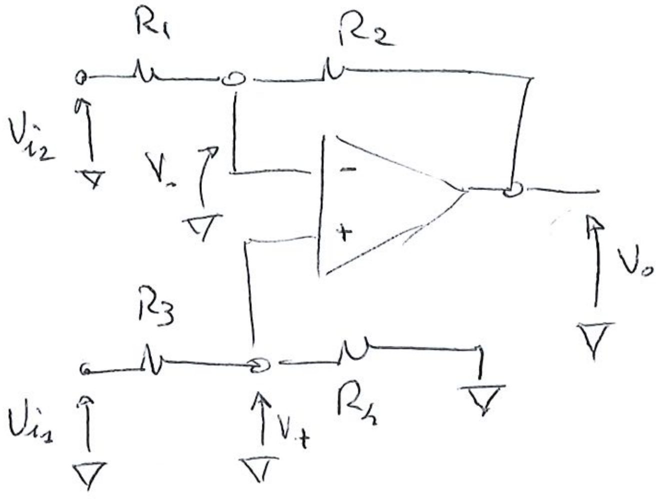
Exercice 1 : Amplificateur diff. à 1 AOP



$$\begin{cases} V_d = V_{i_1} - V_{i_2} \\ V_{mc} = \dfrac{V_{i_1} + V_{i_2}}{2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{i_1} = V_{mc} + \dfrac{V_d}{2} \\ V_{i_2} = V_{mc} - \dfrac{V_d}{2} \end{cases}$$

1. - La sortie V_0 devrait dépendre uniquement de V_d
   - Les impédances d'entrée devraient être élevées
   - Le gain diff (i.e. $\frac{\partial V_0}{\partial V_d}$) doit être réglable avec facilité, en changeant par exemple un seul composant.

2. On peut calculer : $V_+ = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_{i_1}$, AOP idéal : $V_+ = V_-$

Millman : $\dfrac{\frac{V_0}{R_2} + \frac{V_{i_2}}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = V_-$

$$\frac{\frac{R_1 V_0 + R_2 V_{i_2}}{\cancel{R_1 R_2}}}{\frac{R_1 + R_2}{\cancel{R_1 R_2}}} = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_{i_1} \qquad \frac{R_1}{R_1+R_2} V_0 + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{i_2} = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_{i_1}$$

$$V_0 = \frac{R_2+R_1}{R_1}\left(\frac{R_4}{R_3+R_4} V_{i_1} - \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{i_2}\right)$$

3. $$\begin{cases} V_{i_1} = V_{mc} + \dfrac{V_d}{2} \\ V_{i_2} = V_{mc} - \dfrac{V_d}{2} \end{cases}$$

4. $$V_0 = \frac{R_2+R_1}{R_1} \times \frac{R_4}{R_3+R_4}\left(V_{mc} + \frac{V_d}{2}\right) - \frac{R_2}{R_1}\left(V_{mc} - \frac{V_d}{2}\right) =$$

$$= \underbrace{\left[\frac{R_2+R_1}{R_1} \times \frac{R_4}{R_3+R_4} - \frac{R_2}{R_1}\right]}_{A_{mc}} V_{mc} + \underbrace{\frac{1}{2}\left[\frac{R_2+R_1}{R_1} \times \frac{R_4}{R_3+R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right]}_{A_d} V_d$$

5. $A_{mc} = 0$

$$\frac{R_1+R_2}{R_1} \times \frac{R_4}{R_3+R_4} - \frac{R_2}{R_1} = 0 \qquad (R_1+R_2)R_4 - R_2(R_3+R_4) = 0$$

$$R_1R_4 + \cancel{R_2R_4} - R_2R_3 - \cancel{R_2R_4} = 0 \qquad \boxed{R_1R_4 = R_2R_3}$$

$$\text{ou: } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \qquad \text{ou: } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Si cette condition est vérifiée : $A_d = \dfrac{(R_1+R_2)R_4}{2(R_3+R_4)R_1} + \dfrac{R_2(R_3+R_4)}{2R_1(R_3+R_4)} =$

$$= \frac{R_1R_4 + R_2R_4 + R_2R_3 + R_2R_4}{2R_1(R_3+R_4)} = \frac{R_1R_4 + 2R_2R_4 + R_2R_3}{2R_1(R_3+R_4)} = \frac{2R_1R_4 + 2R_2R_4}{2(R_1R_3 + R_1R_4)} =$$

$$= \frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1R_3+R_2R_3} = \frac{R_4}{R_3}\,\frac{\cancel{R_1+R_2}}{\cancel{R_1+R_2}} = \boxed{\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}} \qquad (T_{rmc})_{dB} \to +\infty$$

6. a. $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$

Tolérance :

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R_{1n}(1+\varepsilon_r) \\ R_2 &= R_{2n}(1-\varepsilon_r) \\ R_3 &= R_{1n}(1-\varepsilon_r) \\ R_4 &= R_{2n}(1+\varepsilon_r) \end{aligned}\right\} \quad A_{mc} = \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3+R_4)} =$$

$$= \frac{R_{1n}(1+\varepsilon_r)R_{2n}(1+\varepsilon_r) - R_{2n}(1-\varepsilon_r)R_{1n}(1-\varepsilon_r)}{R_{1n}(1+\varepsilon_r)\left[R_{1n}(1-\varepsilon_r)+R_{2n}(1+\varepsilon_r)\right]} = \frac{\cancel{R_{1n}}R_{2n}(1+\varepsilon_r)^2 - R_{1n}R_{2n}(1-\varepsilon_r)^2}{R_{1n}^2(1-\varepsilon_r^2) + \cancel{R_{1n}}R_{2n}(1+\varepsilon_r)^2} =$$

$$= \frac{R_{2n}(\cancel{1} + 2\varepsilon_r \cancel{+\varepsilon^2} \cancel{-1} + 2\varepsilon_r \cancel{-\varepsilon_r^2})}{R_{1n}(1-\varepsilon^2) + R_{2n}(1+\varepsilon_r)^2} \simeq \frac{4\varepsilon_r R_{2n}}{R_{1n}+R_{2n}}$$

Dans le dernier passage, nous avons négligé ε_r et ε_r^2 devant 1 dans le dénominateur de l'expression. Ces simplifications ne peuvent pas être faites dans le numérateur, car les "1" se simplifient et un seul terme en ε_r reste et est donc important.

b. Pour le calcul de $(T_{rmc})_{dB}$, on observe que ε_r peut être négligé devant le 1 dans les expressions de A_d. Donc,

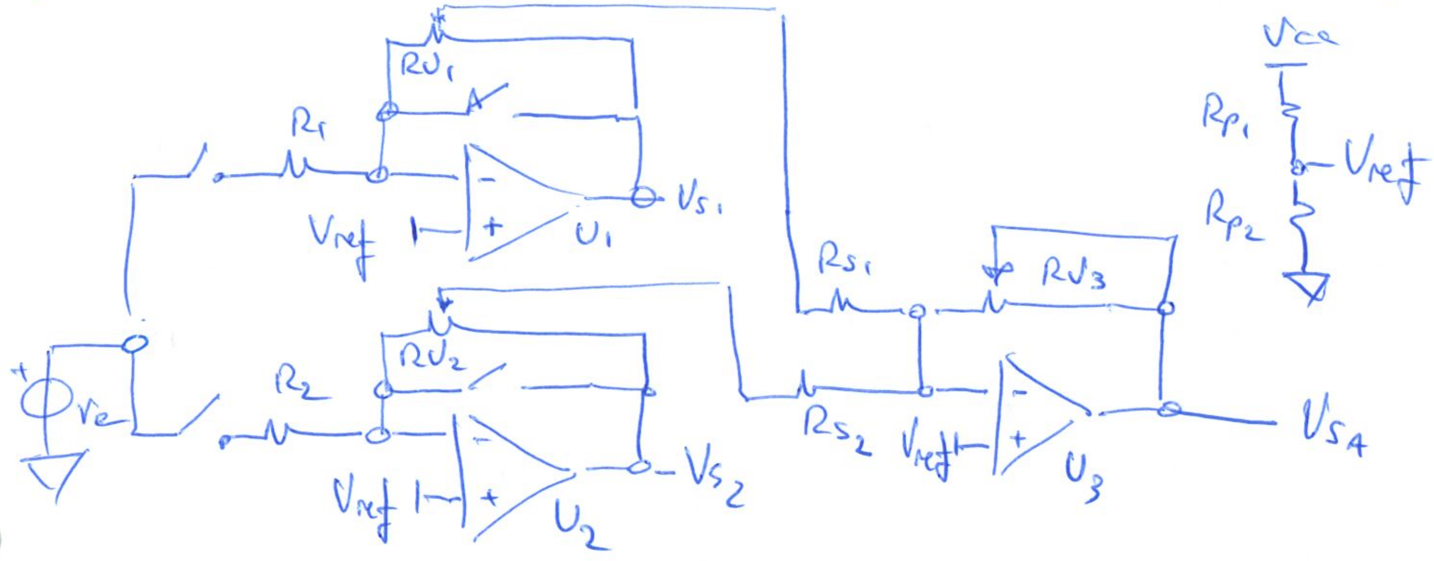
$$A_d \simeq \frac{R_{2n}}{R_{1n}} \Rightarrow (T_{rmc})_{dB} = -20\log_{10}\left(\frac{4\varepsilon_r R_{2n}}{R_{1n}+R_{2n}} \times \frac{R_{1n}}{R_{2n}}\right)$$

Rmq. si $\dfrac{R_{2n}}{R_{1n}} = 100$, $(T_{rmc})_{dB} = -20\log_{10}\left(\dfrac{4\varepsilon_r \cancel{R_{2n}}}{\cancel{R_{2n}}} \times \dfrac{R_{1n}}{R_{2n}}\right) = 88\,\text{dB}$

2. $\varepsilon_r = 0{,}1\%$

Exercice 2 : Révisions sur les AOP : filtres

1. et 2. Regardons le montage en DC (les condensateurs deviennent des circuits ouverts)



En gros, U_1 et U_2 se comportent en suiveurs pour la tension V_{ref} qui est présente à leur sortie aussi. Aux bornes de R_{S1} et R_S on aura une tension nulle. Donc, pas de courant et V_{S4} sera égale à V_{ref} aussi.

Pour le choix de R_{p1} et R_{p2} :

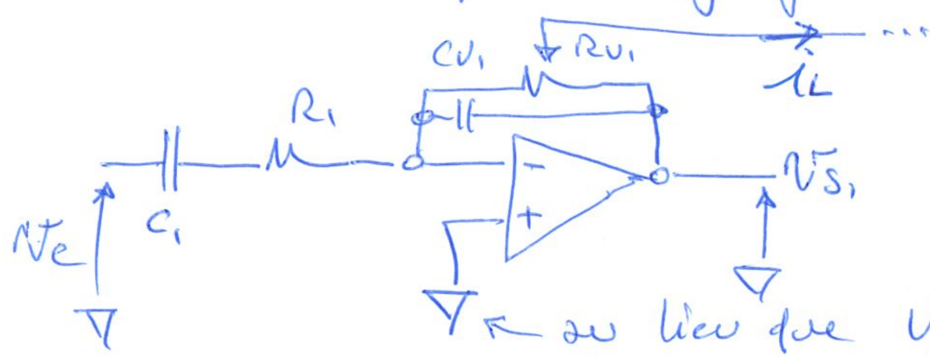
- V_{ref} est connecté à des entrées d'AOP (polar.)
- Il faut réduire la consommation.
- Il ne faut pas utiliser des résistances absurdement élevées (bruit en tension)

Choix raisonnable de V_{ref} pour optimiser la dynamique du système : $V_{ref} = \frac{V_{cc}}{2}$

Choix possibles pour $R_{p1} = R_{p2}$ entre $10\,k\Omega$ et $1\,M\Omega$ chacune.

Les courants de polarisation des AOP ont une influence sur les variations autour de $V_{cc}/2$.

3. Prenons une partie significative du circuit :



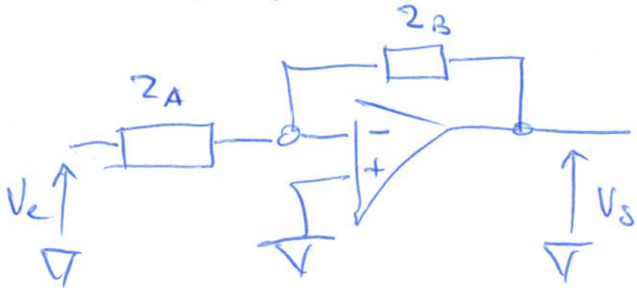
au lieu que V_{ref} car petit signal.

4. $\frac{V_{S_1}(p)}{V_e(p)}$ $\left(\frac{V_{S_2}(p)}{V_e(p)}\right)$ voir circuit plus haut

C_1 et R_1 : fonction passe-haut

C_{V_1} et R_{V_1} : fonction passe-bas

<u>HYP</u>: on néglige la charge représentée par l'étage suivant (autour de U_3)



$$\frac{V_{S_1}}{V_e} = -\frac{Z_B}{Z_A} = H_1$$

$$Z_A = R_1 + \frac{1}{pC_1} \qquad Z_B = R_{V_1} \,/\!/\, \frac{1}{pC_{V_1}} = \frac{R_{V_1}/pC_{V_1}}{R_{V_1} + \frac{1}{pC_{V_1}}} = \frac{R_{V_1}}{1 + pR_{V_1}C_{V_1}}$$

$$H_1(p) = -\frac{R_{V_1}}{1+pR_{V_1}C_{V_1}} \times \frac{pC_1}{1+pR_1C_1} = -\underbrace{\frac{R_{V_1}}{R_1}}_{\text{gain en bande} \to A_1} \times \underbrace{\frac{1}{1+pR_{V_1}C_{V_1}}}_{\text{filtre passe bas}} \times \underbrace{\frac{pR_1C_1}{1+pR_1C_1}}_{\text{filtre passe haut.}}$$

Alternativement : $p = j\omega$

$$H_1(j\omega) = -A_1 \times \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_{B_1}}} \times \frac{j\frac{\omega}{\omega_{A_1}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{A_1}}}$$

$$\omega_{A_1} = \frac{1}{R_1C_1}$$

$$\omega_{B_1} = \frac{1}{R_{V_1}C_{V_1}}$$

$$\boxed{f_{A_1} = \frac{1}{2\pi R_1C_1}}$$
FREQ. PASSE HAUT

$$\boxed{f_{B_1} = \frac{1}{2\pi R_{V_1}C_{V_1}}}$$
FREQ. PASSE BAS

Pour $\frac{V_{S_2}}{V_e}(p)$ on a $H_2(j\omega) = -A_2 \times \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_{B_2}}} \times \frac{j\frac{\omega}{\omega_{A_2}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{A_2}}}$

$\frac{U_{sp1}}{V_e}$ = version atténuée de U_{s1} (si courant dans R_{s1} négligeable).

$\frac{U_{sp2}}{V_e}$ = de même pour V_{s2}

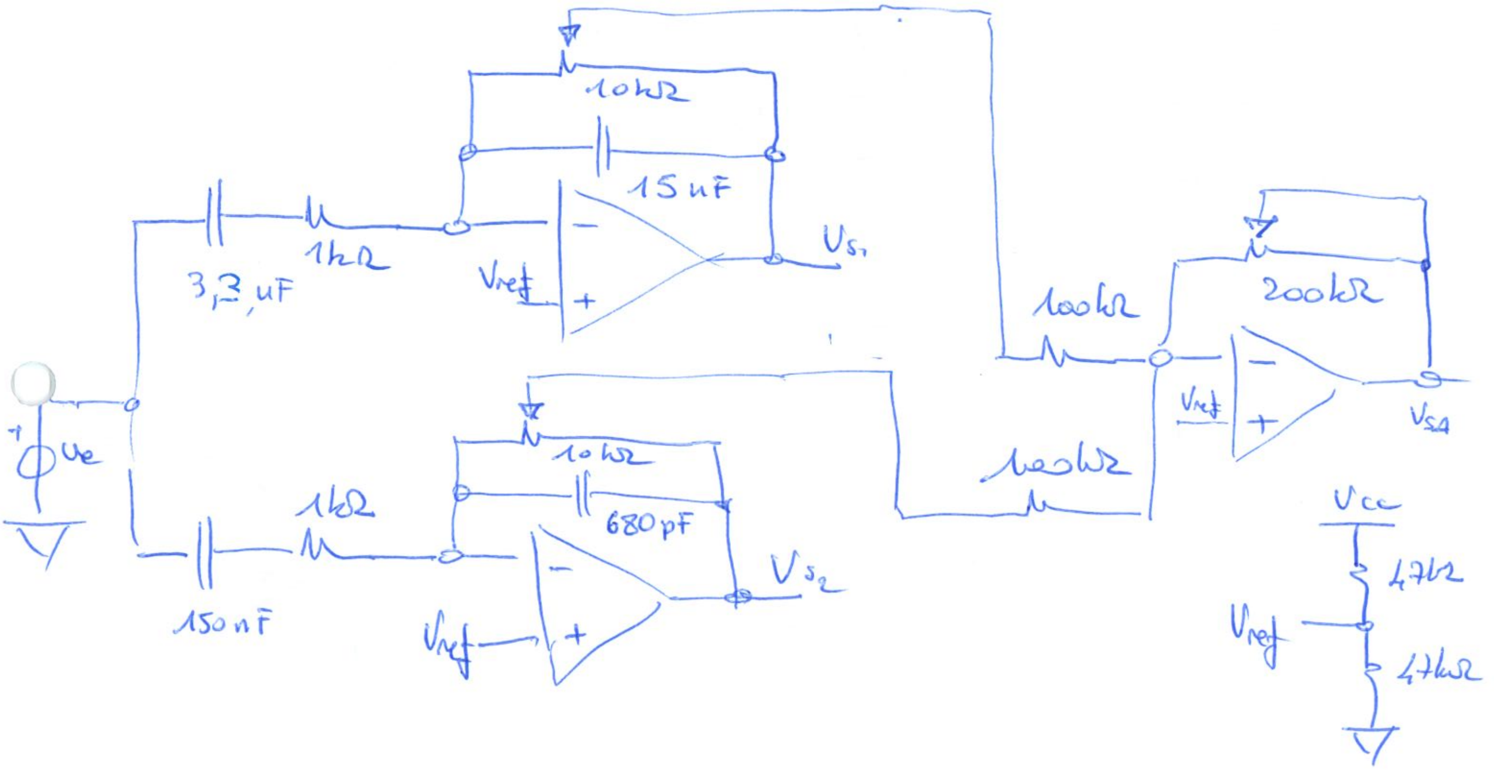
5. a. $R_{v1} = R_{v2} = 10k\Omega$ (choix dicté par le gain de -10 pour chaque amplificateur)

b. On utilise $f_{A1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 50Hz \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 50Hz} = 3,18\mu F$

$f_{B1} = \frac{1}{2\pi R_{v1} C_{v1}} = 1kHz \Rightarrow C_{v1} = \frac{1}{2\pi R_{v1} 1kHz} = 15,9nF$

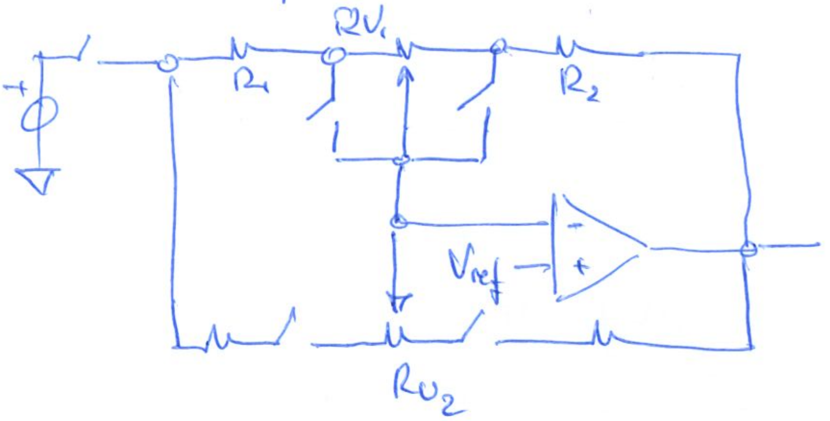
c. On utilise $f_{A2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 1kHz \Rightarrow C_2 = 159nF$

$f_{B1} = \frac{1}{2\pi R_{v2} C_{v2}} = 20kHz \Rightarrow C_{v2} = 795pF$

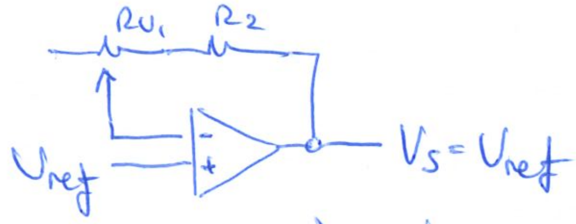


Exercice 3 : Révision AOPs, Baxandall

1. Étude de polarisation



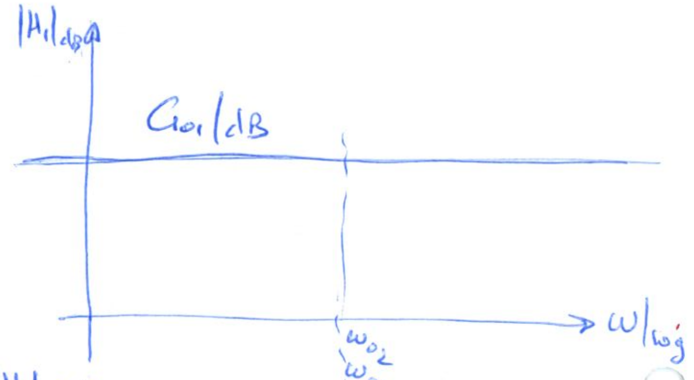
Equivalent à un suiveur



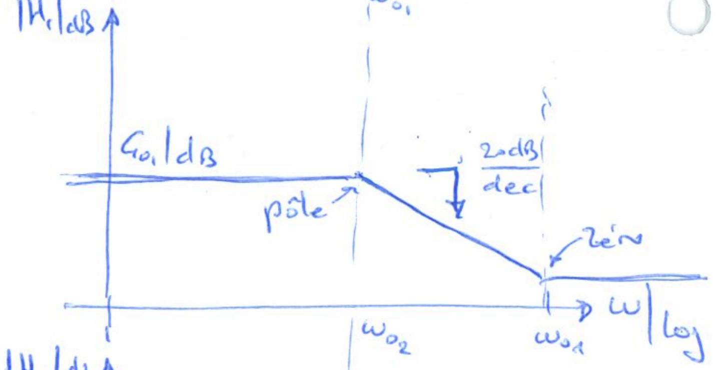
2. $$H_1(j\omega) = G_{01} \frac{\overbrace{1 + j\frac{\omega}{\omega_{01}}}^{\text{zéro}}}{\underbrace{1 + j\frac{\omega}{\omega_{02}}}_{\text{pôle}}}$$

i. Cas $\omega_{01} = \omega_{02}$, $H_1(j\omega) = G_{01}$

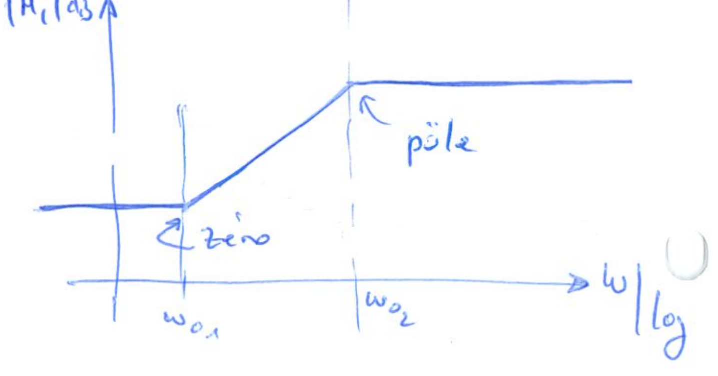
pôle et zéro compensés



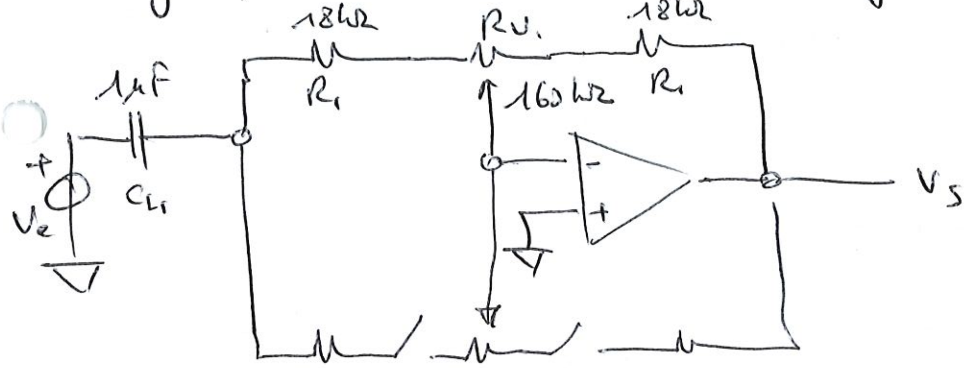
ii $\underbrace{\omega_{01}}_{\text{zéro}} = 10\underbrace{\omega_{02}}_{\text{pôle}}$



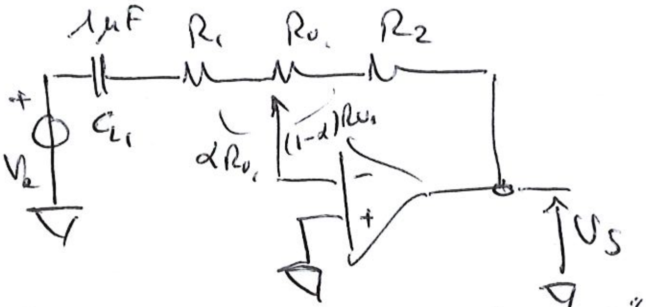
iii $\underbrace{\omega_{01}}_{\text{zéro}} = \frac{\omega_{02}}{\underbrace{10}_{\text{pôle}}}$



3. En gros, on souhaite étudier l'influence de C_{L1}



Si α est la position de R_{V1}, le cond. C_{L1} voit l'impédance $R_1 + \alpha R_{V1}$.
Donc, si $\alpha = 0$, la fréq. de coupure est $f_{min} = \frac{1}{2\pi C_{L1} R_1} = 8{,}8\,Hz$



$$Z_A = \frac{1}{pC_{L1}} + R_1 + \alpha R_V = \frac{1 + pC_{L1}(R_1 + \alpha R_{V1})}{pC_{L1}}$$

$$Z_B = (1-\alpha)R_{V1} + R_2$$

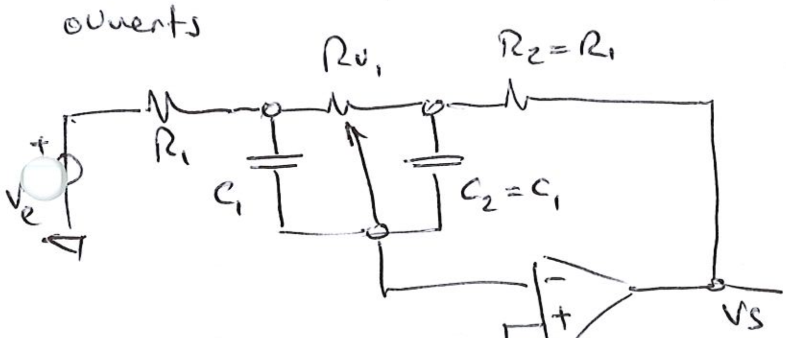
$$H(p) = \frac{V_S}{V_e} = \frac{V_S}{V_e} = -\underbrace{\frac{(1-\alpha)R_{V1} + \overset{= R_1}{R_2}}{\alpha R_{V1} + R_1}}_{A_0} \times \underbrace{\frac{pC_{L1}(\alpha R_{V1} + R_1)}{1 + pC_{L1}(\alpha R_{V1} + R_1)}}_{\frac{\frac{p}{\omega_{CL1}}}{1 + \frac{p}{\omega_{CL1}}}}$$

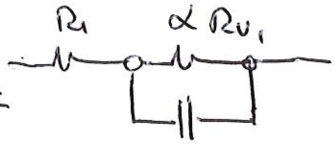
$$\left(= -\frac{Z_B}{Z_A}\right)$$

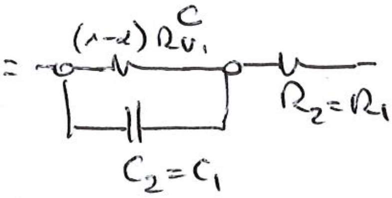
$$\omega_{CL1} = \frac{1}{C_{L1}(\alpha R_{V1} + R_1)} \qquad f_{CL1} = \frac{\omega_{CL1}}{2\pi}$$

passe haut 1er ordre.

4. On se place dans la gamme de fréquences basses, mais pas trop basses pour que $C_{L1} \rightarrow$ court circuit. C_3 et C_4 sont ouverts



$Z_C =$


$Z_D =$


$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{Z_D}{Z_C};$$

$$Z_C = R_1 + \alpha R_{V1} \parallel \frac{1}{pC_1} = R_1 + \frac{\alpha R_{V1}}{pC_1} \times \frac{1}{\alpha R_{V1} + \frac{1}{pC_1}} =$$

$$= R_1 + \frac{\alpha R_{V1}}{1 + pC_1 \alpha R_{V1}} = \frac{R_1 + pC_1 \alpha R_{V1} R_1 + \alpha R_{V1}}{1 + pC_1 \alpha R_{V1}} =$$

$$= (R_1 + \alpha R_{V1}) \frac{1 + pC_1 \frac{\alpha R_{V1} R_1}{R_1 + \alpha R_{V1}}}{1 + pC_1 \alpha R_{V1}} \qquad \alpha R_{V1} \parallel R_1$$

$$Z_D = \left[R_2 + (1-\alpha)R_{V1}\right] \frac{1 + pC_2 R_2 \parallel (1-\alpha)R_{V1}}{1 + pC_2(1-\alpha)R_{V1}} = \left[R_1 + (1-\alpha)R_{V1}\right] \frac{1 + pC_1 R_1 \parallel (1-\alpha)R_{V1}}{1 + pC_1(1-\alpha)R_{V1}}$$

Fonction de transfert :

$$\frac{V_S}{V_e} = - \frac{[R_1 + (1-\alpha) R_{V_1}]}{R_1 + \alpha R_{V_1}} \times \frac{1 + p C_1 \, R_1 /\!/ (1-\alpha) R_{V_1}}{1 + p C_1 \, R_1 /\!/ \alpha R_{V_1}} \times \frac{1 + p C_1 \alpha R_{V_1}}{1 + p C_1 (1-\alpha) R_{V_1}} =$$

$$= - G_{0_{LF}} \times \frac{1 + \frac{p}{\omega_A}}{1 + \frac{p}{\omega_B}} \times \frac{1 + \frac{p}{\omega_{01}}}{1 + \frac{p}{\omega_{02}}}$$

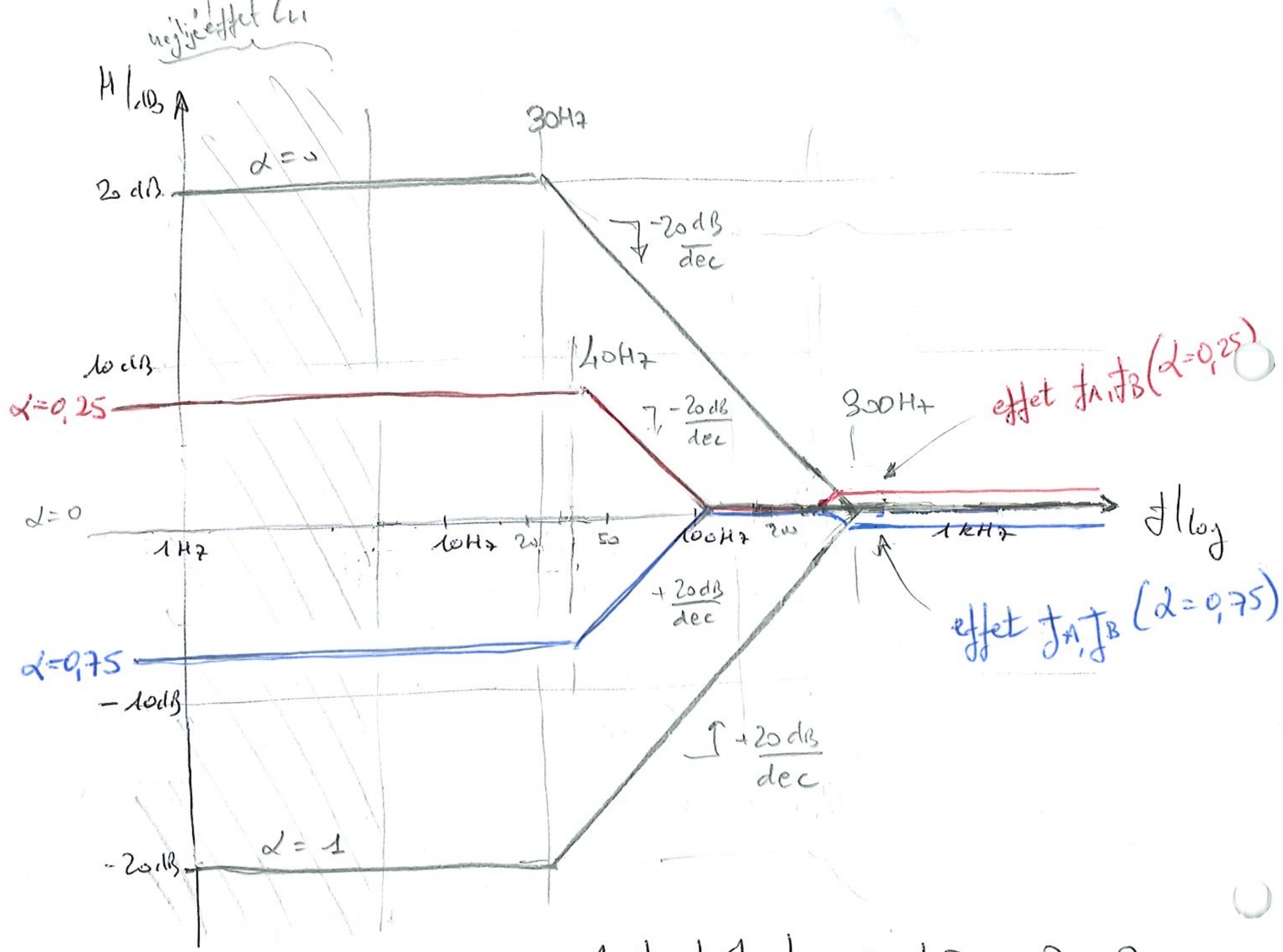
$$\omega_A = 2\pi f_A = \frac{1}{C_1 R_1 /\!/ (1-\alpha) R_{V_1}}$$

$$\omega_B = 2\pi f_B = \frac{1}{C_1 R_1 /\!/ \alpha R_{V_1}}$$

$$\omega_{02} = 2\pi f_{02} = \frac{1}{C_1 (1-\alpha) R_{V_1}}$$

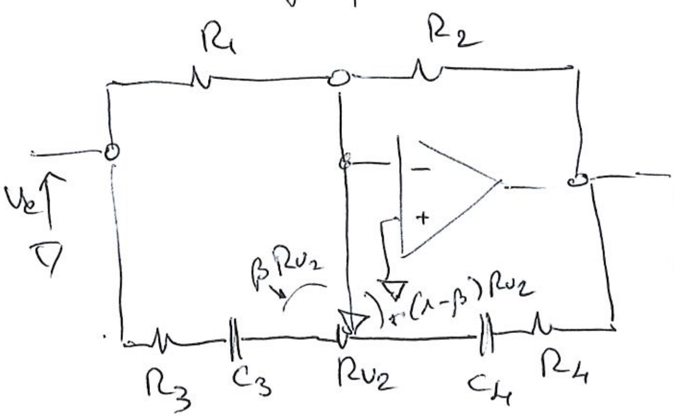
$$\omega_{01} = 2\pi f_{01} = \frac{1}{C_1 \alpha R_{V_1}}$$

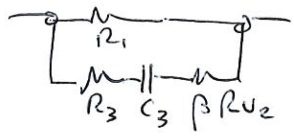
α	zéro f_A	pôle f_B	zéro f_{01}	pôle f_{02}	$G_{0_{LF}}$ dB	f_{CL1}
0	298 Hz	$\to +\infty$	$\to +\infty$	30 Hz	19,9 dB	8,8 Hz
0,25	308 Hz	389 Hz	120 Hz	40 Hz	7,53 dB	2,74 Hz
0,5	328 Hz	328 Hz	60 Hz	60 Hz	0 dB	1.62 Hz
0,75	389 Hz	308 Hz	40 Hz	120 Hz	−7,53 dB	1.15 Hz
1	$\to +\infty$	298 Hz	30 Hz	$\to +\infty$	−19,9 dB	0.89 Hz

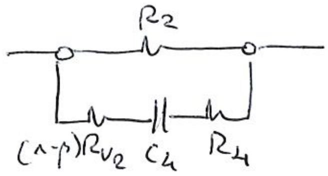


d. Bonus : pour $f = 400$ Hz $\left|\frac{1}{pC_3}\right| = \left|\frac{1}{2\pi f C_3}\right| = 120\,k\Omega \gg R_3, R_{V_2}$

5. Pour le hautes fréquences C_1 et C_2 sont des c.c.



$Z_E =$ 

$Z_F =$ 

2. Éq.

$$Z_E = R_1 \,//\, \left[R_3 + \frac{1}{pC_3} + \beta R_{V_2}\right] = R_1 \,//\, \frac{1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3}{pC_3} =$$

$$= \left[\frac{1}{R_1} + \frac{pC_3}{1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3}\right]^{-1} = \frac{1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3 + pC_3R_1}{R_1\left[1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3\right]} =$$

$$= \frac{1+p\left[R_1+R_3+\beta R_{V_2}\right]C_3}{R_1\left[1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3\right]}$$

$$Z_F = R_2 \,//\, \left[R_4 + \frac{1}{pC_4} + (1-\beta)R_{V_2}\right] = \frac{1+p\left[R_2+R_4+(1-\beta)R_{V_2}\right]C_4}{R_2\left[1+p(R_4+(1-\beta)R_{V_2})C_4\right]}$$

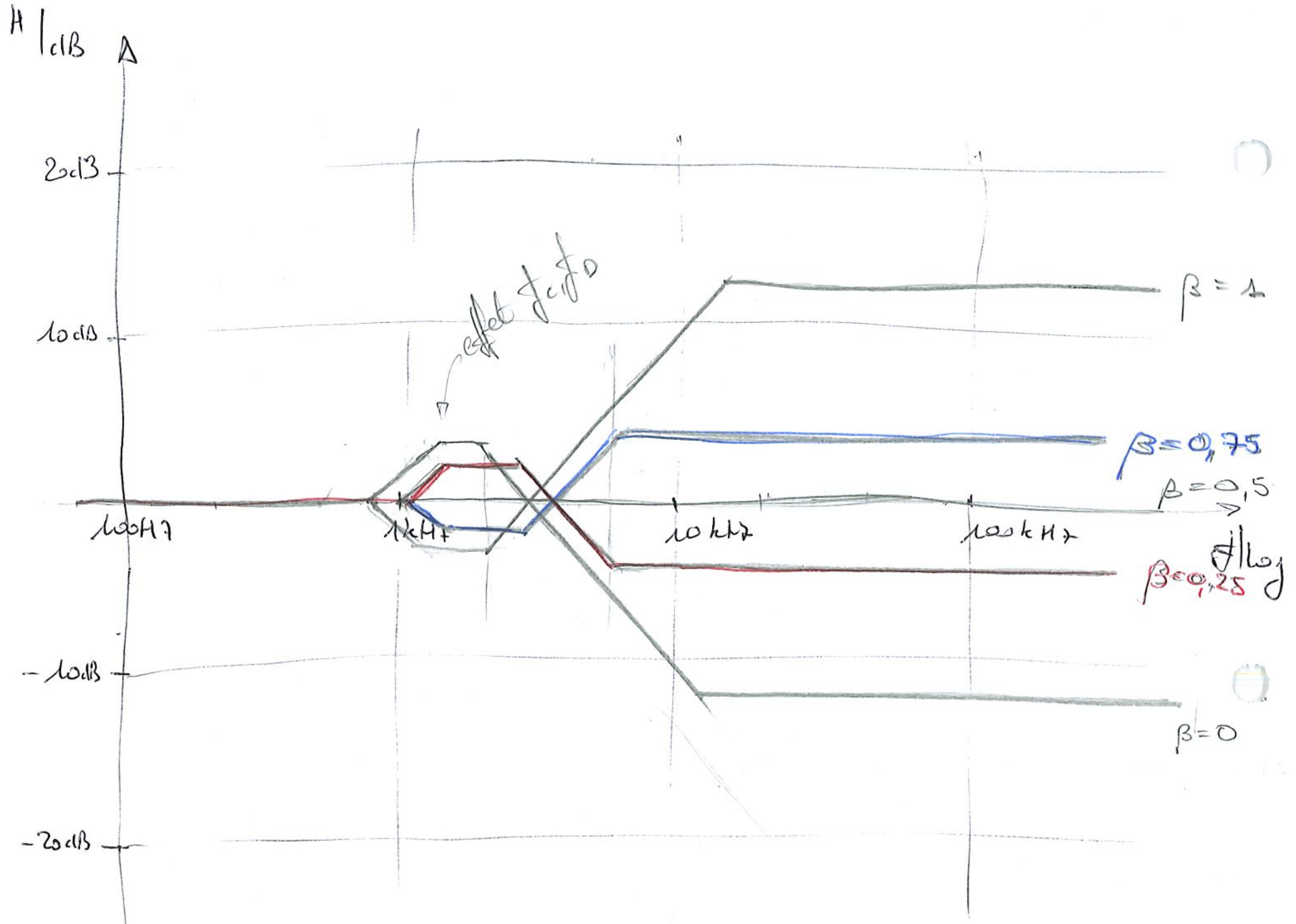
$$V_S = -\frac{Z_F}{Z_E} = -\frac{R_1}{R_2} \times \frac{1+p\left[R_2+R_4+(1-\beta)R_{V_2}\right]C_4}{1+p\left[R_1+R_3+\beta R_{V_2}\right]C_3} \times \frac{1+p(R_3+\beta R_{V_2})C_3}{1+p(R_4+(1-\beta)R_{V_2})C_4}$$

$$= -G_{0HF} \times \frac{1+\frac{p}{\omega_c}}{1+\frac{p}{\omega_D}} \times \frac{1+\frac{p}{\omega_{03}}}{1+\frac{p}{\omega_{04}}}$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{C_4\left[R_2+R_4+(1-\beta)R_{V_2}\right]} \qquad \omega_D = 2\pi f_D = \frac{1}{C_3\left[R_1+R_3+\beta R_{V_2}\right]}$$

$$\omega_{03} = 2\pi f_{03} = \frac{1}{C_3\left[R_3+\beta R_{V_2}\right]} \qquad \omega_{04} = 2\pi f_{04} = \frac{1}{C_4\left[R_4+(1-\beta)R_{V_2}\right]}$$

β	zéro f_c	pôle f_D	zéro f_{03}	pôle f_{04}	G_{0HF} dB
0	905 Hz	2264 Hz	14,62 kHz	1366 Hz	0 dB
0,25	1065 Hz	1646 Hz	4268 Hz	1767 Hz	0 dB
0,5	1293 Hz	1293 Hz	2499 Hz	2499 Hz	0 dB
0,75	1646 Hz	1065 Hz	1767 Hz	4268 Hz	0 dB
1	2264 Hz	905 Hz	1366 Hz	14,62 kHz	0 dB



6. Fonctionnement global du montage