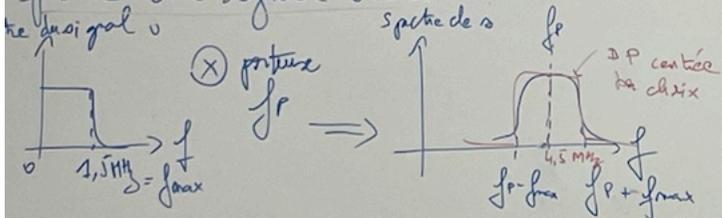


Multiplicat du signal  $\otimes$  porteuse  
 ↳ modulat d'amplitude

Effet translate/déplacement du spectre du signal vidéo



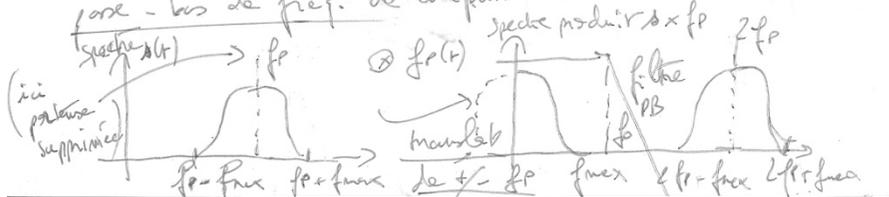
On choisit  $f_p = 4,5 \text{ MHz}$

$$\left. \begin{aligned} f_p + f_{\max} &= 4,5 + 1,5 = 6 \text{ MHz} \\ f_p - f_{\max} &= 4,5 - 1,5 = 3 \text{ MHz} \end{aligned} \right\} \in \text{BP}$$

2) Soit une porteuse d'expression  $p(t) = I \cos(\omega_p t)$ , par multiplicat, on obtient  $s(t) = k p(t) v(t) = k I \cos(\omega_p t) v(t)$

L'égalité des amplitudes de  $s(t)$  et  $v(t)$  est obtenue pour  $kI = 1 \Rightarrow I = \frac{1}{k} = 10 \text{ V}$

3) La démultiplex synchrone permet de retrouver  $v(t)$  : elle consiste à multiplier le signal  $s(t)$  par la porteuse  $p(t)$  (en phase exacte) et à appliquer ensuite un filtre passe-bas de fréq. de coupure bien choisie.



Soit  $f_0$  la fréq. de coupure de filtre, il faut avoir  $f_{\max} < f_0 \ll 2f_p$  (avec  $f_0 \gg f_{\max}$  d'ailleurs)

↳ Sans approximation  $f_0 \ll 2f_p - f_{\max} = 9 - 1,5 = 7,5 \text{ MHz}$

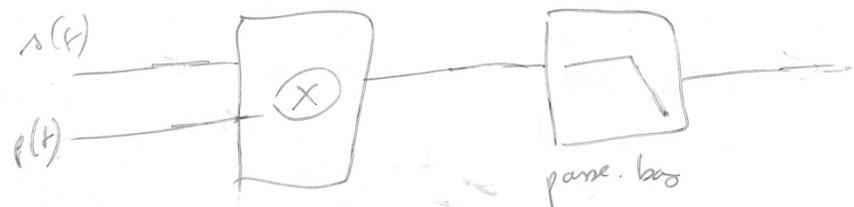
5 - Le signal modulé  $s(t)$  s'exprime par :

$$s(t) = k (I \cos(\omega_p t) v(t) + I \sin(\omega_p t) v(t))$$

- son spectre de fréq. demeure compris entre  $f_p - f_{\max}$  et  $f_p + f_{\max}$  donc il sera correctement transmis



- démultiplex synchrone  $\Rightarrow$  on va préciser !



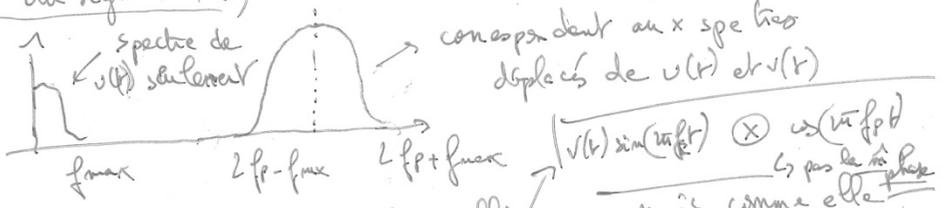
- multiplier  $s(t)$  par  $p(t)$  pour récupérer  $v(t)$

$$r(t) = k's(t) \times p(t) = \underbrace{k'P}_{1} (\cos(2\pi f_p t) v(t) + \sin(2\pi f_p t) v(t)) \times \underbrace{P}_{1} \cos(2\pi f_p t)$$

$$\frac{r(t)}{k'P} = v(t) \cos^2(2\pi f_p t) + v(t) \sin(2\pi f_p t) \cos(2\pi f_p t)$$

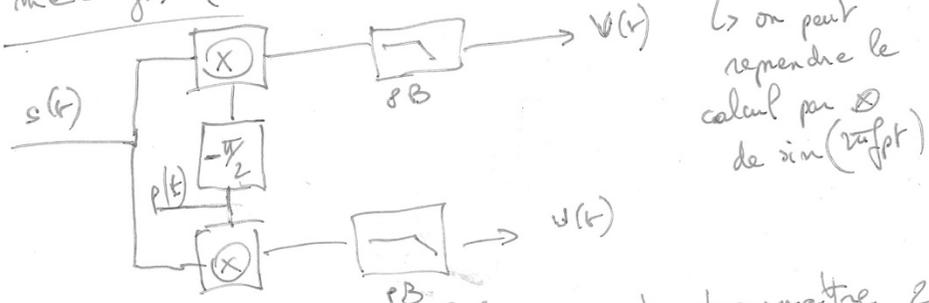
$$L\left(\frac{r(t)}{k'P}\right) = v(t) \left( \underbrace{1}_{\substack{\uparrow \text{freq } f \\ \text{de } v(t)}} + \underbrace{\cos[2\pi(2f_p)t]}_{\substack{\uparrow \text{freq } 2f_p - f \\ 2f_p + f}} + v(t) \sin[2\pi(2f_p)t] \right)$$

avec  $k'P = k'P$   
( $k'=1$ )  
Spectre du signal  $r(t)$



la démodulation synchrone est très efficace, mais comme elle est sensible à la phase, le signal en quadrature ne sera pas démodulé et récupéré!  
→ la démodulation sera synchrone (ni freq et ni phase)

Pour récupérer  $v(t)$ , il faudra  $\otimes$  le signal modulé par  $\sin(2\pi f_p t)$  !  
des deux signaux ne seront pas mélangés (car sensibilité à la phase) et récupérés à part



→ on peut reprendre le calcul par  $\otimes$  de  $\sin(2\pi f_p t)$

6- Sur le même canal de fréq, on peut transmettre 2 signaux simultanément → on utilise mieux l'espace de fréq. dispos

Reprise du calcul avec démodulation par  $p'(t) = \sin(2\pi f_p t)$

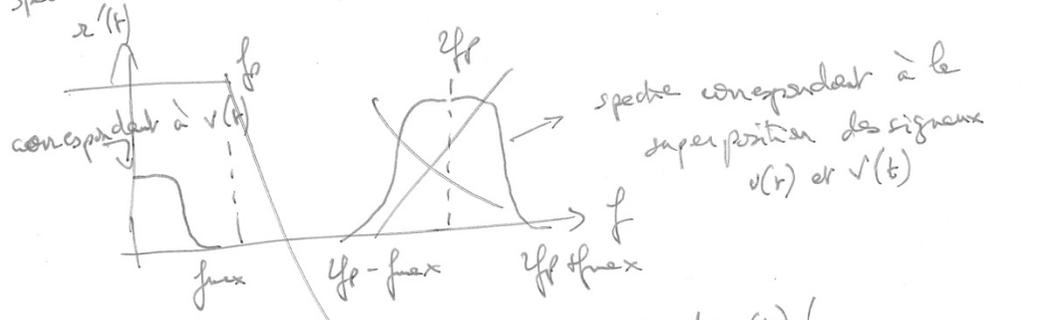
si  $r(t) = k' \sin(2\pi f_p t) = k' \cos(2\pi f_p t - \pi/2)$  → porteuse initiale déphasée

$r'(t) = k'r(t) \times p'(t)$  avec  $k'=k$  et  $k'P = k'P = 1$

$$r'(t) = v(t) \cos(2\pi f_p t) \times \sin(2\pi f_p t) + v(t) \sin(2\pi f_p t)$$

$$L(r'(t)) = v(t) \sin(2\pi(2f_p)t) + v(t) (1 - \cos(2\pi(2f_p)t))$$

signal centré en  $2f_p$   $f \in [0; f_{max}]$   
signal centré en  $2f_p$   $f \in [2f_p - f_{max}; 2f_p + f_{max}]$   
signal centré en  $2f_p$   $f \in [2f_p - f_{max}; 2f_p + f_{max}]$



→ on récupère ainsi  $v(t)$  en supprimant  $v(t)$  !

Ex 2 : Modulation FM

1.  $u_2(t) \rightarrow$  signal modulant et  $v_2(t) \rightarrow$  signal modulé  
 On retrouve l'opération non-linéaire de  $\otimes$  à laquelle est ajoutée l'opération "DP".

2.  $w(t) = V_0 \cos(\omega_p t + m \cos \omega_m t)$

avec  $\cos(a+b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$

$w(t) = V_0 \cos \omega_p t \cos(m \cos \omega_m t) - V_0 \sin \omega_p t \sin(m \cos \omega_m t)$

avec  $m \ll 1 \rightarrow \cos(m \cos \omega_m t) \approx 1$   
 $\rightarrow \sin(m \cos \omega_m t) \approx m \cos \omega_m t$  } ordre 1

donc  $w(t) \approx V_0 \cos \omega_p t - V_0 m \cos \omega_m t \sin \omega_p t$

Par identification  $\rightarrow f(t) = -V_0 m \cos \omega_m t$

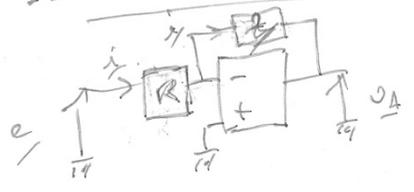
3.  $s(t) = s_1 + v_2 = k u_1 v_2' + v_2 = k V_m \cos(\omega_m t) V_0 \cos \omega_p t + V_0 \cos \omega_p t$   
 $s(t) = w(t) \Leftrightarrow \frac{k V_m \cos(\omega_m t) V_0 \cos \omega_p t}{m} = -V_0 m \cos \omega_m t \sin \omega_p t$

$\Rightarrow v_2' = -V_0 \sin \omega_p t = V_0 \cos(\omega_p t + \frac{\pi}{2})$

La DP est un déphasage qui ajoute un déphasage de  $+\frac{\pi}{2}$  à  $v_2(t)$ .

Ex 3 : Mesures d'impédance par détection synchrone

1. Convertisseur courant/tension



$i_r = i = 0$  (AI idéal) en régime linéaire (réseau  $\ominus$ )  $\Rightarrow v_+ = v_- = 0$   
 $i = \hat{i} \Rightarrow \frac{e - v_+}{R} = \frac{v_- - v_A}{R} = \hat{i}$

$\frac{e}{R} = -\frac{v_A}{R} = \hat{i}$

$\underline{v_A} = -\frac{Z}{R} \underline{i} = -\frac{Z}{R} \underline{e}$

↳ convertisseur courant/tension

- 2. Il faut calculer des valeurs moyennes, soit 2 méthodes
- passer en réel
- noter en complexe et utiliser  $\langle \underline{v} \underline{i} \rangle = \frac{1}{2} \text{Re}(\underline{v} \underline{i}^*)$

Valeur moyenne :  $\langle v_A(t) e(t) \rangle$  : sans déphasage, introduit

$\underline{v_A} = -\frac{Z}{R} \underline{e} = -\frac{ZE}{R} e^{j\varphi} e^{j\omega t} = -\frac{ZE}{R} e^{j(\omega t + \varphi)}$

$v_A(t) = -\frac{ZE}{R} \cos(\omega t + \varphi)$

$e(t) = E \cos \omega t$

$\langle v_A e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{ZE^2}{R} \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) dt$

$\cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} [\cos 2\omega t + \cos \varphi]$

$\langle v_A e \rangle = -\frac{ZE^2}{2R} \cos \varphi = \frac{-\frac{E^2}{2R} Z \cos \varphi}{\text{Re}(\underline{Z})}$

Sans déphasage, on obtient la partie réelle de  $\underline{Z}$

Avec déphasage de  $(+\frac{\pi}{2})$  :  $\underline{v_A} = -\frac{ZE}{R} e^{j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} = -\frac{ZE}{R} j e^{j\omega t}$

$v_A(t) = -\frac{ZE}{R} \cos(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}) = +\frac{ZE}{R} \sin(\omega t + \varphi)$

$\sin(\omega t + \varphi) \cos \omega t = \frac{1}{2} [\sin(2\omega t + \varphi) + \sin \varphi]$

$\langle v_A e \rangle = \frac{E^2}{2R} \frac{Z \sin \varphi}{\text{Im}(\underline{Z})}$

Re( $\frac{\pi}{2}$ )  $\hookrightarrow -\frac{E^2}{R} Z \sin \varphi$

Pour aller plus loin

Sujet 1 – Mesure de la fréquence Doppler et radar

**C. Généralité sur les ondes électromagnétiques**

C.1. On a :  $\lambda = c/f$  AN :  $\lambda = 0,30 \text{ m}$  il s'agit du domaine des micro-ondes.  
(frontière entre les ondes radio et les micro-ondes)

C.2. Dans le vide : Équations de :

Maxwell-Gauss (MG)  $\text{div}(\vec{E})=0$     Maxwell-Faraday (MFa)  $\text{rot}(\vec{E})=-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$   
Maxwell-Flux (MF1)  $\text{div}(\vec{B})=0$     Maxwell-Ampère (MA)  $\text{rot}(\vec{B})=\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$

C.3. D'après l'équation de Maxwell-Faraday :  $\text{rot}(\vec{E})=-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$

$$\text{rot} \text{rot}(\vec{E}) = \text{grad}(\text{div}(\vec{E})) - \Delta \vec{E} = -\frac{\partial \text{rot} \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad \text{d'après (MA)}$$

or d'après (MG)  $\text{div}(\vec{E})=0$  donc  $\Delta \vec{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0$

Pour le champ  $\vec{B}$  on procède de même en partant de (MA), on applique le

rotationnel, on utilise (MFa) et (MF1) et on obtient :  $\Delta \vec{B} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} = 0$

C.4. On a  $\Delta \vec{E} = -k^2 \vec{E}$  et  $\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\omega^2 \vec{E}$  donc d'après C3 :  $k^2 = \mu_0 \epsilon_0 \omega^2$

or  $\mu_0 \epsilon_0 c^2 = 1$  donc  $\omega^2 = c^2 k^2$

C.5. Relation de structure d'une onde plane électromagnétique dans le vide se propageant selon  $+\vec{e}_z$  :  $\vec{B} = \frac{\vec{e}_z \wedge \vec{E}}{c}$  donc  $\vec{B}_i = \frac{E_{0i}}{c} e^{j(\omega t - kz)} \vec{e}_y$

C.6. On a :  $\langle \vec{\Pi} \rangle = \frac{1}{2\mu_0} \Re(\vec{E} \wedge \vec{B}^*)$  donc  $\langle \vec{\Pi} \rangle = \frac{E_{0i}^2}{2c\mu_0} \vec{e}_z$

Cette valeur représente la puissance moyenne surfacique rayonnée par l'onde.

C.7. La conductivité  $\gamma$  d'un conducteur parfait est infinie. Or d'après la loi d'Ohm locale  $\vec{j} = \gamma \vec{E}$ . Or  $\vec{j}$  ne pouvant être infini, on a donc nécessairement  $\vec{E} = \vec{0}$  pour  $z > 0$  (à l'intérieur du conducteur parfait).

C.8. La continuité de la composante tangentielle du champ électrique à l'interface impose :  $\vec{E}(z=0^-) \cdot \vec{e}_x = \vec{E}(z=0^+) \cdot \vec{e}_x = 0$  or  $\vec{E}_i(z=0^-) = E_{0i} e^{j\omega t} \vec{e}_x \neq \vec{0}$  il y a donc nécessairement une onde réfléchie telle que  $\vec{E}_r(z=0) \cdot \vec{e}_x + \vec{E}_i(z=0) \cdot \vec{e}_x = 0$  ceci à tout instant. Cette onde réfléchie a donc nécessairement la même fréquence que l'onde incidente.

C.9. La relation de passage implique que la composante du champ réfléchi selon  $\vec{e}_y$  est nulle et le fait que cette onde plane électromagnétique se propage dans le vide selon  $-\vec{e}_z$  implique que sa composante selon  $\vec{e}_z$  est nulle. Cette onde est donc de la forme  $\vec{E}_r = E_{0r} e^{j(\omega t + kz)} \vec{e}_x$   
La relation de passage en  $z = 0$  donne :  $E_{0i} e^{j\omega t} + E_{0r} e^{j\omega t} = 0$  donc  $E_{0r} = -E_{0i}$   
Ainsi :  $\vec{E}_r = -E_{0i} e^{j(\omega t + kz)} \vec{e}_x$

### D. Effet Doppler

D.1. Exemple illustrant l'effet Doppler : La hauteur du son perçu provenant d'une ambulance en mouvement n'est pas la même lorsque le véhicule vient vers nous que lorsqu'il s'éloigne de nous.

D.2. Champ incident au niveau de la voiture :  $E_i(t) = E_{0i} e^{j\omega(t-z'/c)}$  or  $z' = d_0 - vt$  donc  $E_i(t) = E_{0i} e^{j\omega[(1+v/c)t - d_0/c]}$

D.3. On peut noter :  $E_i(t) = E_{0i} e^{j\omega'(t-t')}$  avec  $\omega' = \omega(1+v/c)$   
En divisant par  $2\pi$  on obtient une fréquence apparente :  $f' = f(1+v/c)$

D.4. On a :  $f_r = \frac{f'}{1-v/c} = f \frac{1+v/c}{1-v/c}$  pour  $v/c \ll 1$  on a :  
 $f_r \approx f(1+v/c)(1+v/c)$  soit  $f_r \approx f(1+2v/c)$  à l'ordre 1 en  $v/c$ .

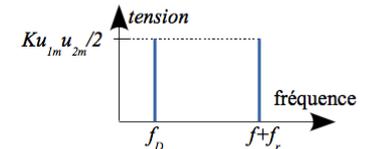
D.5. Pour une voiture roulant à 90 km/h on a  $v/c = (90/3,6)/3.10^8 = 8,310^{-8}$ .  
 $f$  et  $f_r$  sont donc très proches. Il sera donc très difficile de mesure  $f_D$  directement (il faudrait une mesure de  $f$ , avec 7 chiffres significatifs).

### E. Mesure de la fréquence Doppler

E.1. On a :  $u_{s1}(t) = K u_1(t) u_2(t) = K u_{1m} \cos(\omega_1 t) u_{2m} \cos(\omega_2 t + \varphi)$   
donc :  $u_{s1}(t) = \frac{K u_{1m} u_{2m}}{2} (\cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] + \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi])$

E.2. Le spectre de  $u_{s1}(t)$  aura donc deux composantes :

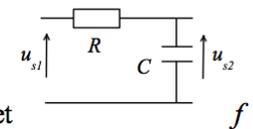
- une à la fréquence :  $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2\pi} = f + f_r$   
- une autre à une fréquence :  $\frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} = f_r - f = f_D$



E.3. Pour récupérer la composante de plus basse fréquence il faut un filtre passe bas.

E.4. On peut réaliser un filtre RC :

Pour une vitesse de 30 m/s  $f_D = \frac{2vf}{c} \approx 200$  Hz

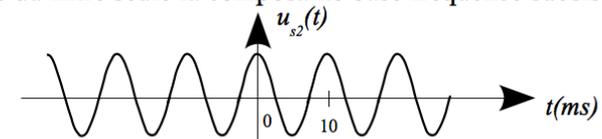


On souhaite une fréquence de coupure entre  $f_D = 200$  Hz et  $f = 1$  GHz. On peut prendre  $f \approx 1$  kHz. Or  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

Pour réaliser le filtre on peut prendre  $R = 10$  kΩ et alors  $C = \frac{1}{2\pi R f_c}$  soit  $C \approx 16$  nF.

E.5. Cette courbe est la combinaison d'oscillations lentes à la fréquence  $1/10$  ms = 100 Hz correspondant à  $f_D$  et d'oscillations rapides à la fréquence :  $1/(10^{-9}/2) = 2$  GHz correspondant à  $f + f_r$  ( $f = 1$  GHz et  $f \approx f_r$ ). Ceci correspond bien au signal attendu en sortie du multiplieur.

D.6. En sortie du filtre seule la composante base fréquence subsiste :



E.7. On a vu en E.5 que  $f_D = 100$  Hz. Or  $f_D = \frac{2vf}{c}$  donc  $v = \frac{f_D}{2f} c$

AN :  $v = 15 \text{ m.s}^{-1} = 54 \text{ km.h}^{-1}$

### F. Le radar FMCW

F.1. On a  $\varphi(t) = 2\pi \left( f_0 t + \frac{B}{2T} t^2 \right)$  et  $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$  donc  $f(t) = f_0 + \frac{B}{T} t$   
pour  $0 < t < T$ .

F.2. Ordonnée à l'origine :  $f_0 = 100$  MHz

Période de répétition :  $T = 1,0 \text{ ms}$

Pente :  $(600-100) \text{ Hz} / 1 \text{ ms}$  donc  $B = 500 \text{ MHz}$

F.3. Pour faire l'aller-retour l'onde met un temps :  $\Delta t = 2d_0/c$

La fréquence de l'onde reçue vérifie  $f_r(t) = f_0 + \frac{B}{T}(t - \Delta t)$

donc  $f_m = f - f_r = \frac{B}{T} \Delta t = \frac{B}{T} \frac{2d_0}{c}$  donc  $d_0 = \frac{f_m T c}{2B}$

Par lecture graphique  $f_m \approx 150 \text{ MHz}$  AN :  $d_0 = 45 \text{ km}$

F.4. En ne prenant en compte que l'incertitude de  $f_m$  on a (formule de propagation des incertitudes dans un cas très simple) :  $\frac{U(d_0)}{d_0} = \frac{U(f_m)}{f_m}$

soit  $U(f_m) = \frac{2B}{Tc} U(d_0)$  AN :  $U(f_m) = 3,3 \text{ kHz}$

Pour obtenir une telle précision alors que les fréquences sont de l'ordre de 500 MHz il faudra nécessairement utiliser la méthode de la partie E.

F.5. Il pourrait y avoir ambiguïté dans la mesure si le retard était plus grand que la période  $T$ . La distance maximale mesurable vérifie  $T = 2d_{\max}/c$  soit

$d_{\max} = cT/2$  AN :  $d_{\max} = 150 \text{ km}$

Distance de rayon d'action correcte pour un bateau ou un avion.

F.6. L'écarte de fréquence devient :

$$f_m = f(t) - [f(t - \Delta t) + f_D] = \frac{B}{T} \frac{2d_0}{c} - \frac{2vf}{c}$$

$f_m$  dépend alors de deux inconnues, il n'est donc pas possible de trouver à la fois la vitesse et la distance. (Une cible qui se rapproche produit le même écho qu'une cible immobile mais plus lointaine).

F.7. On a  $\Delta f_a = f(t) - [f(t - \Delta t) + f_D] = \frac{B}{T} \frac{2d_0}{c} - f_D = f_m - f_D$

et  $\Delta f_b = f(t) - [f(t - \Delta t) + f_D] = \frac{B'}{T} \frac{2d_0}{c} - f_D = \frac{-B}{T} \frac{2d_0}{c} - f_D = -f_m - f_D$

avec  $B' = -B$  donc  $\Delta f_a - \Delta f_b = 2f_m$  et  $\Delta f_a + \Delta f_b = -2f_D$

F.8. On a  $f_D = \frac{2vf}{c}$  donc  $v = \frac{-c(\Delta f_a + \Delta f_b)/2}{2f}$  AN :  $v = 180 \text{ m.s}^{-1}$

$f_m = \frac{B}{T} \frac{2d_0}{c}$  donc  $d_0 = \frac{cT(\Delta f_a - \Delta f_b)/2}{2B}$  AN :  $d_0 = 3,00 \text{ km}$

## Sujet 2 – Altimètre d'avion

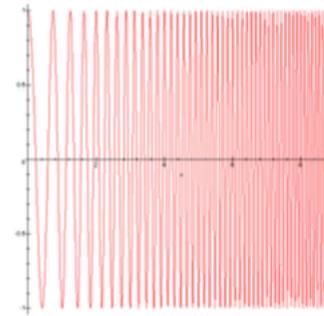
18.  $f_s(t) = f_0 + \frac{\delta f}{t_0} t$  avec  $t < t_0$

19.  $\theta(t) = 2\pi \int_0^t f_s(t') dt' = 2\pi \int_0^t (f_0 + \frac{\delta f}{t_0} t') dt' = 2\pi (f_0 t + \frac{\delta f}{2t_0} t^2)$

soit  $\theta(t) = \omega_0 t + \omega_0 \omega_1 t^2$

et  $s(t) = A \cos(\omega_0 t + \omega_0 \omega_1 t^2)$

avec les valeurs numériques proposées  $s(t) = A \cos [2\pi 10^{10} (t + \frac{t^2}{2})]$  d'où l'allure de la courbe (échelle non respectée)



20.  $\tau$  est le temps que met le signal à faire l'aller retour donc  $\tau = 2z/c$ , le coefficient  $a$  correspond à l'atténuation liée à la propagation dans l'atmosphère.

AN :  $\tau = 2 \cdot 10^{-5} \text{ s}$  à  $3000 \text{ m}$

21.  $n(t) = ks(t)r(t) = kA^2 a \cos(\omega_0 t + \omega_0 \omega_1 t^2) \cos(\omega_0(t - \tau) + \omega_0 \omega_1(t - \tau)^2)$

$$n(t) = \frac{kA^2 a}{2} [\cos(\omega_0 t + \omega_0 \omega_1 t^2 + \omega_0(t - \tau) + \omega_0 \omega_1(t - \tau)^2) + \cos(\omega_0 t + \omega_0 \omega_1 t^2 - \omega_0(t - \tau) - \omega_0 \omega_1(t - \tau)^2)]$$

$$n(t) = \frac{kA^2 a}{2} [\cos(\omega_o \tau + 2\tau \omega_o \omega_1 t - \omega_o \omega_1 \tau^2) + \cos((2\omega_o - 2\omega_o \omega_1 \tau)t + 2\omega_o \omega_1 t^2 - \omega_o \tau + \omega_o \omega_1 \tau^2)]$$

dans le premier terme on a une fréquence instantanée fixe  $f_1 = \frac{2\tau \omega_o \omega_1}{2\pi} = \frac{\tau \delta f}{t_o}$

Et dans le second une fréquence instantanée variable

$$f_2(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_2}{dt} = \frac{2\omega_o - 2\omega_o \omega_1 \tau + 4\omega_o \omega_1 t}{2\pi} = 2f_0 + \frac{\delta f}{t_o} (t - \tau) = f_2$$

22. Avec  $\delta f \ll f_o$  et  $\tau \ll t_o$ , on peut approximer  $f_1 = \frac{\tau \delta f}{t_o}$  et  $f_2 = 2f_0$ , avec  $f_2 \gg f_1$ . L'information sur z

est contenue dans  $f_1$ , il suffit alors de placer un filtre passe bas pour ne récupérer que  $f_1$ .

23. Avec les valeurs numériques proposées, le filtre recherché doit permettre de couper

$f_2 = 2 \cdot 10^4$  MHz et de conserver  $f_1 \leq 1$  MHz

Filtre 1 : passe bas d'ordre 1,  $\omega_{c1} = 10^3 \text{ rad s}^{-1}$  : fréquence de coupure trop basse

Filtre 2 : avec des valeurs numériques très improbables, passe bas d'ordre 1,  $\omega_{c2} = 10^3 \text{ rad s}^{-1}$  : fréquence de coupure trop basse

Filtre 3 : passe bande,  $\omega_3 = \sqrt{\frac{1}{L_3 C_3}} = 10^3 \text{ rad s}^{-1}$  et  $Q_3 = R_3 \sqrt{\frac{C_3}{L_3}} = 10^3$  : filtre très sélectif,

qui ne peut convenir car la fréquence  $f_1$  n'est pas connue, c'est ce qu'on cherche à mesurer.

Filtre 4 : filtre passe haut d'ordre 2,  $\omega_4 = \sqrt{\frac{1}{L_4 C_4}} = 10^{4,5} = 3,2 \cdot 10^4 \text{ rad s}^{-1}$  et

$Q_4 = \frac{1}{R_4} \sqrt{\frac{L_4}{C_4}} = 10^{1,5} = 32$  ne convient pas du tout

Filtre 5 : filtre passe bas d'ordre 2,  $\omega_5 = \frac{1}{R_5 C_5} = 10^3 \text{ rad s}^{-1}$  et  $Q_5 = 1/3$  : la fréquence de

coupeure est trop basse

Filtre 6 : filtre passe bas d'ordre 2  $\omega_6 = \frac{1}{R_6 \sqrt{C_{61} C_{62}}} = 10^8 \text{ rad s}^{-1}$  et  $Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2} = 0,2$  : ce

filtre là convient.