Youssef Karimi
Hugo Entsch
Mohamed Eguia

Exercice 1 TD 4

1) $s_2(t) = K\, s(t)\, s_{ref}(t)$

$= K\,(s_p(t) + b(t))\, s_{ref}(t)$

$= \underline{K\,(A\cos(2w_e t + \phi) + b(t))\, B\cos(2w_e t)}$

• $s_2(t) = KAB\cos(2w_e t + \phi)\cos(2w_e t) + KAB\cos(2w_e t)\, b(t)$

$= \frac{KAB}{2}\left[(\cos(\phi) + \cos(4w_e t + \phi)\right] + KAB\cos(2w_e t)\, b(t)$

$= \boxed{KAB\,\frac{\cos(\phi)}{2} + \frac{KAB}{2}\cos(4w_e t + \phi) + KAB\cos(2w_e t)\, b(t)}$

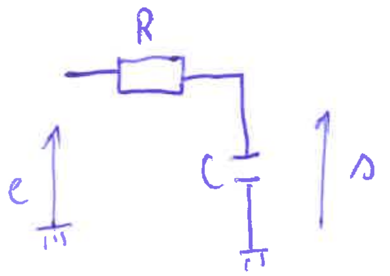
↳ ce qu'il fallait démontrer → c'est la composante continue que l'on cherche

2) le bruit $b(t)$ est associé à une harmonique de haute fréquence, ~~cependant~~ ce filtre passe-bas ne permet que le passage des signaux à basse fréquence donc le bruit sera automatiquement éliminer.

$2we$

↳ tout dépend de la fréquence de coupure du filtre, il faut $f_c << 2f_e$

3)



$\underline{H} = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} = \frac{1}{1 + jwRC}$

$= \boxed{\frac{1}{1 + j\frac{w}{w_c}}}$

avec $\boxed{w_c = \frac{1}{RC}}$

4) il faut que $0 \leq w_c \leq 2w_e$ $\underline{B}$

$2w_e = 4\pi f_e \simeq 12\ kHz$ incohérent

$2f_e = 2{,}0\ kHz$
il faut $f_c << 2{,}0\ kHz$
$f_c = 200\ Hz$ convient.

on prend $w_c = \frac{w_e}{10} = 600\ Hz \Rightarrow RC \simeq 16 \times 10^{-4}$

un peu jeste

$\Rightarrow \begin{cases} C = 16\ nF \\ R = 100\ kHz \end{cases}$

5) \

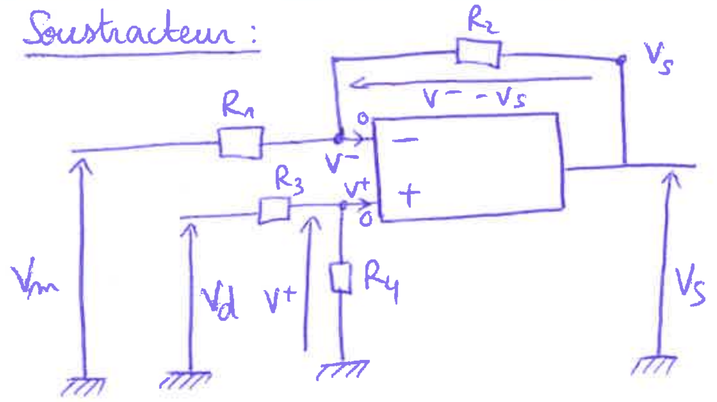
5) $s_3(t) = \frac{KAB\cos\varphi}{2}$

si on connait K A et B on peut en déduire $\cos\varphi$

Groupe 1 **TD4 : Modulation, démodulation** 1/2

Exercice II : Modulation de fréquence

Soustracteur :



ALI idéal de gain infini
$\Rightarrow i_+ = i_- = 0$
donc R_1 et R_2 (respectivement R_3 et R_4) sont en série

1.| La présence d'une rétroaction négative permet de supposer le montage stable donc fonctionnant en régime linéaire.

2.| En régime linéaire,

$$\boxed{\varepsilon = V^+ - V^- = 0}$$

$$\boxed{V^+ = \frac{R_4}{R_4+R_3} V_d}$$ (diviseur de tension)

D'autre part,

$$V^- - V_s = \frac{R_2}{R_2+R_1}(V_m - V_s)$$ (diviseur de tension)

$$\Leftrightarrow \boxed{V^-} = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_m + \left(1 - \frac{R_2}{R_2+R_1}\right) V_s = \boxed{\frac{1}{R_2+R_1}(R_2 V_m + R_1 V_s)}$$

Alors, $V^+ = V^-$ implique :

$$\boxed{\frac{R_4}{R_4+R_3} V_d = \frac{1}{R_2+R_1}(R_2 V_m + R_1 V_s)}$$

3.| Autrement dit,

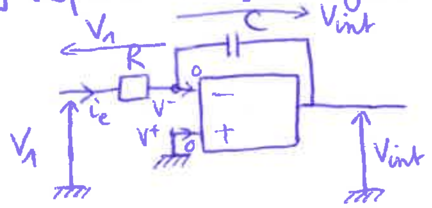
$$\boxed{V_s = \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_2+R_1}{R_4+R_3} V_d - \frac{R_2}{R_1} V_m}$$

Pour que $V_s = V_d - V_m$, il faut que les résistances vérifient :

$$\begin{cases} \frac{R_2}{R_1} = 1 \\ \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_2+R_1}{R_4+R_3} = 1 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} R_2 = R_1 \\ \frac{R_4 \cdot 2\cancel{R_1}}{\cancel{R_1}(R_4+R_3)} = 1 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} R_2 = R_1 \\ 2R_4 = R_4 + R_3 \end{cases} \Leftrightarrow \boxed{\begin{cases} R_2 = R_1 \\ R_3 = R_4 \end{cases}}$$

B

4.| Proposition de montage intégrateur :



$\varepsilon = V^+ - V^- = -V^- = 0$ (régime linéaire), R et C sont en série :

$V_1 = R i_e$

$V_{int} = -\frac{1}{jC\omega} i_e$

donc $\boxed{\frac{V_{int}}{V_1} = -\frac{1}{jRC\omega}} \Rightarrow \boxed{\frac{dV_{int}}{dt} = -\frac{1}{RC} V_1}$

5.) D'après le schéma d'Armstrong présenté :

$V_s(t) = V_d(t) - V_m(t)$
$= V_d(t) - k V_2(t) V_{int}$

} Soit k la constante de multiplication du multiplieur

De plus, $V_d(t)$ est déphasé de $-\frac{\pi}{2}$ par rapport à $V_2(t) = V_{2m}\cos(\omega_2 t)$
donc $\boxed{V_d(t) = V_{2m}\cos(\omega_2 t - \frac{\pi}{2})}$.
Par intégration, $\boxed{V_{int}(t)} = \frac{-1}{RC}\int_0^t V_1(t)\,dt = \boxed{\frac{-1}{RC}\frac{V_{1m}}{\omega_1}\sin(\omega_1 t)}$

Alors,
$$V_s(t) = V_{2m}\cos(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) + k V_{2m}\cos(\omega_2 t)\frac{1}{RC}\frac{V_{1m}}{\omega_1}\sin(\omega_1 t)$$
où $\cos(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) = \sin(\omega_2 t)$

Donc $$\boxed{V_s(t) = V_{2m}\sin(\omega_2 t) + \frac{k V_{2m} V_{1m}}{RC\omega_1}\sin(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t)}$$

On pose donc par identification ;
$$\boxed{A = V_{2m}}$$
$$\boxed{B(\omega_1 t) = \frac{k V_{2m} V_{1m}}{RC\omega_1}\sin(\omega_1 t)}$$ B

6.) Grâce au formulaire fourni, en considérant ici $b = A$, $a = B(\omega_1)$,
$$V_s(t) = \sqrt{B(\omega_1)^2 + A^2}\,\sin(\omega_2 t + \varphi)$$
$$= A\sqrt{1 + \left(\frac{B(\omega_1)}{A}\right)^2}\,\sin(\omega_2 t + \varphi)$$
| où $\tan\varphi = \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi} = \frac{a}{b} = \frac{B(\omega_1)}{A}$
donc $\boxed{\tan\varphi = \frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}\sin(\omega_1 t)}$ B

qu'on identifie à $V_s(t) = V_{2m}\sqrt{1+\varepsilon^2\sin^2(\omega_1 t)}\,\sin(\omega_2 t + \varphi(t))$
$\left\{\left(\frac{B(\omega_1)}{A}\right)^2 = \left(\frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}\right)^2\sin^2(\omega_1 t) = \varepsilon^2\sin^2(\omega_1 t)\right.$ soit $\boxed{\varepsilon = \frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}}$ oui

7.) Si $\varphi(t) \ll 1$, $\boxed{\tan(\varphi(t)) \underset{\varphi \ll 1}{\approx} \varphi(t)}$
alors $\varphi(t) \simeq \frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}\sin(\omega_1 t)$

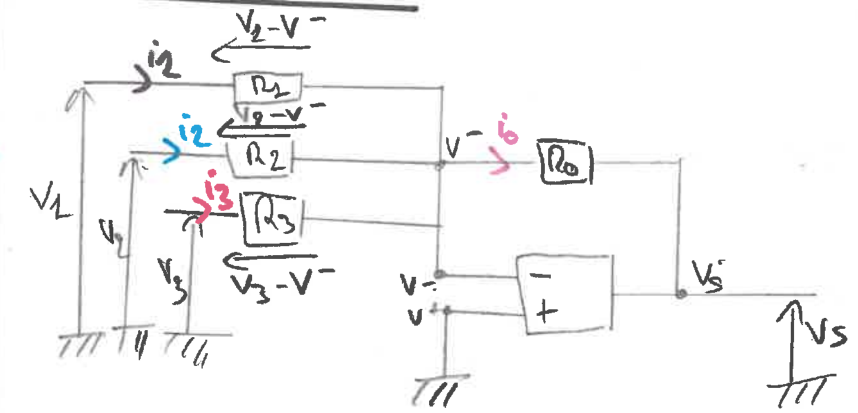
Si $\varepsilon \ll 1$, $\varepsilon^2 \ll 1$ et $\varepsilon^2\sin^2(\omega_1 t) \ll 1$ or $(1+x)^\alpha \underset{x\to 0}{\sim} 1$
alors $\sqrt{1+\varepsilon^2\sin^2(\omega_1 t)} \underset{\varepsilon \ll 1}{\sim} 1$.
Ce qui simplifie le signal de sortie en $\boxed{V_s(t) = V_{2m}\sin\left(\omega_2 t + \frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}\sin(\omega_1 t)\right)}$
On pose alors $\boxed{m = \frac{k V_{1m}}{RC\omega_1}}$. B

8.) On identifie $\Psi(t)$ la phase instantanée de $V_s(t)$: les phases sont toujours définies entre 0 et 2π.
$\boxed{\Psi(t) = \omega_2 t + m\sin(\omega_1 t)\ [2\pi]}$

Or, $\Omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_2 + m\omega_1\cos(\omega_1 t) = \omega_2 + \frac{k V_{1m}}{RC}\cos(\omega_1 t)$
mais on retrouve ici $V_1(t) = V_{1m}\cos(\omega_1 t)$ donc $\boxed{\Omega(t) = \omega_2 + \frac{k}{RC}V_1(t)}$.
Ainsi, on retrouve une trace du signal $V_1(t)$ à moduler dans la pulsation instantanée (donc dans la fréquence) du signal modulé : c'est le principe de la modulation de fréquence.
$\Omega(t)$ est une fonction linéaire de $V_1(t)$.

TD 4, exo III

BLONDEL Agathe
BRECHBIEHL Emma
LARGEAU Garance
Groupe 3



1. D'après la loi des noeuds en V^- :

$$i_0 = i_1 + i_2 + i_3$$

On est en régime linéaire, donc $\varepsilon = 0 \Rightarrow V^+ = V^- = 0$

D'après la loi d'Ohm, $i_1 = \frac{V_1 - V^-}{R_1} = \frac{V_1}{R_1}$, $i_3 = \frac{V_3 - V^-}{R_3} = \frac{V_3}{R_3}$

$i_2 = \frac{V_2 - V^-}{R_2} = \frac{V_2}{R_2}$, $i_0 = \frac{V^- - V_S}{R_0} = \frac{-V_S}{R_0}$

donc $-\frac{V_S}{R_0} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$

$$\Rightarrow \boxed{V_S = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) R_0}$$

C'est un montage inverseur (sommateur) oui

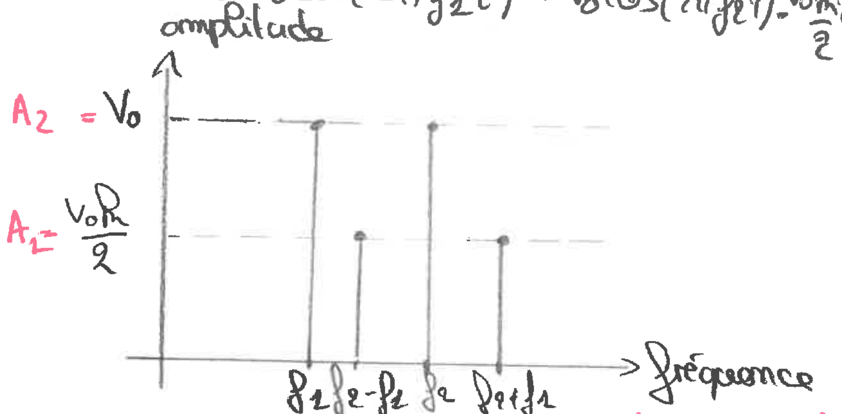
2. Si $R_0 = R_1 = R_2 = R_3$, $V_S = -V_1 - V_2 - V_3$

Or $V_m = V_3 = k V_1 V_2 = k(V_0 \cos(2\pi f_1 t))(V_0 \cos(2\pi f_2 t))$

donc $V_S = -V_0 \cos(2\pi f_1 t) - V_0 \cos(2\pi f_2 t) - k V_0^2 (\cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t))$

$= V_0\left(-\cos(2\pi f_1 t) - \cos(2\pi f_2 t) - \frac{k V_0}{2}\left(\cos(2\pi t(f_1 - f_2)) + \cos(2\pi t(f_1 + f_2))\right)\right)$

$= -V_0 \cos(2\pi f_1 t) - V_0 \cos(2\pi f_2 t) - \frac{V_0 k}{2} \cos(2\pi t(f_1 - f_2)) - \frac{V_0 k}{2} \cos(2\pi t(f_1 + f_2))$



oui en supposant $f_2 > f_1$

cet deux grandeurs peuvent éventuellement être inversées

3. $R_0 = 2 R_3 \Rightarrow R_3 = \frac{R_0}{2}$

Par analogie : $\boxed{V_s = -V_0\cos(2\pi f_2 t) - V_0\cos(2\pi f_1 t) - k V_0^2 \frac{2}{2}\left(\cos(2\pi t(f_1+f_2)) + \cos(2\pi t(f_1 - f_2))\right)}$

On double l'amplitude des raies à $(f_1 + f_2)$ et $(f_1 - f_2)$

4. D'après le spectre, le curseur 1 est à $f_1 = \cancel{300{,}0}$ Hz

le curseur 2 est à $f_2 = 900{,}0$ Hz oui

D'après vos résultats les raies à $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$ ont la même amplitude

idem pour les raies à f_1 et f_2

Donc X_1 mesure une "petite" raie à 4 dB $= 20\log A_1$

X_2 ——— "grande" raie à 9,4 dB $= 20\log A_2$

X_1 mesure $300\text{ Hz} = f_2 - f_1 \rightarrow f_1 = f_2 - 300$

X_2 ——— $900\text{ Hz} = f_2$ $\qquad f_1 = 600\text{ Hz}$