

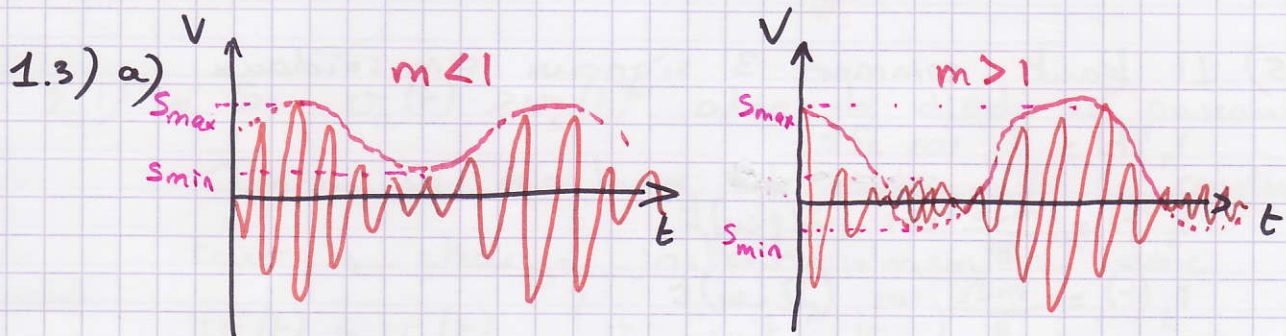
Partie 1 : Fabrication d'un signal modulé en amplitude

1.1) Domaine audible : 20 Hz - 20 kHz

•  $c \approx 3 \cdot 10^8$  m/s (onde électromagnétique)

1.2) • Mélange entre 2 signaux de même fréquence

• Dimension des antennes incompatible

(  $\ell \sim d \sim 300$  km à 1 kHz )

$$s_{\max} = s_0 (1 + m)$$

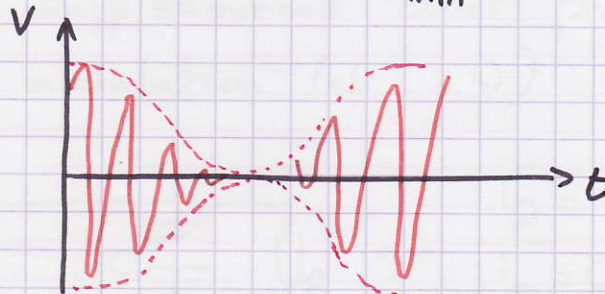
$$s_{\min} = s_0 (1 - m)$$

 $\Rightarrow$ 

$$m = \frac{s_{\max} - s_{\min}}{2 s_0} = \frac{s_{\max} - s_{\min}}{s_{\max} + s_{\min}}$$

b) Cas (a)  $\left. \begin{array}{l} s_{\max} \approx 1,5 \text{ V} \\ s_{\min} \approx 0,5 \text{ V} \end{array} \right\} m \approx 0,5$

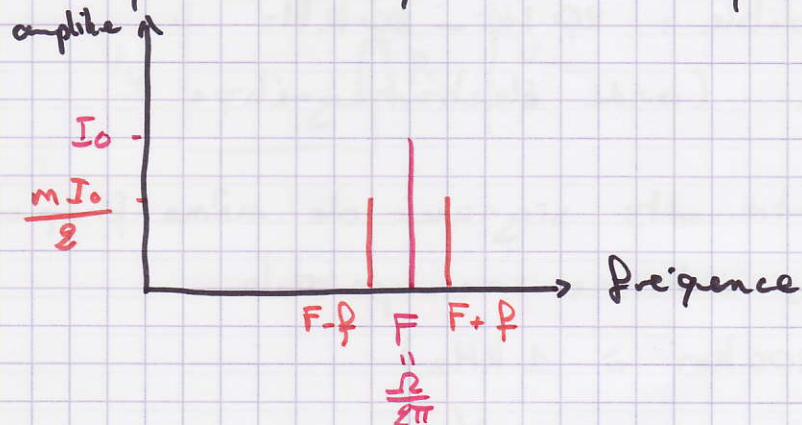
Cas (b)  $\left. \begin{array}{l} s_{\max} \approx 3 \text{ V} \\ s_{\min} \approx -1 \text{ V} \end{array} \right\} m \approx 2$

c) Si  $m = 1$  alors  $s_{\min} = 0$ 

$$1.4) i(t) = I_0 (1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$$

$$= I_0 \cos \Omega t + \frac{m I_0}{2} \left[ \cos (\Omega + \omega) t + \cos (\Omega - \omega) t \right]$$

Le spectre comporte donc 3 pics :



1.5) Il faut sommer 3 signaux sinusoïdaux

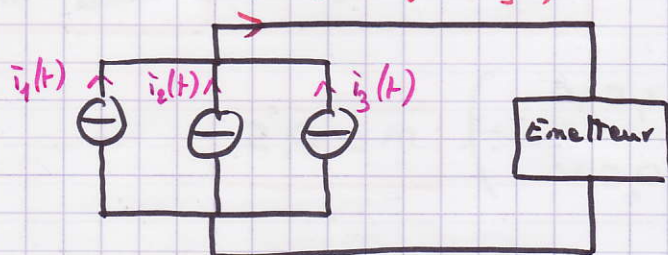
$$i_1(t) = I_0 \cos \Omega t$$

$$i_2(t) = \frac{mI_0}{2} \cos (\Omega + \omega) t$$

$$i_3(t) = \frac{mI_0}{2} \cos (\Omega - \omega) t$$

Pour sommer les intensités, on met les sources en parallèle :

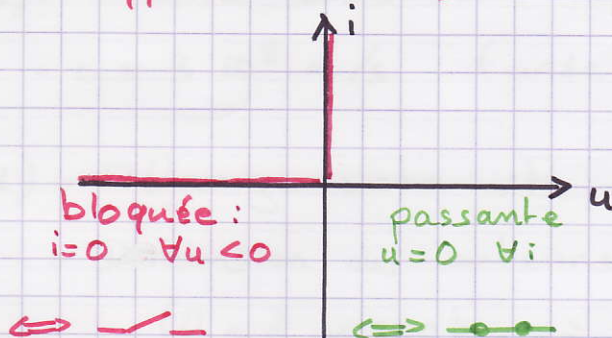
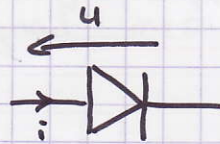
$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t)$$



## Partie 2: Demodulation d'amplitude

### ⚠ Diode hors programme

Caractéristique d'une diode  
(supposée idéale)



2.1) • Si  $v_e(t) > v_s(t)$  alors la diode est passante.

Comme sa résistance est quasi-nulle, le condensateur se charge instantanément et donc

$$v_s(t) \approx v_e(t) \quad (v_s \text{ "suit" } v_e)$$

• Si  $v_e(t) < v_s(t)$   $u < 0$  et la diode est bloquée.

Le condensateur se décharge dans  $R$  avec

un temps caractéristique  $\tau = RC$

Il faut donc que  $\tau$  soit :

\* suffisamment long pour que  $v_s$  ne redescende pas à chaque oscillation de  $v_e$  :  $RC \gg T = \frac{2\pi}{\omega}$

\* suffisamment court pour bien suivre la modulation (cf 2.3))

2.2)

$$i_D = i_C + i_R \quad (LDN)$$
$$i_D = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R}$$

$$\text{Or } v_s(t) = \underbrace{V_0}_{\text{composante continue}} + \underbrace{V_0 m \cos \omega t}_{\text{composante sinusoïdale}}$$

Par linéarité, on aura

$$i_D(t) = \underbrace{i_\alpha(t)}_{\text{cte}} + \underbrace{i_\beta(t)}_{\text{à } \omega}$$

Composante continue :  $i_\alpha = \cancel{C \frac{dv_0}{dt}} + \frac{V_0}{R}$

$$\boxed{i_\alpha = \frac{V_0}{R}}$$

Composante à  $\omega$   $i_\beta(t) = I_m \cos(\omega t + \varphi)$

On passe en complexes :

$$I_m e^{j\varphi} = j\omega C V_0 m + \frac{V_0 m}{R}$$

$$\Rightarrow I_m = \left| \frac{V_0 m}{R} + j\omega C V_0 m \right| = \frac{V_0 m}{R} \sqrt{1 + (RC\omega)^2} = g$$

$$\tan \varphi = \frac{V_0 m C \omega}{\frac{V_0 m}{R}} = RC\omega$$

$$i_\beta(t) = \frac{V_0}{R} g \cos(\omega t + \varphi) \text{ avec } \boxed{g = m \sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \\ \tan \varphi = RC\omega$$

Et finalement  $\boxed{i_D(t) = \frac{V_0}{R} [1 + g \cos(\omega t + \varphi)]}$

2.3)  $i_D > 0 \quad \forall t \Rightarrow g < 1 \quad (\text{car } g > 0)$

$$m \sqrt{1 + (\omega \tau)^2} < 1$$

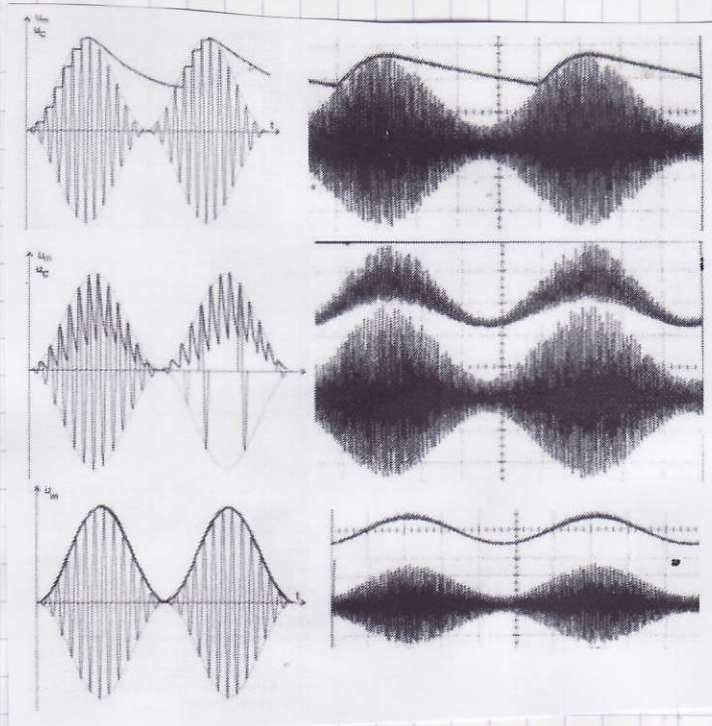
$$(\omega \tau)^2 < \frac{1}{m^2} - 1$$

$$\boxed{\tau < \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}$$

2.4)  $\frac{2\pi}{\omega} \ll \tau < \frac{1}{m\omega} \sqrt{1 - m^2}$  donc

$\Rightarrow$  On prendra  $\tau \sim 20 \mu s$

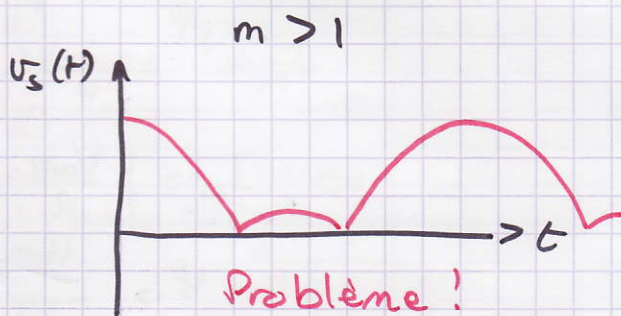
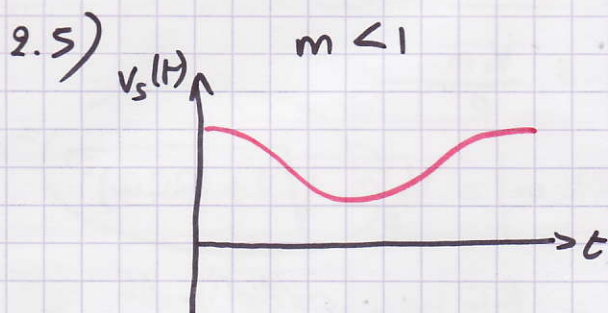
$$\boxed{2 \cdot 10^{-6} s \ll \tau < 3 \cdot 10^{-5} s}$$



$\tau$  trop grand

$\tau$  trop faible (cf 2.1)

$\tau$  bien choisi



2.6)  $u_m(t) = k u_e(t) u_d(t)$

$$= k V_0 (1 + m \cos \omega t) \cos(\Omega t) \times V_d \cos(\Omega t)$$

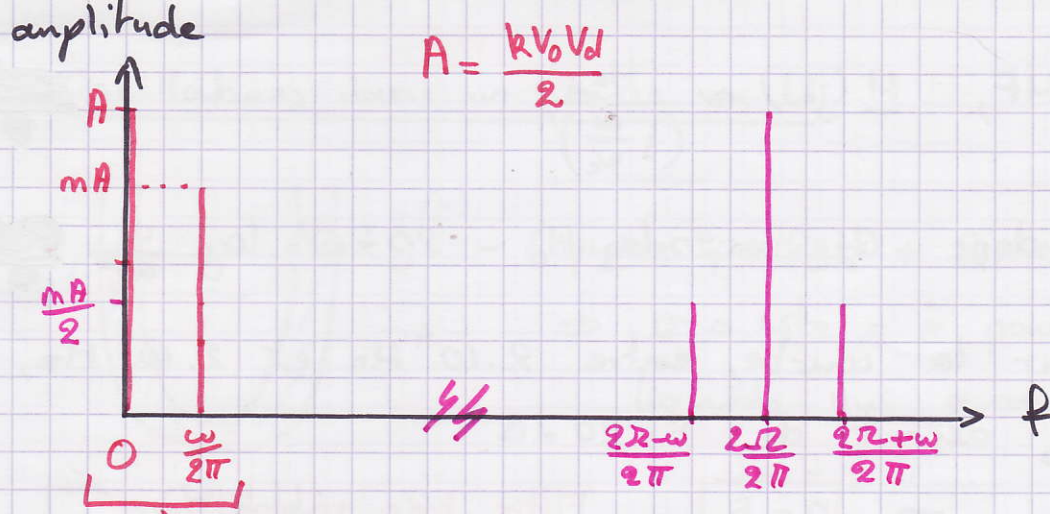
$$= k V_0 V_d \left[ \cos \Omega t + \frac{m}{2} \cos(\Omega + \omega)t + \frac{m}{2} \cos(\Omega - \omega)t \right] \dots$$

$$= k V_0 V_d \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\Omega t + \frac{m}{4} \cos \omega t + \frac{m}{4} \cos(2\Omega + \omega)t + \frac{m}{4} \cos(\omega t) + \frac{m}{4} \cos(2\Omega - \omega)t \right]$$

$\cos \omega t$  est  
paire

$$= \frac{k V_0 V_d}{2} \left[ 1 + m \cos \omega t + \cos 2\Omega t + \frac{m}{2} \cos(2\Omega + \omega)t + \frac{m}{2} \cos(2\Omega - \omega)t \right]$$

On a donc 5 pics: 2 en BF et 3 vers  $\frac{\Omega}{2\pi}$



2.7) Signal de départ, que l'on veut retrouver  
 $\Rightarrow$  il faut un passé-bas : Filte (1)

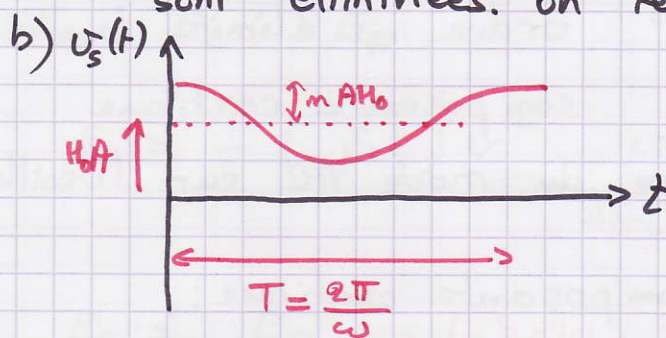
La fréquence de coupure est à

$$f_c \approx 2 \cdot 10^4 \text{ Hz}$$

(Croisement des asymptotes)

2.8) a) La composante à  $f = 0 \text{ Hz}$  est conservée (multipliée par  $H_0$ ), celle à  $\frac{\omega}{2\pi} \approx 10^4 \text{ Hz}$  également

Les composantes au voisinage de  $\frac{\sqrt{2}}{2\pi} \gg f_c$  sont éliminées: on récupère la modulation



c) Pas de problème si  $m > 1$  !

2.9) A 100 kHz  $G_{dB} = -50 \text{ dB}$  (atténuation)

On en déduit l'échelle: 1 carreau = 20 dB

En BF on a  $G_{dB} \sim 20 \text{ dB} = 20 \log H_0$

$$\Rightarrow H_0 = 10$$

b) en HF,  $\underline{H}(j\omega) \sim \frac{H_0}{(j\frac{\omega}{\omega_c})^n}$

donc  $G_{dB} \sim 20 \log H_0 - 20 n \log \frac{\omega}{\omega_c}$

Or sur la courbe, entre  $2 \cdot 10^4$  Hz et  $2 \cdot 10^5$  Hz, la  $G_{dB}$  décroît de  $5 \times 20$  dB

$\Rightarrow \boxed{n=5}$     Filtre très sélectif!

2.10) a) Sans condensateur, on aurait, avec la composante constante du signal, un courant constant dans le HP : sans intérêt et perte énergétique (+ dégradation par échauffement).

Pour un signal continu, C se comporte comme un interrupteur ouvert, il élimine ce courant.

Autre interprétation:



Filtre passe-haut du 1<sup>er</sup> ordre  $\Rightarrow$  élimine la composante continue

Rq : c'est le principe du mode AC sur l'oscillo.

b) On retire la composante continue:

