteindre la valeur crête $U\sqrt{2} = 1 \text{ V}$.

- 1.9 Donner l'expression puis la valeur numérique de la pente maximale du signal d'entrée ($f = 100 \text{ kHz}$). Dans ces conditions le signal de sortie est il distordu ? Représenter le signal sur le graphe suivant.



Or Sr limite la sortie théorique à $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$

Donc **la sortie sera distordue**, et prendra la forme d'une droite linéaire de pente max = Sr

Sr : Cette grandeur indique la vitesse maximum de variation du signal de sortie. Elle découle notamment de la fréquence de coupure f_c comme de la constante de temps θ de la fonction de transfert du gain en boucle fermée de l'ampli-op.

$$du(t)/dt|_{t=0} = 2\pi \cdot f \cdot U_0 \text{ avec } U_0 = U\sqrt{2}$$

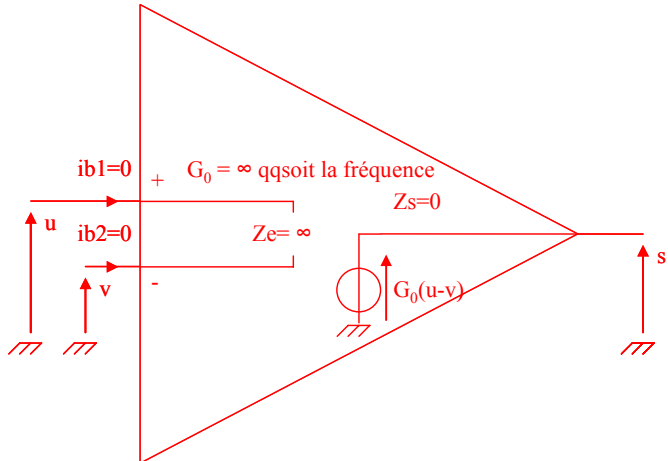
$$\underline{AN}: du(t)/dt|_{t=0} = 2 \pi \cdot 105.1 \approx 0,628 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$\text{Or } s(t) = A_0 \cdot u(t) \Rightarrow ds(t)/dt|_{t=0} = A_0 \cdot 2\pi \cdot f \cdot U_0$$

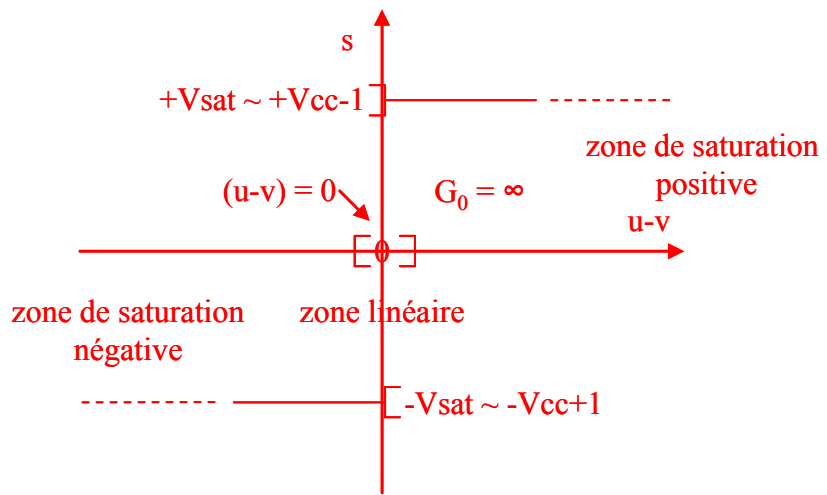
$$\underline{AN}: \Rightarrow ds(t)/dt|_{t=0} \approx 6.28 \text{ V}/\mu\text{s}$$

2 Dispositif linéaire (4 points) application

- 2.1 Définir l'aop idéal à l'aide d'un modèle équivalent en y faisant figurer les variables : $u(+)$; $v(-)$; s et G_0 .

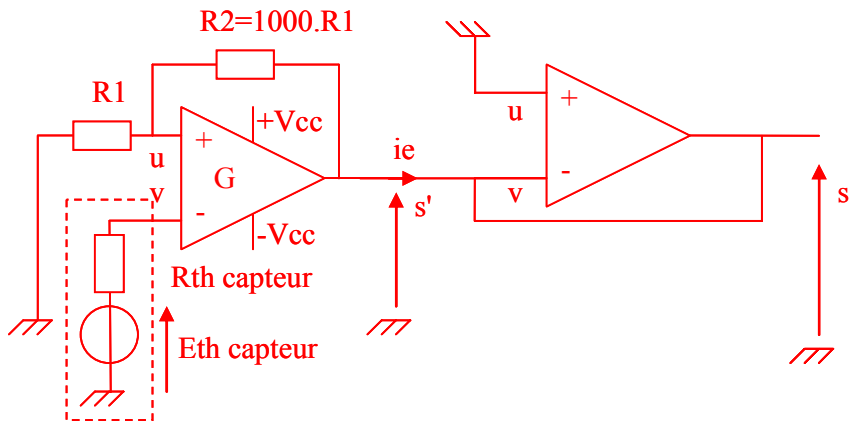


2.2 Définir l'aop idéal à l'aide de la caractéristique statique $s=f(u-v)$ en y faisant figurer les zones de fonctionnement linéaires et non linéaires ainsi que les variables : u ; v ; s ; V_{sat} ; $(u-v)_{sat}$; G_0 (gain statique) (on considèrera R_{mc} infini devant G_0).



Toutes les questions suivantes seront traitées en considérant l'aop idéal.

2.3 Soit un capteur dont le modèle équivalent de Thevenin conduit à une tension E_{th} de l'ordre du mV et une résistance R_{th} de l'ordre de l' Ω . On souhaite amplifier par 1000 le signal de E_{th} qui est porteur de l'information. Proposer un montage adapté à cette opération en justifiant.



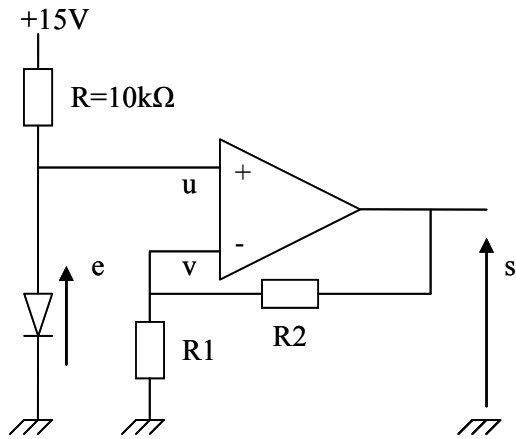


Figure 1

2.4 Soit le montage de la figure 1. Retrouver la relation $s=f(e, R1, R2)$.

Hypothèse : $|u - v| < V_{sat} / G_0$ (ie. régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_0 = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = e$ (1)

$$\text{Millman : } v = \frac{\frac{0}{R1} + \frac{s}{R2}}{1/R1 + 1/R2} \Rightarrow v = \frac{s/R2}{1/R1 + 1/R2} = \frac{s.R1.R2}{(R1 + R2)R2} = \frac{s.R1}{(R1 + R2)} \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow s/e = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

2.5 La tension aux bornes de la diode diminue de 2mV par °C, à 20 °C, la tension de sortie est 7,34V. Pour quelle température a-t-on $s=7,12V$? On donne: $R1=4,7k\Omega$ et $R2=4k\Omega$.

$$s/e = A_0 = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1} \Rightarrow \underline{AN} : A_0 = 1 + \frac{4 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3} = 1,85$$

Hypothèse : étant faite que la tension de la diode évolue suivant une droite affine telle que

$$e(T) = a.T + b \Leftrightarrow s(T) = A_0.a.T + A_0.b \Leftrightarrow \Delta s(\Delta T) = A_0.a.\Delta T$$

Et étant donné que : $s(20^\circ\text{C}) = 1,85.a.20 + 1,85.b = 7,34V$ et $\Delta s(\Delta 1^\circ\text{C}) = 1,85.a.1 = -2.10^{-3}V$

$$\Rightarrow a = -1,08.10^{-3} \Rightarrow b = 3,99 \Rightarrow s(T) = -2.10^{-3}.T + 7,38$$

$$d'ou s(T) = -2.10^{-3}.T + 7,38 = 7,12 \Rightarrow T = 130^\circ\text{C}$$

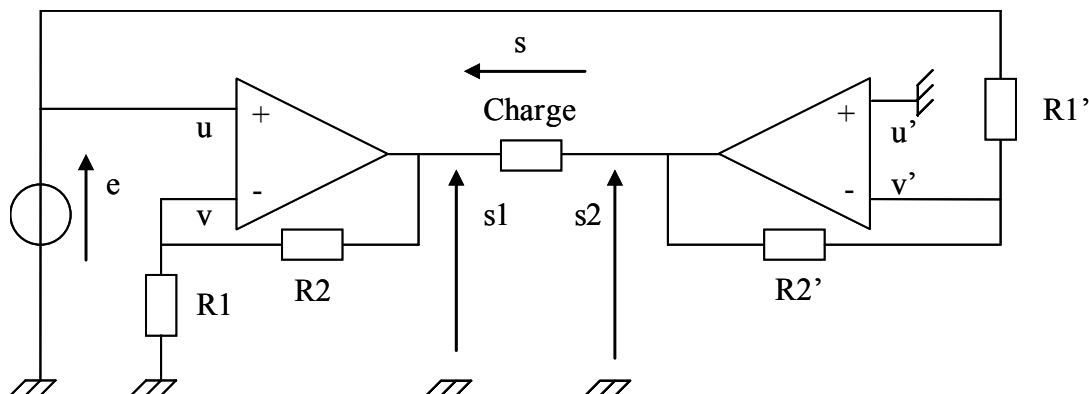


Figure 2

2.6 Soit le montage de la figure 2. Retrouver la relation $s_1=f(R_1,R_2 ,e)$.

Hypothèse : $|u - v| < V_{sat} / G_0$ (ie.régime linéaire) $\Rightarrow (u - v) = s/G_0 = s/\infty = 0 \Rightarrow u = v = e$ (1)

$$\text{Millman : } v = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{s_1}{R_2}}{1/R_1 + 1/R_2} \Rightarrow v = \frac{s_1/R_2}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{s_1.R_1.R_2}{(R_1 + R_2)R_2} = \frac{s_1.R_1}{(R_1 + R_2)} \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow s_1/e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

2.7 Retrouver la relation $s_2=f(R_1',R_2' ,e)$.

Hypothèse : $|u' - v'| < V_{sat} / G_0$ (ie.régime linéaire) $\Rightarrow (u' - v') = s_2/G_0 = s_2/\infty = 0 \Rightarrow u' = v' = 0$ (1')

$$\text{Millman : } v' = \frac{\frac{e}{R_1'} + \frac{s_2}{R_2'}}{1/R_1' + 1/R_2'} \quad (2')$$

$$(1') \text{ et } (2') \Rightarrow s_2/e = -\frac{R_2'}{R_1'}$$

2.8 En déduire que: $s=100.e$. On donne: $R_1=2k\Omega$, $R_2=100 k\Omega$, $R_1'= 2k\Omega$ et $R_2'=98 k\Omega$.

Hypothèse : $|u' - v'| < V_{sat} / G_0$ (ie.régime linéaire) $\Rightarrow (u' - v') = s_2/G_0 = s_2/\infty = 0 \Rightarrow u' = v' = 0$ (1')

$$\left\{ \begin{array}{l} (1) \text{ et } (2) \Rightarrow s_1/e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ (1') \text{ et } (2') \Rightarrow s_2/e = -\frac{R_2'}{R_1'} \end{array} \right\} \Rightarrow s/e = (s_1 - s_2)/e = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2'}{R_1'} \quad \underline{AN} : s/e = 1 + 50 + 49 = 100$$

2.9 Quel est l'avantage de ce montage par rapport à un amplificateur à un seul aop ?

Ce montage permet de délivrer deux fois plus de puissance.

3 Dispositif non-linéaire (4,5 points) déjà-vu

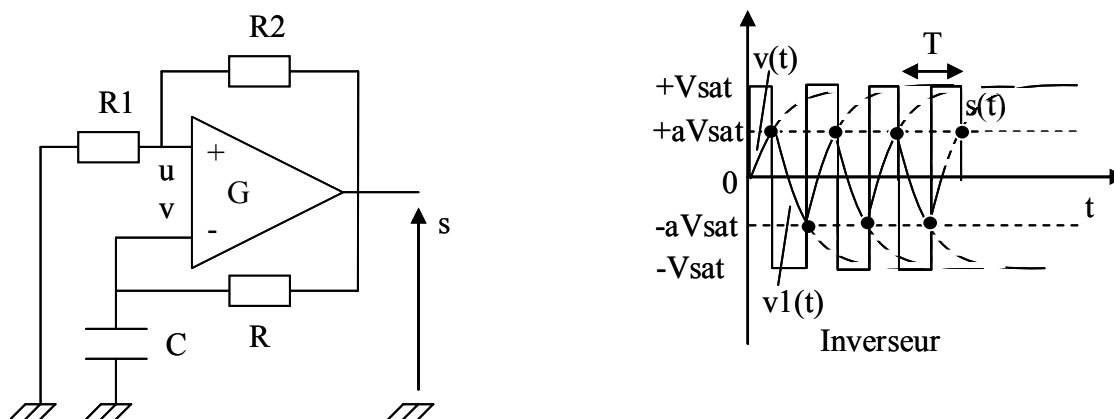


Figure 3 :

3.1 Soit le montage de la figure 3. Ecrire l'équation différentielle générale $v(t)=f(s(t))$.

$$\text{Millman: } v(p) = \frac{s(p)/R + v(p)C.p}{1/R + C.p} \text{ avec } p = j\omega = j2\pi f$$

$$\Rightarrow v(p) = s(p) \cdot \frac{1}{1 + RCp}$$

$$\Rightarrow RCp.v(p) + v(p) = s(p)$$

$$\Rightarrow RC \frac{dv(t)}{dt} + v(t) = s(t)$$

3.2 Ecrire les équations définissant l'état de l'aop.

Equation de l'aop:

$$\text{Millman: } u = \frac{\frac{0}{R1} + \frac{s}{R2}}{1/R1 + 1/R2} = s \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = s.a \text{ avec } a = \frac{R1}{R1 + R2}$$

$$\text{Si } s = +V_{sat} \Rightarrow u - v > 0 \Rightarrow v < +a.V_{sat}$$

$$\text{Si } s = -V_{sat} \Rightarrow u - v < 0 \Rightarrow v > -a.V_{sat}$$

3.3 Retrouver les expressions de $v(t)$ et $v1(t)$ correspondant au chronogramme (figure 3).

de $t = 0$ à $t1$, l'équation diff. prend la forme:

$$RC \frac{dv(t)}{dt} + v(t) = V_{sat}$$

Avec pour condition initiale:

$$v(0) = 0 \text{ (condensateur déchargé)}$$

La solution de l'équation diff est donc de la forme:

$$v(t) = v(t)_{\text{gén.}} + v(t)_{\text{part.}} = C.e^{-t/RC} + K$$

$$K = V_{sat}$$

$$\Rightarrow v(t) = C.e^{-t/RC} + V_{sat}$$

$$\text{or } v(0) = 0 = C.e^{-0/RC} + V_{sat}$$

$$\Rightarrow C = -V_{sat}$$

$$\Rightarrow v(t) = V_{sat}(1 - e^{-t/\tau}) \text{ avec } \tau = RC$$

de $t = 0$ à $t1$, l'équation diff. prend la forme:

$$RC \frac{dv1'(t')}{dt} + v1'(t') = -V_{sat} \text{ avec } t' = t - t1$$

Avec pour condition initiale:

$$v(0) = a.V_{sat} \text{ (seuil de commutation)}$$

La solution de l'équation diff est donc de la forme:

$$v1'(t') = v1'(t')_{\text{gén.}} + v1'(t')_{\text{part.}} = C'.e^{-t'/RC} + K'$$

$$K' = -V_{sat}$$

$$\Rightarrow v1'(t') = C'.e^{-t'/RC} - V_{sat}$$

$$\text{or } v1'(0) = a.V_{sat} = C'.e^{-0/RC} - V_{sat}$$

$$\Rightarrow C' = V_{sat} \cdot (a + 1)$$

$$\Rightarrow v1'(t') = V_{sat}(-1 + (a + 1)e^{-t'/\tau}) \text{ avec } \tau = RC$$

$$\Rightarrow v1(t) = V_{sat}(-1 + (a + 1)e^{-(t-t1)/\tau})$$

4 Amplificateur d'instrumentation (3,5 points) déjà-vu

4.1 Soit le montage de la figure 4. Démontrer que $s = Ad^*[(e1 - e2) + (e1 + e2)/(2.Rmc^*)]$ avec $(e1 - e2)$: tension différentielle, $(e1 + e2)/2$: tension en mode commun, Ad^* : gain différentiel statique du montage, Rmc^* : taux de rejection statique du montage. Identifier les valeurs de Ad^* et Rmc^* .

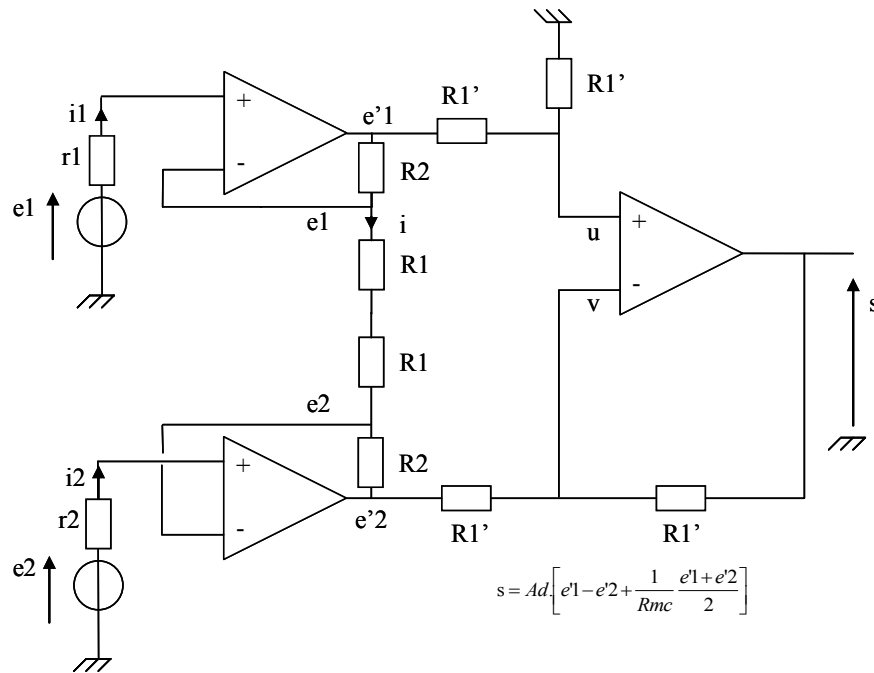


Figure 4

Ampli – non – inverseur haute impédance :

$e'1 - e'2 = (1 + R2/R1)(e1 - e2) = A_0 \cdot (e1 - e2)$ par application du pont diviseur de tension (1)

$(e'1 - e1)/R2 = (e2 - e'2)/R2 \Rightarrow e'1 + e'2 = e1 + e2$ par application de la loi des noeuds (2)

Ampli – diff :

$s = 1 \cdot \left[e'1 - e'2 + \frac{1}{Rmc} \frac{e'1 + e'2}{2} \right]$ gain unitaire (3)

Association des montages (1),(2)et(3) :

$s = \left[A_0 \cdot (e1 - e2) + \frac{1}{Rmc} \frac{e1 + e2}{2} \right]$

$s = Ad^* \cdot \left[e1 - e2 + \frac{1}{Rmc^*} \frac{e1 + e2}{2} \right]$ avec $Ad^* = A_0 = 1 + \frac{R2}{R1}$ et $Rmc^* = Rmc \cdot A_0$

4.2 On considère à présent que Rmc (taux de rejection en mode commun de l'étage différentiel) est infini (ie : les résistances $R1'$ sont précises à 0% de tolérance), en déduire l'expression simplifiée de $s=f(Ad, (e1-e2))$.

$s = Ad^* \cdot \left[e1 - e2 + \frac{1}{Rmc^*} \frac{e1 + e2}{2} \right]$ avec $Rmc^* = \infty$

$\Rightarrow s = Ad^* \cdot [e1 - e2]$

5 Projet : traitement électronique d'un signal issu d'un capteur (1,5 points) synthèse

5.1 Proposer un montage permettant de mesurer avec précision la température à l'aide d'une Thermistance (résistance qui varie en fonction de la température).

Un pont de Wheatstone associé à un ampli diff. simplifié (ou un ampli d'instrumentation)