

Corrigé : Partie A : Principes généraux mis en œuvre.

A1.1

On a :  $z = K \cdot T_m$        $D = \frac{T_m \cdot c \cdot F_b}{2 \cdot \delta F} = \frac{T_m \cdot c \cdot F_{bo}}{2 \cdot \delta F}$       Ici  $z = D$  cas du radioaltimètre

$F_b = F_{bo}$  car on effectue un asservissement dans ce but.

$$\Rightarrow z = \frac{T_m \cdot c \cdot F_{bo}}{2 \cdot \delta F} = K \cdot T_m \quad \text{avec } K = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 25 \cdot 10^3}{2 \cdot (4363 - 4240) \cdot 10^6} = 30,48 \cdot 10^3$$

A1.2

$$\frac{[m] \cdot [s^{-1}] \cdot [s^{-1}]}{[s^{-1}]} = [m] \cdot [s^{-1}]$$

A2

h en pieds	z en pieds	z en mètres	$T_m$ en s
29960	30000	9144	0,3
3240,8	3280,8	1000	32,8ms
0	40	12,19	400µs

A3.1

$$\delta F = F_{\max} - F_{\min} = (4363 - 4240) \cdot 10^6 = 123 \text{ MHz}$$

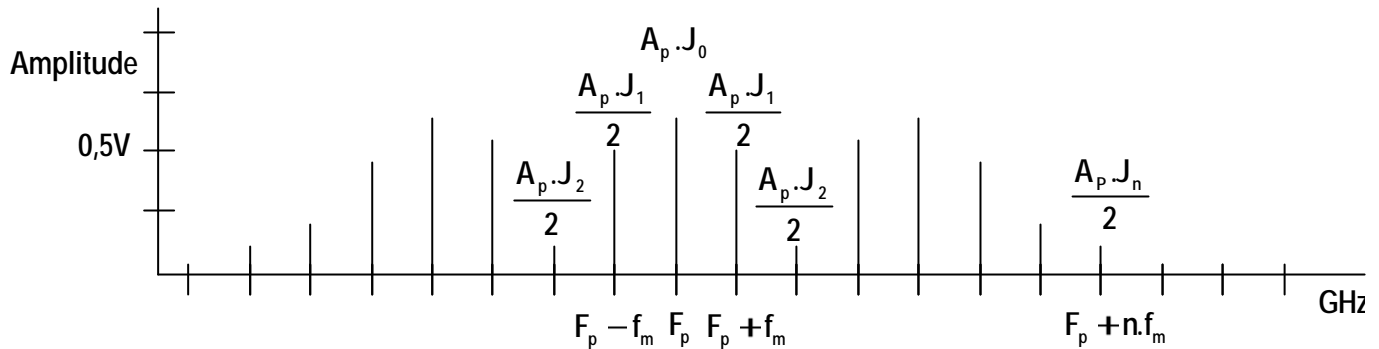
A3.2

$$m = \frac{\delta F}{f_m} = \frac{\text{Excurtion\_en\_fréquence}}{\text{fréquence\_maxi\_du\_modulant}}$$

A3.3

Avec  $m = 5$  le tableau des fonctions de Bessel donne :

$J_0 = 0,18$   $J_1 = 0,33$   $J_2 = 0,05$   $J_3 = 0,36$   $J_4 = 0,39$   $J_5 = 0,26$   $J_6 = 0,13$   $J_7 = 0,05$   
 et  $A_p = 3,16V$ . L'amplitude de la n<sup>ième</sup> raie vaut  $A_p \cdot J_n$  pour la fréquence  $F_p \pm n.f_m$  avec  
 $F_p = 4.4GHz$ .



#### A3.4

$$P_e = \frac{U_{\text{eff}}^2}{Z_{\text{antenne}}} = \frac{1}{50} \cdot \left(\frac{A_p}{\sqrt{2}}\right)^2 [J_0^2 + 2 \cdot (J_1^2 + J_2^2 + \dots + J_n^2)] = \frac{1}{50} \cdot \left(\frac{A_p}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot 1 \quad \text{Grâce aux}$$

propriétés des  $J_n$ .

$$P_e = \left(\frac{3.16}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{50} = 100 \text{ mW} : \text{La puissance émise en FM est constante quel que soit l'indice de modulation } m, \text{ donc quel que soit le signal modulant.}$$

#### A3.5

$$B_{\text{CARSON}} = 2 \cdot (\Delta F + f_m) \quad \text{et} \quad f_m = \frac{\Delta F}{m}$$

$$B_{\text{CARSON}} = 2 \cdot \left(123 + \frac{123}{5}\right) \cdot 10^6 \text{ Hz} = 295 \text{ MHz}$$

#### A4.1

On a :  $\text{Cos } a \cdot \text{Cos } b = \frac{1}{2} [\text{Cos}(a + b) + \text{Cos}(a - b)]$

Le multiplieur effectue le produit de l'onde reçue  $A_e \text{Cos}(2\pi F_R t)$  et du signal provenant de l'oscillateur local  $A_r \text{Cos}(2\pi F_r t)$  (qui correspond à l'onde émise)

$$K_M A_e \text{Cos}(2\pi F_R t) \cdot A_r \text{Cos}(2\pi F_r t) = \frac{K_M A_r A_e}{2} [\text{Cos}(2\pi(F_e + F_r)t) + \text{Cos}(2\pi(F_e - F_r)t)]$$

On récupère par filtrage :  $\frac{K_M A_r A_e}{2} \text{Cos}(2\pi(F_e - F_r)t) = \frac{K_M A_e A_r}{2} \text{Cos}(2\pi F_b t)$

On a  $F_b = |F_e - F_r|$

Le filtre doit être un passe bande de fréquence centrale  $F_{bo}$ .

Bande passante : Largeur de bande utile autour de  $F_{bo}$

#### A4.2

- Typical applications : Frequency down conversion
- $F_e$  et  $F_r$  sont inférieur à 5 GHz (RF input up to 5GHz)
- Fréquence intermédiaire du continu à 1 GHz , or  $F_{bo} = 25$  kHz qui est la fréquence intermédiaire appartient à cette plage.

Donc ce multiplieur peut convenir. (En ne prenant en considération que les caractéristiques fréquentielles)

### Partie B : BILAN DE LIAISON

#### B1.1

On  $P_e =$  Constante et AID = 40 pieds

$$\text{On donne } \frac{P_r}{P_e} = \frac{K}{K_p z^2} \Rightarrow P_e = P_r \cdot \frac{K_p \cdot z^2}{K}$$

$$\text{Pour } z = \text{AID} : P_r = P_{ro} \Rightarrow P_e = P_{ro} \cdot \frac{K_p \cdot \text{AID}^2}{K} \text{ donc } \frac{P_r}{P_{ro}} = \frac{\text{AID}^2}{z^2}$$

Le Gain en puissance G est défini par  $G = 10 \cdot \text{Log} \frac{P_r}{P_{ro}} = 10 \cdot \text{Log} \frac{\text{AID}^2}{z^2} = 20 \cdot \text{Log} \frac{\text{AID}}{z}$

Avec AID = 40 on obtient  $G = 20 \cdot \text{Log} \frac{40}{z}$

#### B1.2

30000 pieds	3276 pieds	40 pieds
-57dB	-38dB	0dB

#### B1.3

Etendue de mesure de 40 à 30000 pieds

Dynamique de gain :  $DyG = G_{max} - G_{min} = 0 - (-57) = 57 \text{ dB}$

B2.1

$$P_r = D_{pr} \cdot S_{eq} \text{ en } W, W/m^2 \text{ et } m^2$$

B2.2

$$K_p = 1 \text{ et } d = z$$

$$\text{On a : } P_r = D_{pr} \cdot S_{eq} \text{ or } S_{eq} = \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi}$$

$$\text{Donc } P_r = D_{pr} \cdot \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \Leftrightarrow P_r = \frac{P_{er}}{4\pi d^2} \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi} \Leftrightarrow P_r = \frac{P_e \cdot G_e}{4\pi z^2} \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4\pi}$$

$$\Leftrightarrow P_r = \frac{G_e G_r \cdot \lambda^2}{16\pi^2 z^2} \cdot P_e \Leftrightarrow \frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{K_p} \frac{G_e G_r \cdot \lambda^2}{16\pi^2 z^2} \text{ avec } K_p = 1$$

On retrouve la formule du dossier de présentation.

B2.3

$$\text{On a : } P_r = \frac{G_e G_r \cdot \lambda^2}{16\pi^2 d^2} \cdot P_e$$

$$10\text{Log}[P_r] = 10\text{Log}\left[\frac{G_e G_r \cdot \lambda^2}{16\pi^2 d^2} \cdot P_e\right]$$

$$\Leftrightarrow P_{rdBm} = P_{edBm} + G_{edBi} + G_{rdBi} + 10\text{Log}\left[\frac{\lambda^2}{16\pi^2 d^2}\right]$$

$$\Leftrightarrow P_{rdBm} = 10\text{Log}\frac{P_e}{1\text{mW}} + G_{edBi} + G_{rdBi} + 20\text{Log}\left[\frac{\lambda}{4\pi z}\right]$$

$$P_e = 0,1W \text{ et } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4,4 \cdot 10^9} = 0,0682 \text{ et } z = 9144m$$

$$\Leftrightarrow P_{rdBm} = 10\text{Log}\frac{0,1}{0,001} + 21\text{dBi} + 21\text{dBi} + 20\text{Log}\left[\frac{0,0682}{4\pi \cdot 9144}\right]$$

$$\Leftrightarrow P_{rdBm} = 20\text{dB} + 21\text{dBi} + 21\text{dBi} - 124,5\text{dB} = -62,5\text{dBm}$$

$$\Rightarrow P_r = 1\text{mW} \cdot 10^{\frac{-62,5\text{dB}}{10}} = 558\text{pW}$$

B2.4 A 40 pieds c'est à dire 12,19m  $20\text{Log}\left[\frac{\lambda}{4\pi z}\right] = 20\text{Log}\left[\frac{0,0682}{4\pi \cdot 12,19}\right] = -67\text{dB}$

$$\Rightarrow P_{rdBm} = 20\text{dB} + 21\text{dBi} + 21\text{dBi} - 67\text{dB} = -5\text{dBm} \Rightarrow P_r = 1\text{mW} \cdot 10^{\frac{-5\text{dB}}{10}} = 314\mu\text{W}$$

B2.5

$$\text{A } 30000 \text{ pieds } P_r = 558\text{pW} \Rightarrow V_{\text{reff}} = \sqrt{P_r \cdot 50} = 167\mu\text{V}$$

$$\text{A } 40 \text{ pieds } P_r = 314\mu\text{W} \Rightarrow V_{\text{reff}} = \sqrt{P_r \cdot 50} = 125\text{mV}$$

## Partie C : Amplificateur à gain variable

C1.1

Résolution :  $\frac{1}{2^n}$  avec un convertisseur 8 bits :  $\frac{1}{2^8}$

$$\text{Quantum } q = \frac{V_{\text{REF}}}{2^n} = \frac{1}{2^8} = 3,9\text{mV}$$

C1.2

MA1/1 : Convertisseur Courant/Tension.

La tension de sortie est proportionnelle au courant qui traverse la 10K en série avec R26

$$V_o = -I_{\text{OUT}} (10\text{k}\Omega + R26)$$

C1.3

Le circuit AD7524 est câblé comme sur la figure 4 du document technique DT7.  
Sans effectuer aucun calcul la table I donne :

$$V_{\text{OUT}} = -V_{\text{REF}} \cdot \frac{N_{\text{G\#}}}{256} \Rightarrow V_o = -V_{\text{ref}} \cdot \frac{N_{\text{G\#}}}{256} \Rightarrow \left| \frac{V_o}{V_{\text{REF}}} \right| = \frac{N_{\text{G\#}}}{256} \Rightarrow \text{GAIN1} = 20 \cdot \text{Log} \frac{N_{\text{G\#}}}{256}$$

C1.4

$$N_{\text{G\#}} = 1 \Rightarrow \text{GAIN1} = 20 \cdot \text{Log} \frac{1}{256} = -48\text{dB}$$

$$N_{\text{G\#}} = 256 \Rightarrow \text{GAIN1} = 20 \cdot \text{Log} \frac{256}{256} = 0\text{dB}$$

C1.5

$$\text{DyG1} = \text{GAIN1max} - \text{GAIN1min} = 0 - (-48) = 48\text{dB}$$

C1.6

$$\text{A } 25\text{kHz} : C_{10} \text{ présente une impédance } Z_{10} = \frac{1}{C_{10} \cdot \omega} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3} = 636\Omega$$

$$C_{13} \text{ présente une impédance } Z_{13} = \frac{1}{C_{13} \cdot \omega} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-9} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3} = 63\Omega$$

$-G_8 = 0 \Rightarrow Q_3 \text{ bloqué} \Rightarrow R32 \text{ n'intervient pas dans le calcul.}$

$$V_+ = \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega + 636\Omega} \cdot V_o \cong V_o \text{ et } V_- = \frac{51,1\text{k}\Omega}{51,1\text{k}\Omega + 51,1\text{k}\Omega} \cdot V_s = \frac{V_s}{2} \text{ Donc } V_+ = V_- \Rightarrow \frac{V_s}{V_o} = 2$$

$$\text{GAIN2} = 20 \cdot \text{Log} 2 = 6\text{dB}$$

-  $G_8 = 1 \Rightarrow Q_3 \text{ saturé} \Rightarrow R31 \text{ n'intervient pas dans le calcul.}$

$$V_+ \cong V_0 \text{ et } V_- = \frac{825\Omega + 63\Omega}{825\Omega + 63\Omega + 51,1k\Omega} \cdot V_s = 0,017 \cdot V_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_0} = 58,5$$

$$\text{GAIN2} = 20 \cdot \text{Log}58,5 = 36\text{dB}$$

C1.7

$$\text{DyG2} = \text{GAIN2max} - \text{GAIN2min} = 36 - 6 = 30\text{dB}$$

C1.8

$$\text{DyT} = \text{DyG1} + \text{DyG2} = 48 + 30 = 78\text{dB} : \text{dynamique de gain totale de la structure relative à FS22}$$

C1.9

z en pieds	$G_8$	$G_7$	$G_6$	$G_5$	$G_4$	$G_3$	$G_2$	$G_1$	$G_0$
30000	1	0	0	0	1	1	0	0	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	1
3276	0	0	1	0	1	0	0	0	1

C1.10

$$\begin{aligned} \text{DyP} &= \text{DyT} - \text{Pertes (entre 30000 et 40 pieds)} \\ &= 78 - 57,5 = 20,5\text{dB} \end{aligned}$$

Donc l'amplificateur à gain variable peut compenser 20,5dB de pertes en cas de mauvaises conditions de propagation.

C2.1

$$S_1 = 0 \Rightarrow V_{GS2} = 0V \text{ et } V_{GS1} = 5V \Rightarrow T_2 \text{ bloqué et } T_1 \text{ passant.}$$

$$S_1 = 1 \Rightarrow V_{GS2} = 5V \text{ et } V_{GS1} = 0V \Rightarrow T_2 \text{ passant et } T_1 \text{ bloqué.}$$

C2.2

Dans l'échelle R-2R, les résistances 2R sont parcourues en permanence vers la masse ou la masse virtuelle selon les positions des commutateurs. C'est  $I_1$  qui traverse  $S_1$  qui

$$\text{a la valeur la plus élevée. } I_1 = \frac{V_{ref}}{2R} = \frac{1V}{20k} = 50\mu A < 1mA.$$

$I_2 = \frac{I_1}{2} \dots , I_8 = \frac{I_1}{128}$  sont tous inférieurs à  $I_1 < 50\mu A$  donc les transistors sont tous dans leur zone de fonctionnement ohmique. Le schéma équivalent d'un transistor est une résistance de valeur  $R_{DS}$ .

C2.3

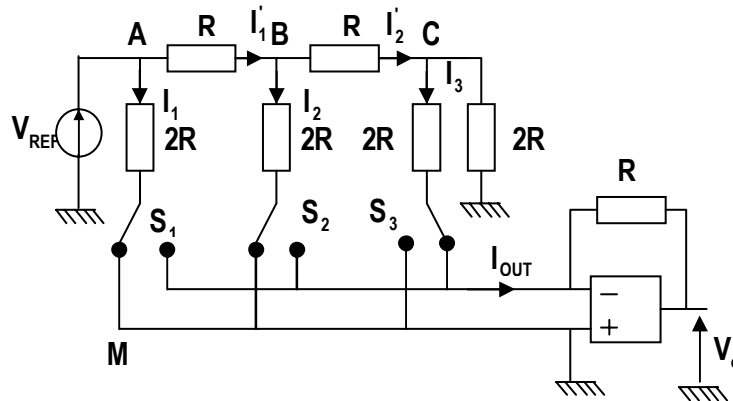
$$\text{Il faudra que } 2R + R_{DS} = 20k\Omega$$

## C2.4

Limitation en rapidité de conversion (Capacités  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$  qq10pF)

Temps d'établissement : settling time 100ns maxi.

## C3.1



$I_{OUT} = S_1 I_1 + S_2 I_2 + S_3 I_3$  avec  $\{S_1, S_2, S_3\}$  prenant les valeurs 0 ou 1.

Quel que soit la valeur binaire de  $\{S_1, S_2, S_3\}$  c'est comme si les résistances  $2R$  étaient

reliés à la masse.  $I_1 = \frac{V_{REF}}{2R}$  et  $I'_1 = I_1$  car  $R$  équivalent vu entre A et M vaut aussi  $2R$ .

$$I_2 = \frac{I_1}{2} \text{ et } I'_2 = I_2 \text{ car } R \text{ équivalent vu entre B et M vaut } 2R.$$

$$I_3 = \frac{I_2}{2} \text{ car } R \text{ équivalent vu entre C et M vaut } 2R.$$

$$\text{Donc } I_{OUT} = S_1 \frac{V_{REF}}{2R} + S_2 \frac{V_{REF}}{4R} + S_3 \frac{V_{REF}}{8R}$$

$$\Rightarrow I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R} \cdot \left[ \frac{S_1}{2} + \frac{S_2}{4} + \frac{S_3}{8} \right]$$

## C3.2

$$\text{On a } V_o = -R \cdot I_{OUT} = -V_{REF} \cdot \left[ \frac{S_1}{2} + \frac{S_2}{4} + \dots + \frac{S_8}{256} \right]$$

$$\Leftrightarrow V_o = -V_{REF} \cdot \left[ \frac{S_1 \cdot 2^7}{256} + \frac{S_2 \cdot 2^6}{256} + \dots + \frac{S_8 \cdot 2^0}{256} \right]$$

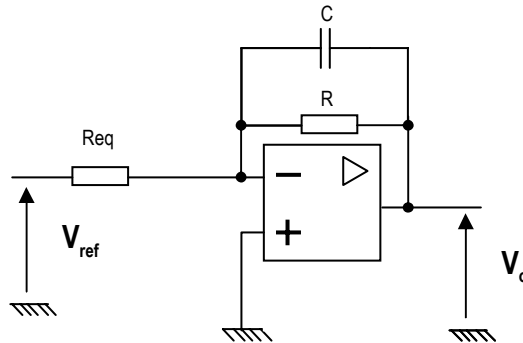
$$\Leftrightarrow V_o = -V_{REF} \cdot \frac{N_{G\#}}{256}$$

C3.4

$R_{eq} = \frac{V_{REF}}{I_{OUT}}$  quelle que soit la position des commutateurs.

Or  $I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R} \cdot \frac{N_{G\#}}{256}$  donc  $R_{eq} = \frac{R \cdot 256}{N_{G\#}}$

C3.5



$$\underline{T}(j\omega) = -\frac{1}{R_{eq}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R} + jC\omega} = \frac{-R}{R_{eq}} \cdot \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$G_{dB} = 20 \cdot \text{Log}[\underline{T}(j\omega)] = 20 \cdot \text{Log}\left[\frac{R}{R_{eq}}\right] + 20 \cdot \text{Log}\left[\frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}\right]$$

$$\text{Arg}[\underline{T}(j\omega)] = \text{Arg}\left[\frac{-R}{R_{eq}}\right] - \text{Arg}[1 + jRC\omega] = 0 - \text{Arc tan}[RC\omega]$$

$R = 10k\Omega$  et  $C = 49pF \Rightarrow f_c = 325kHz$

$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \text{Arg}(T) \rightarrow 0$  et  $G_{dB} \rightarrow 20 \log\left(\frac{R}{R_{eq}}\right)$

$\omega \rightarrow \frac{1}{RC} \Rightarrow \text{Arg}(T) \rightarrow -\frac{\pi}{4}$  et  $G_{dB} \rightarrow 20 \cdot \text{Log}\left[\frac{R}{R_{eq}}\right] - 3dB$

$\omega \rightarrow +\infty \Rightarrow \text{Arg}(T) \rightarrow -\frac{\pi}{2}$  et  $G_{dB} \rightarrow -\infty$

$\omega \rightarrow \frac{10}{RC} \Rightarrow G_{dB} \rightarrow 20 \cdot \text{Log}\left[\frac{R}{R_{eq}}\right] - 20dB$  pente à 20dB/Dec.

Voir DQ27.

C3.6

Ce filtrage passe bas va limiter les oscillations en haute fréquence qui pourraient rendre le système plus instable (FP1, FP2, FP3 forment un système bouclé) et diminuer sa précision.

Partie D : Discriminateur

D1.1

Filtre de RAUCH . On applique le théorème de Millman en A et B

$$\text{En A : } V_A = \left[ \frac{V_{in}}{R_{31}} + \frac{V_1}{Z_C} + \frac{V_B}{Z_C} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{32}} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_C}}$$

$$\text{En B : } V_B = \left[ \frac{V_1}{R_{33}} + \frac{V_A}{Z_C} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{33}} + \frac{1}{Z_C}} = 0 \text{ car } V_+ = V_-$$

$$\text{Donc } V_A = -Z_C \frac{V_1}{R_{33}} \text{ et } V_B = 0$$

L'équation en A devient :

$$\begin{aligned} -Z_C \frac{V_{in}}{R_{33}} &= \left[ \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_1}{Z_C} + 0 \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{32}} + \frac{2}{Z_C}} \\ \Leftrightarrow -V_1 \left[ \frac{1}{Z_C} + \frac{Z_C}{R_{33}} \left( \frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{32}} + \frac{2}{Z_C} \right) \right] &= \frac{V_{in}}{R_{31}} \\ \Leftrightarrow \frac{V_1}{V_{in}} &= -\frac{1}{R_{31}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{Z_C} + \frac{Z_C}{R_{33}} \left( \frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{32}} + \frac{2}{Z_C} \right)} \\ \Leftrightarrow \frac{V_1}{V_{in}} &= -\frac{1}{R_{31}} \cdot \frac{1}{jC\omega + \frac{1}{jR_{33}C\omega} \left( \frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{32}} + 2jC\omega \right)} \\ \Leftrightarrow \frac{V_1}{V_{in}} &= -\frac{R_{33}}{2R_{31}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jR_{33}C\omega}{2} + \frac{1}{2jR_{31}C\omega} + \frac{1}{2jR_{32}C\omega}} \\ \Leftrightarrow \frac{V_1}{V_{in}} &= -\frac{R_{33}}{2R_{31}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left( jR_{33}C\omega + \frac{1}{jC\omega} \cdot \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31}R_{32}} \right)} \end{aligned}$$

$$\text{Qui est de la forme } T(j\omega) = \frac{A_o}{1 + jQ_o \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)}$$

D1.2

On obtient un filtre passe bande du second ordre.

$$\text{On pose : } A_o = \frac{-R_{33}}{2R_{31}} ; \omega_o = \frac{1}{C \sqrt{R_{33} \frac{R_{31}R_{32}}{R_{31} + R_{32}}}} ; Q_o = \frac{1}{2} \sqrt{R_{33} \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31}R_{32}}}$$

### D1.3

Bande passante à -3dB :

$$\text{On cherche } \omega \text{ tel que } 20 \cdot \text{Log} \left| \frac{A_{o1}}{1 + jQ_{o1} \left( \frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right)} \right| = 20 \cdot \text{Log}[A_{o1}] - 3 \text{dB}$$

$$\Leftrightarrow -20 \cdot \text{Log} \sqrt{1 + Q_{o1}^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right)^2} = -3 \text{dB} \Leftrightarrow \sqrt{1 + Q_{o1}^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right)^2} = \sqrt{2}$$

$$\Leftrightarrow 1 = Q_{o1}^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right)^2 \text{ ou } -1 = Q_{o1}^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega} \right)^2$$

$$\Leftrightarrow \omega^2 + \frac{\omega \omega_{o1}}{Q_{o1}} + \omega_{o1}^2 = 0 \Rightarrow \omega = \frac{\omega_{o1}}{2Q_{o1}} \pm \sqrt{\frac{1}{Q_{o1}^2} + 4} \Rightarrow \Delta\omega = \frac{\omega_{o1}}{Q_{o1}}$$

$$\text{D2.1 } A_{o1} = \frac{-R_{33}}{2R_{31}} \Rightarrow R_{33} = -A_o \cdot 2R_{31} \Rightarrow R_{33} = 100 \text{k}\Omega$$

$$Q_{o1} = \frac{1}{2} \sqrt{R_{33} \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31} R_{32}}} \Rightarrow Q_{o1}^2 = \frac{1}{4} R_{33} \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31} R_{32}} \Rightarrow R_{32} \cdot [Q_{o1}^2 R_{31} - \frac{R_{33}}{4}] = \frac{R_{33} R_{31}}{4}$$

$$\Rightarrow R_{32} = \frac{R_{33} R_{31}}{4} \frac{1}{[Q_{o1}^2 R_{31} - \frac{R_{33}}{4}]} = 825 \Omega$$

### D2.2

On effectue simplement l'application numérique :

$$A_{o2} = -1.026 ; f_{o2} = 24,2 \text{kHz} ; Q_{o2} = 5,17$$

### D3.1

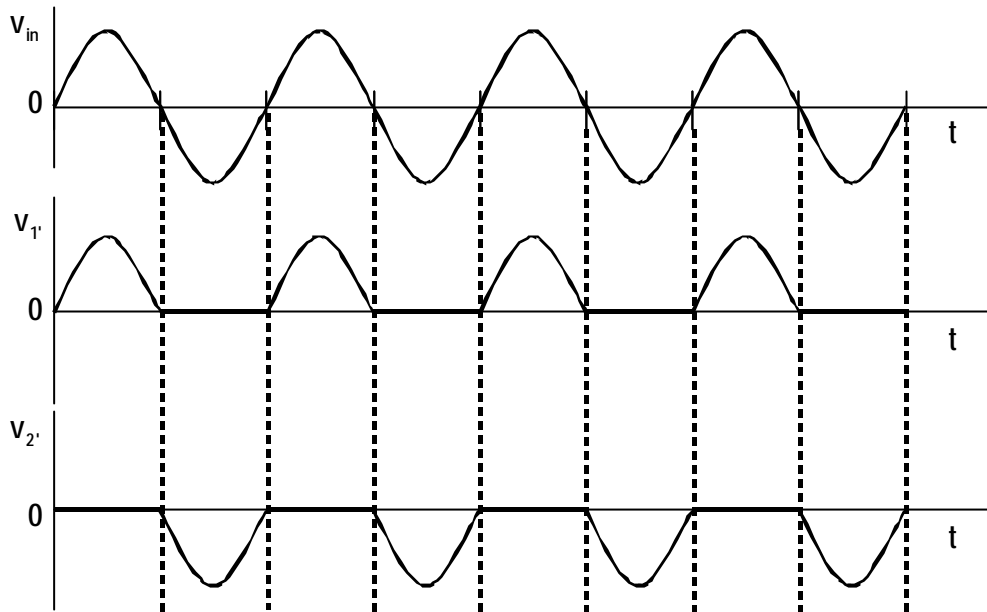
$$V_1[f_{o1}] = \frac{|A_{o1}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{o1} \left( \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o1}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1} = 10,26 \text{V}$$

$$V_2[f_{o1}] = \frac{|A_{o2}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{o2} \left( \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o2}} - \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o1}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1,24} = 8,26 \text{V}$$

$$V_1[f_{o2}] = \frac{|A_{o1}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{o1} \left( \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o1}} - \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o2}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1,27} = 8,06 \text{V}$$

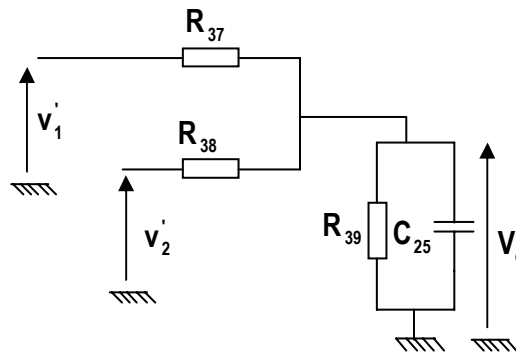
$$V_2[f_{o2}] = \frac{|A_{o2}| \cdot V_{in}}{\left| 1 + jQ_{o2} \left( \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o2}} - \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o2}} \right) \right|} = \frac{1,026 \cdot 10}{1} = 10,26 \text{V}$$

D3.2



D3.3

On connecte  $C_{25}$



On a  $R = R_{37} = R_{38} = R_{39}$

$$V_e(j\omega) = \left[ \frac{v_1'(j\omega)}{R} + \frac{v_2'(j\omega)}{R} \right] \cdot \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R} + jC_{25}\omega}$$

$$V_e(j\omega) = [v_1'(j\omega) + v_2'(j\omega)] \cdot \frac{1}{3 + j\frac{RC_{25}}{3}\omega}$$

D3.4

Cela constitue un filtre passe bas du premier ordre de fréquence de coupure

$$f_c = \frac{3}{2\pi RC_{25}}$$

Si on ne veut récupérer que la composante continue de  $v_1'(j\omega)$  et  $v_2'(j\omega)$  il faut que

$$f_c \ll F_b \Leftrightarrow f_c = \frac{F_b}{10} \Leftrightarrow \frac{3}{2\pi RC_{25}} = \frac{F_b}{10} \Leftrightarrow C_{25} = 20\text{nF}$$

On va récupérer sur  $V_e$  :  $\frac{1}{3}[\langle v_1' \rangle + \langle v_2' \rangle]$

$$\langle v_1' \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_1'(t) dt \text{ avec } T = \frac{1}{F_b}$$

$$\begin{aligned} \langle v_1' \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_1 \cdot \sin(\omega_b t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T 0 dt = F_b \int_0^{\frac{1}{2F_b}} V_1 \cdot \sin(\omega_b t) dt = F_b V_1 \left[ \frac{-\cos(\omega_b t)}{\omega_b} \right]_0^{\frac{1}{2F_b}} \\ &= \frac{V_1}{2\pi} \left[ -\cos\left(\frac{\omega_b}{2F_b}\right) - (-\cos(0)) \right] = \frac{V_1}{2\pi} \left[ -\cos\left(\frac{2\pi}{2}\right) - (-\cos(0)) \right] = \frac{V_1}{\pi} \end{aligned}$$

$$\langle v_2' \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_2'(t) dt \text{ avec } T = \frac{1}{F_b}$$

$$\begin{aligned} \langle v_2' \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} 0 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_2 \cdot \sin(\omega_b t) dt = F_b \int_{\frac{1}{2F_b}}^{\frac{1}{F_b}} V_2 \cdot \sin(\omega_b t) dt = F_b V_2 \left[ \frac{-\cos(\omega_b t)}{\omega_b} \right]_{\frac{1}{2F_b}}^{\frac{1}{F_b}} \\ &= \frac{V_2}{2\pi} \left[ -\cos\left(\frac{\omega_b}{F_b}\right) - (-\cos\left(\frac{\omega_b}{2F_b}\right)) \right] = \frac{V_2}{2\pi} \left[ -\cos(2\pi) - (-\cos(\pi)) \right] = \frac{-V_2}{\pi} \end{aligned}$$

D3.5

$$V_e(F_b) = \frac{1}{3} \left[ \frac{V_1(F_b) - V_2(F_b)}{\pi} \right]$$

D4.1

$$\begin{aligned} V_e(f_{01}) &= \frac{1}{3} \left[ \frac{10,26 - 8,26}{\pi} \right] = 0,21 & \text{et } V_e(f_{02}) &= \frac{1}{3} \left[ \frac{8,06 - 10,26}{\pi} \right] = -0,23 \\ V_e(f_{01}) &= A \cdot f_{01} + B = 0,21 & \text{et } V_e(f_{02}) &= A \cdot f_{02} + B = -0,23 \end{aligned}$$

En résolvant le système on obtient :  $\begin{cases} A \cdot f_{01} + B = +0,21 \\ A \cdot f_{02} + B = -0,23 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} A = 247 \cdot 10^{-6} \\ B = -6,21 \end{cases}$

D4.2

$$\begin{aligned} V_e(F_b) = A \cdot F_b + B &\Leftrightarrow V_e(F_b) = A \cdot \left[ F_b + \frac{B}{A} \right] \Leftrightarrow V_e(F_b) = A \cdot \left[ F_b + \frac{-6,21}{247 \cdot 10^{-6}} \right] \\ &\Leftrightarrow V_e(F_b) = A \cdot [F_b - 25,1 \cdot 10^3] \text{ or } F_{b0} = 25 \text{kHz} \Rightarrow V_e(F_b) = A \cdot [F_b - F_{b0}] \end{aligned}$$

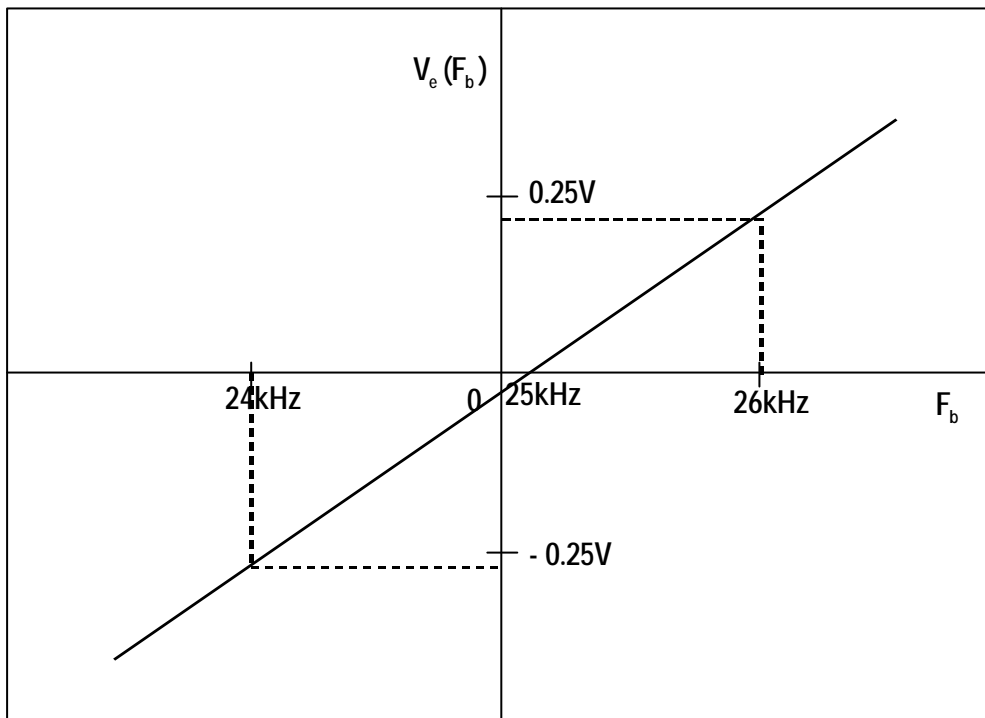
D4.3

$$K = A = 247 \cdot 10^{-6} \quad \text{et } F_{b0} = 25,1 \cdot 10^3 = 25 \text{kHz en théorie.}$$

D4.4

$$\Leftrightarrow V_e(F_b) = 247 \cdot 10^{-6} \cdot [F_b - 25,1 \cdot 10^3]$$

Pour  $F_b = 24\text{kHz} \Rightarrow V_e(F_b) = -0,27\text{V}$  et Pour  $F_b = 26\text{kHz} \Rightarrow V_e(F_b) = 0,22\text{V}$



## Partie E : Synthèse de FP3

### E1.1

JFET canal N : Conduction ( $I_D \neq 0$ )  $0 > V_{GS} > V_{GSoff}$

Blocage ( $I_D = 0$ )  $V_{GS} \leq V_{GSoff}$

JFET canal P : Conduction ( $I_D \neq 0$ )  $V_{GSoff} > V_{GS} > 0$

Blocage ( $I_D = 0$ )  $V_{GS} \geq V_{GSoff}$

### E1.2

### E1.3

E1.4 Voir DQ29

E2.1 Voir DQ30

E2.2  $V_{md} = \delta V + V_0$

On considère que  $V_{ds} = 8V$  quand il atteint son maximum .

$Cal\# = [Msb_{CAL\#} ; Lsb_{CAL\#}]$

On veut  $\delta V = 6,5V$

$\delta V = A \cdot V_{ds} \Rightarrow A = 0.8125$  , A étant l'amplification fonction du mot numérique qui pilote le AD7524 recevant  $V_{ds}$ .

$$A = \frac{\delta V}{V_{ds}} = \frac{Msb_{CAL\#}}{256} \Rightarrow Msb_{CAL\#} = 256 \cdot A = 208 = \%11010000$$

On veut  $V_0 = 1,2V$

$V_0 = A' \cdot V_{ref} \Rightarrow A' = \frac{1.2}{5} = 0,24$  , A' étant l'amplification fonction du mot numérique qui pilote le AD7524 recevant  $V_{ref}$ .

$$A' = \frac{V_0}{V_{ref}} = \frac{Lsb_{CAL\#}}{256} \Rightarrow Lsb_{CAL\#} = 256 \cdot A' = 61,4 = \%00111101$$
$$\Rightarrow Cal\# = \%1101000000 111101$$

### E2.3

Le VTO-8430 permet une modulation de 4300 à 5800 Mhz

La tension de modulation  $\delta V$  va de 1V à 20V.

## Partie F : Traitement numérique.

### F1.1

F1.2 Voir DQ31

### F1.3

R sert à la polarisation de la tension de sortie de l'inverseur CMOS à  $\frac{V_{DD}}{2}$  en moyenne.

C1,C2 permettent de réaliser avec le quartz un circuit sélectif déphaseur de  $180^\circ$  permettant à l'oscillateur de fonctionner. La réactance du quartz est purement inductive .

F2.1

Choix de l'entrée de capture PA2 / IC1

TCTL2 :

0	0	1	1	0	0	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Configure IC1 pour réagir aux fronts montants et descendants.

F2.2

On peut mesurer un intervalle séparant 2 fronts actifs en examinant régulièrement l'état de l'indicateur IC1F associé à l'entrée de capture PA2 : On attend le premier front, on lit la valeur du registre de capture IC1F que l'on mémorise dans une case mémoire. On remet IC1F à 0, on attend le front suivant. On lit la nouvelle valeur et on la soustrait à la précédente. Voir page 10-18 du reference manual.

F2.3

TMSK2 .Les bits PR0 et PR1 sont concernés.

0	0	0	0	0	0	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Le TCNT compte de 0 à  $2^{16} - 1$  : 65536

F2.4 Voir TABLEAU sur DT32.

A 30000 pieds si on ne veut pas dépasser la capacité maximale du compteur il faut une

$$\text{horloge de période minimale } \frac{300\text{ms}}{65536} = 4,57\mu\text{s} \Rightarrow \begin{cases} 8\mu\text{s à } 2\text{MHz} \Rightarrow N_p = 16 \\ 4\mu\text{s à } 1\text{MHz} \Rightarrow N_p = 8 \end{cases}$$

300ms mesuré avec E=2MHz et  $N_p = 16 \Rightarrow 8\mu\text{s}$  par Top d'horloge.

$$\frac{300\text{ms}}{8\mu\text{s}} = 37500 \text{ Tops pour } 30000 \text{ pieds} \Rightarrow \frac{30000}{37500} = 0,8 \text{ pieds/Top ce qui respecte la}$$

spécification fournie par le cahier des charges de  $\pm 1$  pied à 5000 pieds. Donc on est précis à  $\pm 0,8$  pieds puisque l'on est sur de la mesure à  $\pm 1$  Top d'horloge.

F2.5 A 3276 pieds le temps à mesurer est de 32,76 ms.

D'après le tableau sur DT32 :  $500\text{ns} \cdot 65536 = 32,77\text{ms}$ . On peut donc prendre un  $N_p = 1$

Le compteur sera juste à la limite de la saturation, c'est à dire chargé à 65536.

$$\frac{3276\text{pieds}}{65536} = 0,05 \text{ pied/Top d'Horloge. La précision est meilleure.}$$

F2.6 D'après le tableau on peut changer de taux de prédivision à 26210, 13110, 3276

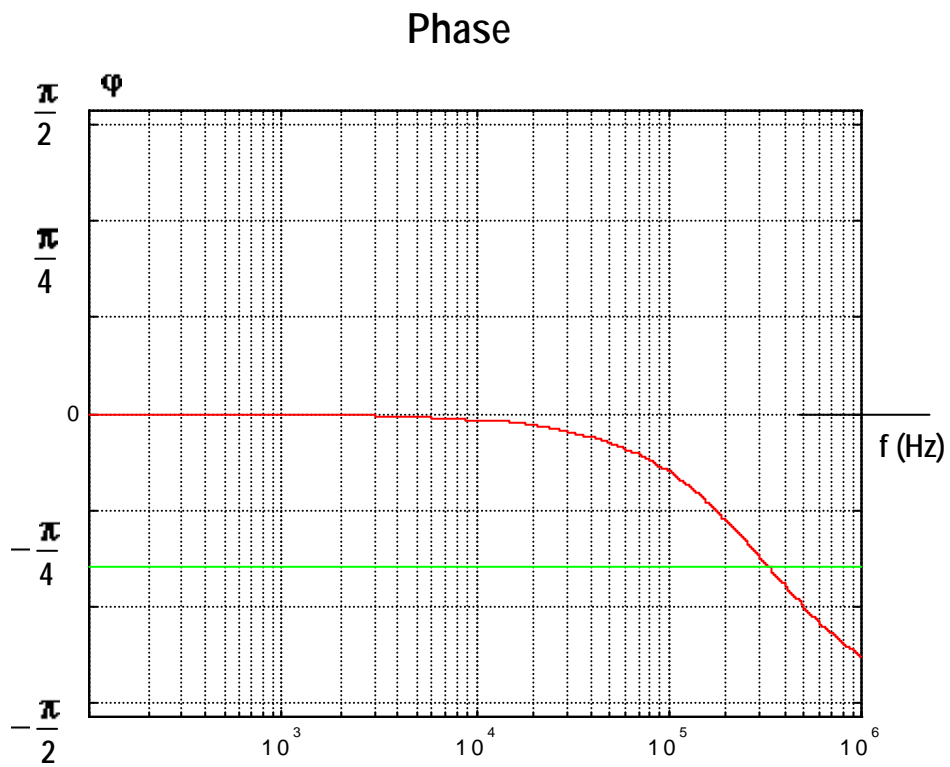
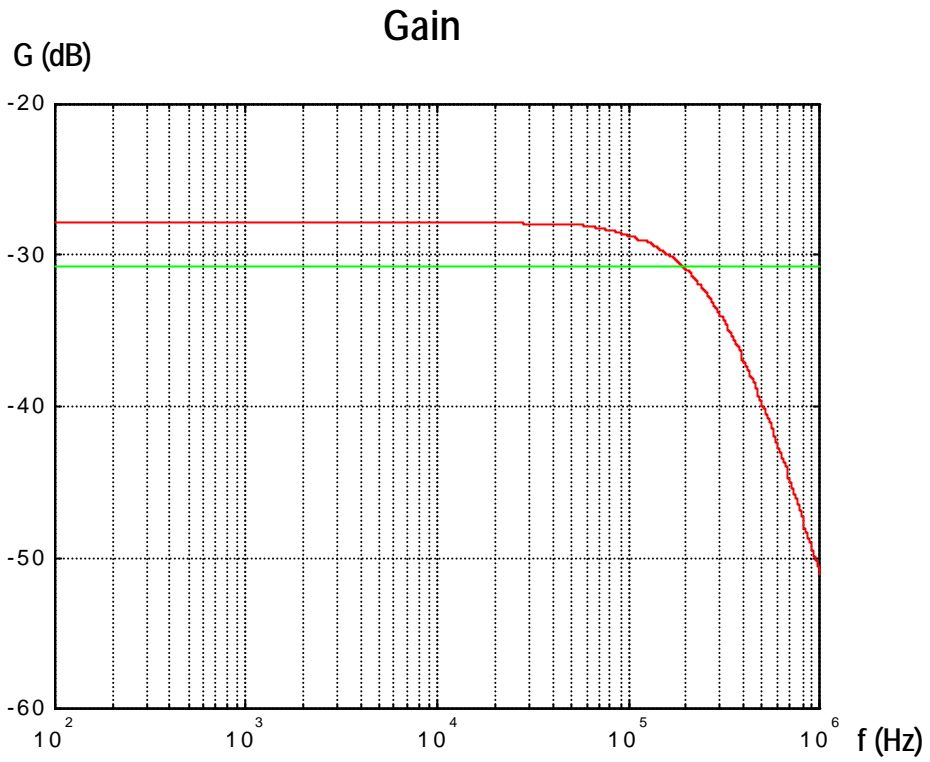
De 30000 à 26210 Précision  $< 0,8$  pieds/Top et  $N_p = 16$

Précision 0,4 pieds/Top à 26210 pieds et  $N_p = 8$

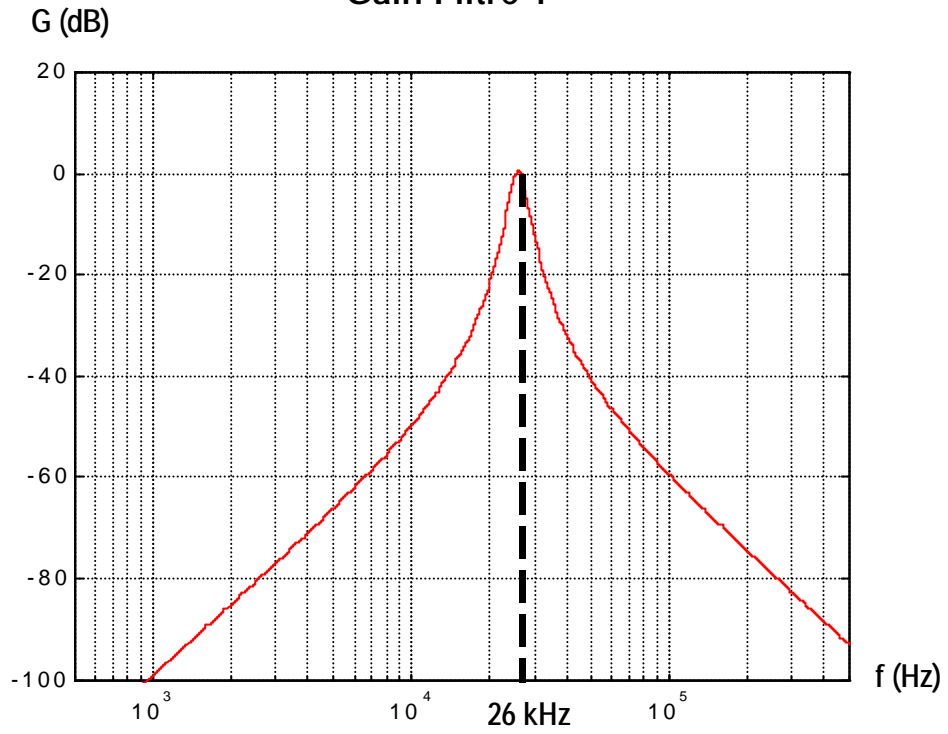
Précision 0,2 pieds/Top à 13110 pieds  $N_p = 4$

Précision 0.05 pieds/Top à 3276 pieds  $N_p = 1$

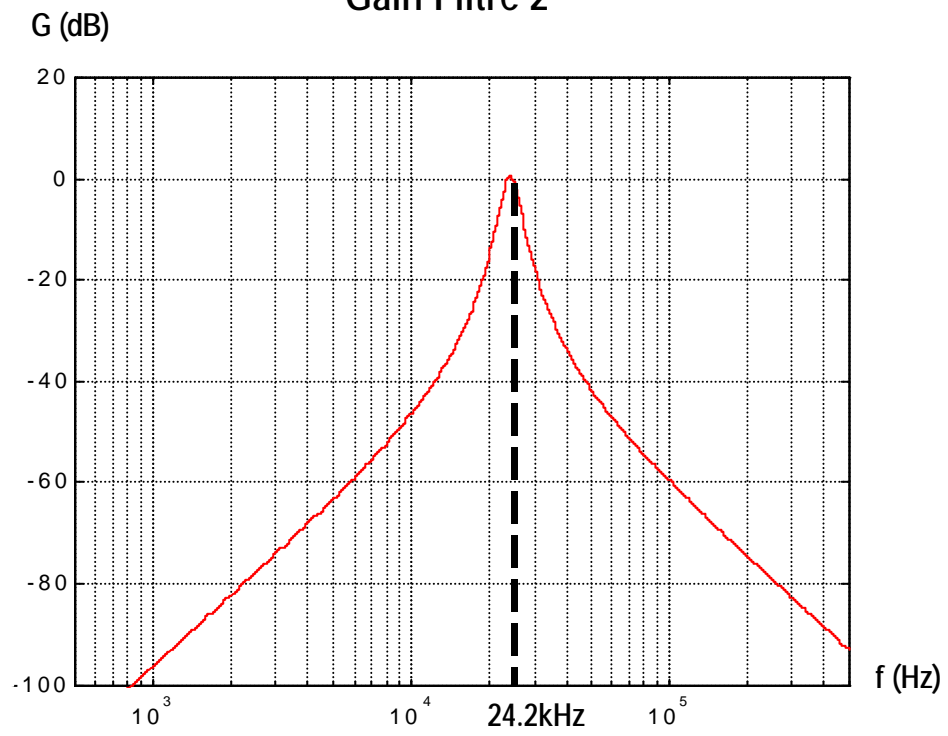
De 3276 à 40 pieds Précision  $> 0,05$  pieds/Top et  $N_p = 1$

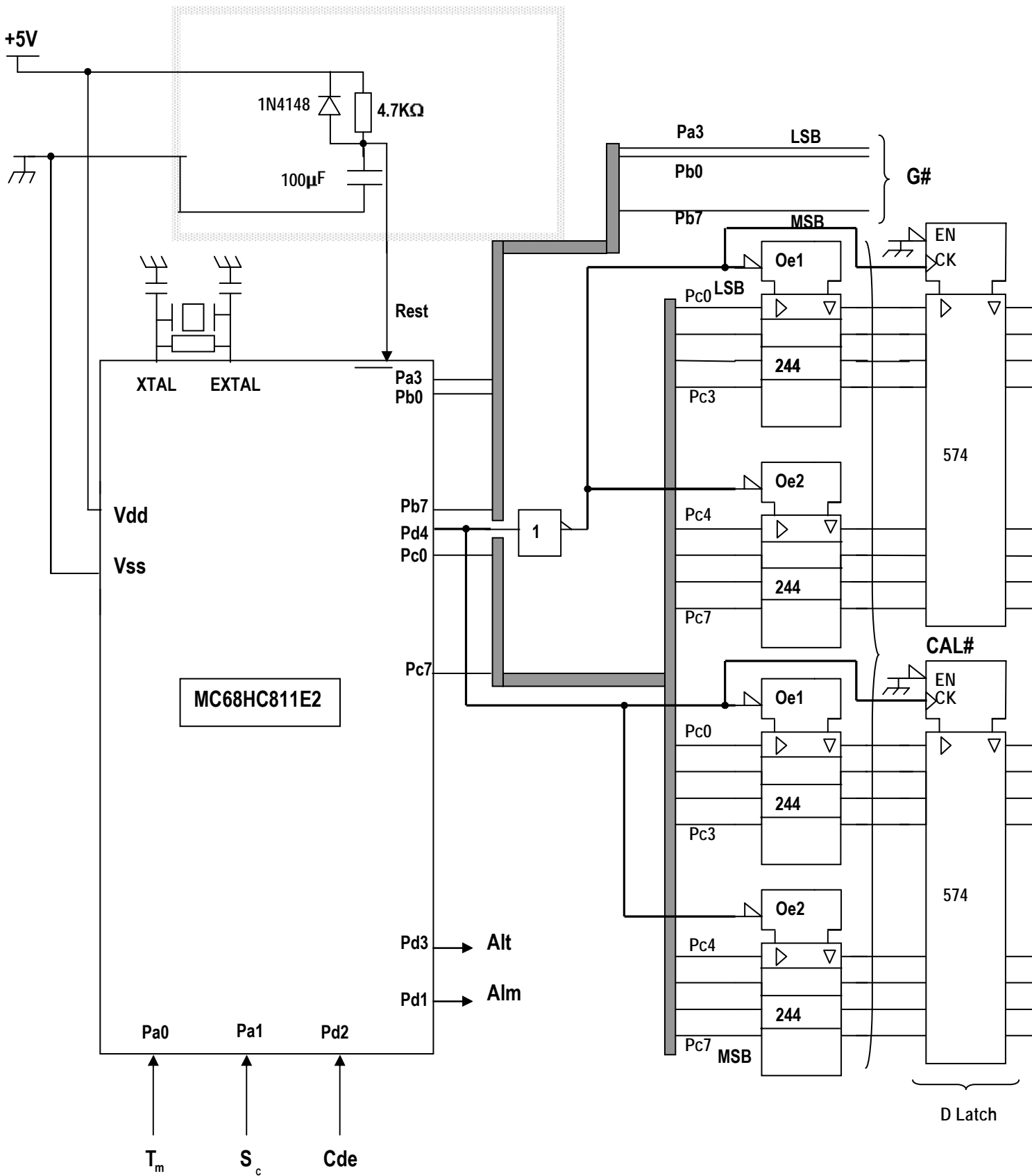


### Gain Filtre 1



### Gain Filtre 2





*Représentez sur le micro contrôleur les noms des ports et des broches utilisées et représentez les liaisons avec FS22 et FP3.*

