

SESSION 2010

**AGREGATION
CONCOURS EXTERNE**

Section : GÉNIE ÉLECTRIQUE

COMPOSITION D'ÉLECTRONIQUE

Durée : 6 heures

Calculatrice électronique de poche – y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.

Dictionnaire technique anglais-français autorisé.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout autre dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.

De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.

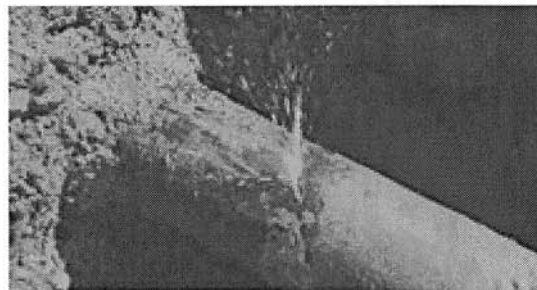
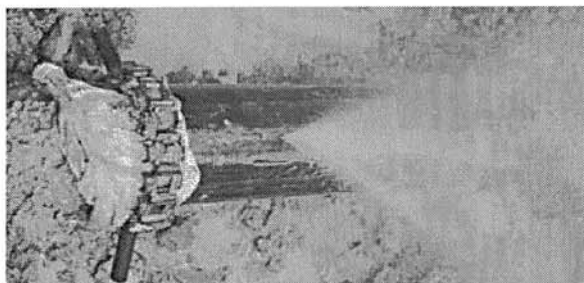
NB : Hormis l'en-tête détachable, la copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.

A. Présentation

Etude d'un dispositif de localisation de fuite dans les conduites de distribution d'eau

Dans de nombreux réseaux de distribution, une forte proportion de l'eau peut se perdre pendant le transport entre les sites de traitements et les différents points de consommation. Une étude réalisée par l'association internationale de distribution de l'eau (IWWA : International Water Works Association) montre que la quantité perdue transportée par les réseaux de distribution se situe entre 20 à 30 % de la production totale.

Les fuites se produisent dans les différents éléments constituant le réseau de distribution : conduites, branchement, raccords, vannes, bouches d'incendie. Les causes de ces fuites sont multiples : corrosion, défauts des matériaux, pressions d'eau excessives mauvaises conditions d'exploitation du réseau, conditions climatiques difficiles, mouvements de terrain, vibrations dues notamment à la circulation.



Photos : Illustration de fuites d'eau dans les canalisations

Ces fuites entraînent un coût économique conséquent et la perte d'une ressource naturelle précieuse. Dans de nombreux cas, elles entraînent l'endommagement du réseau et des fondations de routes ou des bâtiments voisins. Il existe aussi un risque pour la santé publique puisque des contaminants peuvent s'infiltrer dans les conduites d'où l'eau s'échappe lorsque la pression baisse dans le réseau de distribution.

Ainsi, la détection et la localisation des fuites sont obligatoires pour l'exploitation d'un réseau de distribution d'eau potable. Il existe plusieurs méthodes et techniques permettant de répondre à ces impératifs :

La technique du gaz traceur :

Il s'agit d'injecter, dans une section isolée du réseau, un gaz non toxique, plus léger que l'air et insoluble dans l'eau, comme l'hélium ou l'hydrogène. Le gaz peut alors s'échapper par l'ouverture créée par la fuite et atteindre la surface en s'infiltrant à travers le sol et la chaussée. En balayant la surface au moyen d'un détecteur de gaz très sensible, il est ainsi possible de détecter et localiser la fuite.

La thermographie :

L'eau qui s'échappe à travers la fuite modifie généralement les caractéristiques thermiques du sol environnant en créant, par exemple, une zone d'absorption thermique plus importante qu'un sol sec. Ces anomalies thermiques peuvent être détectées au moyen de caméras infrarouges que l'on déplace à la surface du sol.

Les appareils d'auscultation acoustique :

Une fuite peut être caractérisée par une émission sonore. En utilisant des microphones de sol, ou hydrophones il est ainsi possible avec beaucoup d'expérience de localiser ce bruit et donc une fuite. Ils sont généralement munis d'amplificateurs et de filtres antiparasites pour mettre en relief le signal produit par la fuite. L'efficacité de la détection dépend avant tout de l'expérience de l'opérateur.

Les corrélateurs de bruits de fuite :

Il s'agit ici aussi d'une méthode acoustique, mais c'est un appareil muni d'un processeur de traitement de signal qui permet de repérer précisément et automatiquement les fuites par une méthode de corrélation croisée (Figure 1).

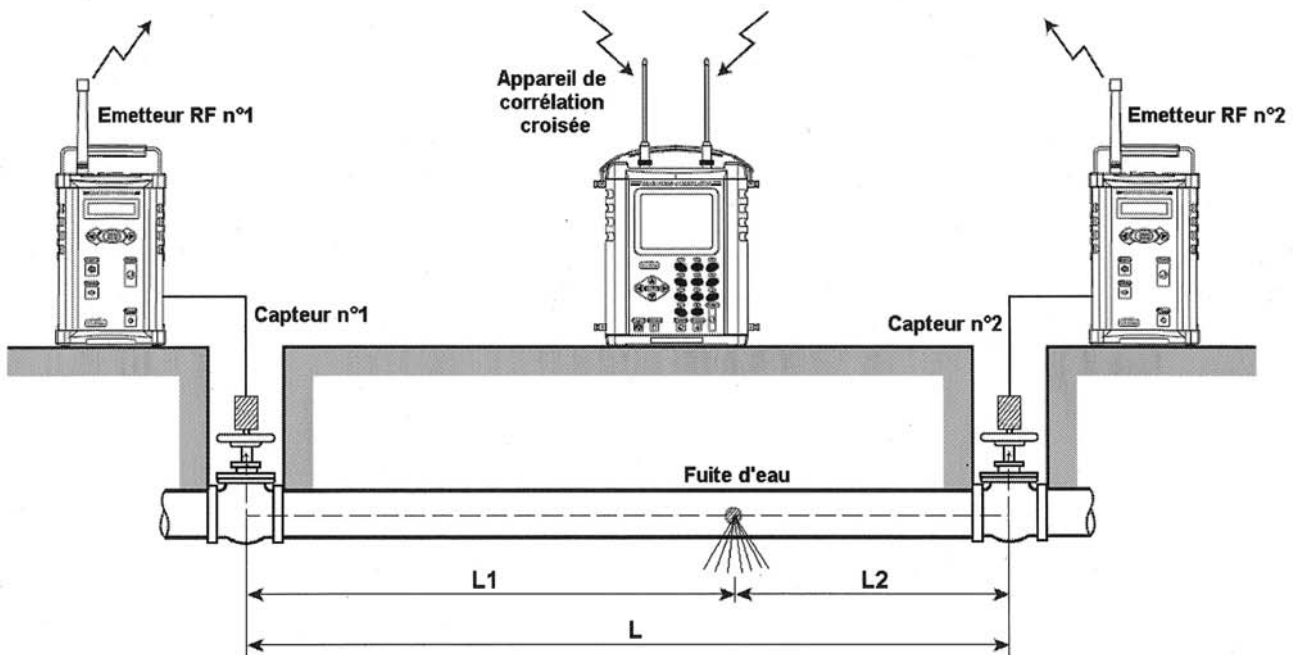


Figure 1 : Principe de la mesure par corrélation croisée

Pour cette technique, des capteurs de vibrations ou des hydrophones sont disposés sur deux points de contact avec la conduite généralement au niveau des bouches d'incendie ou des vannes en sous-sol. Les signaux acoustiques générés par la fuite sont transmis par ondes radio au corrélateur. Comme la fuite ne se situe généralement pas à équidistance des points de mesure, un décalage temporel est calculé grâce au maximum de la fonction de corrélation. De cette mesure, il est alors possible d'en déduire les distances L1 ou L2, connaissant la vitesse de propagation des ondes sonores dans la conduite.

C'est ce type de mesure que nous allons étudier dans ce sujet en vous proposant une étude reprenant les différentes parties constituant le dispositif de détection complet. Dans la première partie du sujet, nous allons nous intéresser au principe de la mesure. Puis nous étudierons, dans les parties suivantes, les différents systèmes électroniques composant ce dispositif.

Partie B1 : Principe de la mesure par corrélation croisée

Partie B2 : Etude de l'émetteur radio

Partie B3 : Etude du récepteur radio

B. Questionnement

B1. Principe de la mesure par corrélation croisée

Après avoir redéfini quelques propriétés générales sur les fonctions de corrélations, cette partie vous propose l'étude du principe de la mesure des corrélateurs acoustiques pour la détection et la localisation des fuites d'eau.

Quelques rappels de corrélation et notations associées

On rappelle que la fonction d'intercorrélation entre deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ peut se définir comme :

Signaux à énergie finie	Signaux d'énergie infinie
$C_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y(t - \tau) dt$	$C_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t) \cdot y(t - \tau) dt$

En utilisant les mêmes définitions Il est aussi possible de définir la fonction d'autocorrélation pour un signal $x(t)$ pour les 2 cas envisagés :

Signaux à énergie finie	Signaux d'énergie infinie
$C_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x(t - \tau) dt$	$C_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t) \cdot x(t - \tau) dt$

Dans ce cas, la transformée de Fourier de cette fonction d'autocorrélation correspond à la densité spectrale de puissance $D(f)$ (pour les signaux à énergie infinie) ou la densité spectrale d'énergie (pour les signaux à énergie finie) du signal considéré :

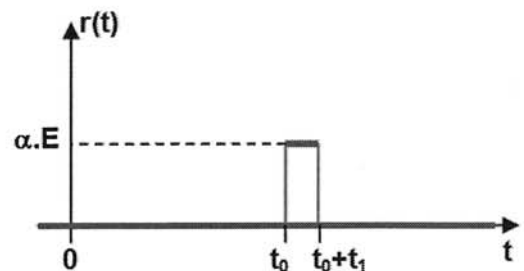
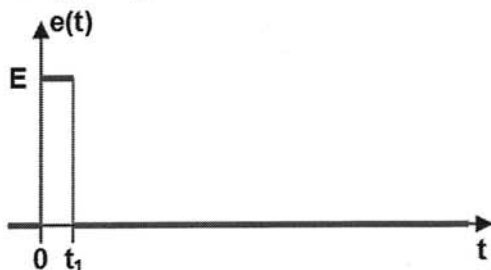
$$D(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Cet énoncé est connu sous le nom de théorème de Wiener-Khinchine.

Q1.1 : Comment définit-on E , l'énergie d'un signal $x(t)$? Proposer des exemples de signaux simples d'énergie finie et infinie.

Q1.2 : Pour les signaux périodiques, donner la relation entre l'énergie et la quantité $C_{xx}(0)$?

Q1.3 : Tracer « en concordance de temps » la fonction d'intercorrélation $C_{re}(\tau)$ en sachant que les signaux $e(t)$ et $r(t)$ sont définis comme suit :



Q1.4 : Quelle singularité de la fonction d'intercorrrelation permet de déterminer le retard t_0 ? Citer une application classique de ce phénomène.

On considère dans les questions suivantes un bruit blanc gaussien centré $b(t)$.

Q1.5 : Quelle est la principale particularité de la densité spectrale du bruit $b(t)$?

Q1.6 : Montrer que la fonction d'autocorrélation $C_{bb}(\tau)$ est un Dirac centré en $\tau=0$.

Corrélation acoustique appliquée à la localisation de fuite d'eau

La fuite d'eau émet des vibrations qui se propagent le long de la conduite d'eau dans les deux sens. Des capteurs disposés de part et d'autre de la fuite permettent de mesurer ces signaux acoustiques et sont transmis par ondes radio au calculateur. Chacun de ces signaux $S_i(t)$ peut être considéré comme la somme du bruit due à la fuite $B_i(t)$ et d'un bruit parasite $N_i(t)$ où i désigne le numéro du capteur. On peut donc écrire :

$$S_1(t) = B_1(t) + N_1(t) = \alpha_1 \cdot B(t-t_1) + N_1(t)$$

$$S_2(t) = B_2(t) + N_2(t) = \alpha_2 \cdot B(t-t_2) + N_2(t)$$

$B(t)$ représente le bruit de la fuite d'eau à son point d'origine, α_1 et α_2 désignent les coefficients d'atténuation du bruit de la fuite et les temps t_1 et t_2 les retards de propagation des signaux acoustiques.

Afin de simplifier notre étude, on considère que les signaux $B(t)$, $N_1(t)$ et $N_2(t)$ sont des bruits gaussiens indépendants. On considère par ailleurs que les signaux mesurés $S_1(t)$ et $S_2(t)$ relèvent de processus stochastiques, stationnaires et ergodiques. On considère ainsi que la vitesse de propagation v est constante en fonction du temps et identique quelque soit la direction considérée.

La figure 1 suivante illustre la configuration du dispositif de mesure.

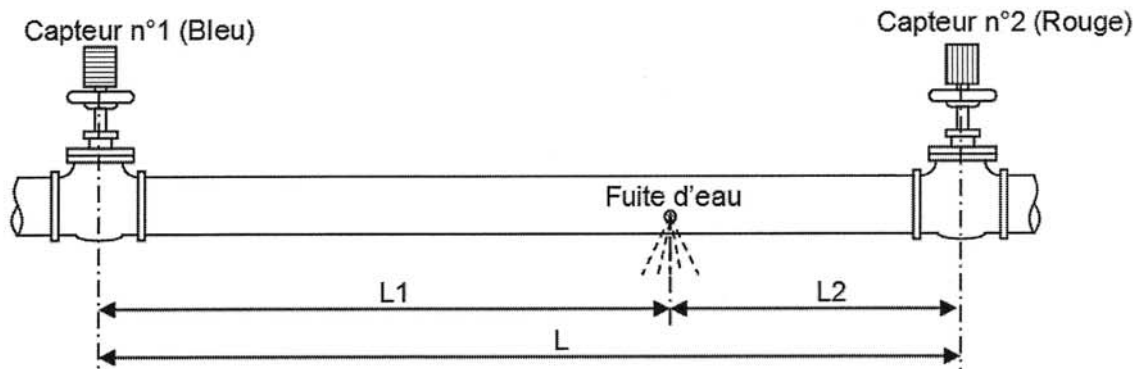


Figure 1 : Positionnement des capteurs

Q1.7 : Donner les valeurs des fonctions d'intercorrrelation $C_{BN1}(\tau)$, $C_{BN2}(\tau)$ et $C_{N1N2}(\tau)$.

Q1.8 : Donner l'expression de la fonction d'intercorrrelation $C_{S2S1}(\tau)$ en fonction de la fonction d'autocorrélation $C_{BB}(\tau)$.

Q1.9 : Tracer la fonction d'intercorrrelation $C_{S2S1}(\tau)$ et montrer qu'elle est maximale pour une valeur $\tau=\tau_d$ que vous préciserez.

Q1.10 : Montrer alors que l'on peut localiser la fuite d'eau si l'on connaît la vitesse de propagation v dans la conduite et la longueur de la canalisation.

La vitesse de propagation du son dans une conduite est donnée par les relations suivantes :

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{1 + \frac{D \cdot K}{d \cdot E_p}}} \text{ avec } v_0 = 1410 + 4,21 \cdot T - 0,0367 \cdot T^2 + 11,4 \cdot S + 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot P$$

v_0 : Vitesse du son dans l'eau en m/s

D : Diamètre intérieur du tuyau

d : épaisseur du tuyau

K : Module d'élasticité (Bulk modulus) de l'eau ($K = 2,2 \text{ Gpa}$)

E_p : Module de Young du matériau utilisé dans la réalisation du tuyau

T : Température en °C

S : Salinité de l'eau en %

P : Pression en Pa

En fonction des matériaux utilisés pour les canalisations de distribution d'eau potable, les constructeurs donnent les valeurs suivantes :

Material	Young's modulus, Mpa	Material	Young's modulus, Mpa
DIP	157000	HDPE	823
CIP	117500	PE MAINS	784
ACP	23500	SP	191000
PVC	3000	COP	124500
LEAD	15200	GALV (GP)	210000
LDPE	215		

Tableau 1 : Module de Young en fonction des matériaux utilisés

Q1.11 : Que représente le module de Young ? Vous complétez votre réponse en précisant son lien avec un diagramme de type contrainte-déformation.

Q1.12 : Quelle est la vitesse de propagation pour une conduite en fonte de diamètre extérieur 250mm et d'épaisseur 15mm de type DIP (Ductile Iron Pipe), pour une température de 10°C et une pression de 5 bars ?

Q1.13 : La mesure du maximum de la fonction d'intercorrélation des signaux en provenance des 2 capteurs passe par un maximum comme l'indique le résultat sur le calculateur ci-dessous.

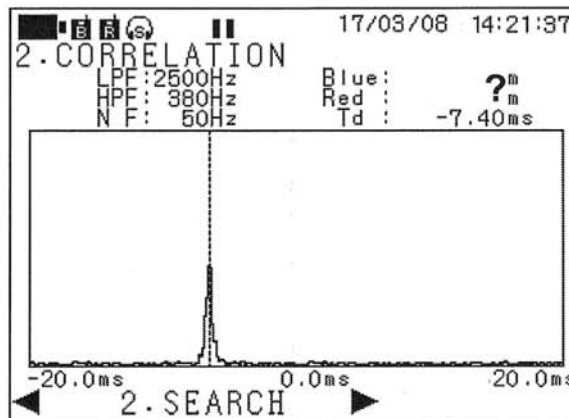


Figure 2 : Ecran de mesure du corrélateur numérique

L la distance séparant le capteur n°1 (Bleu) et le capteur n°2 (Rouge) est de 100m, Les conditions sont les mêmes qu'à la question Q1.12. Donner les valeurs de L1 et L2.

Q1.14 : Dans le cas où la distance entre le capteur n°1 et le capteur n°2 ne serait pas connue, que proposeriez vous comme méthode pour la déterminer en utilisant les ressources du corrélateur numérique ?

B2. Etude de l'émetteur radio

On s'intéresse dans cette partie au modulateur et à l'amplificateur d'émission utilisé pour transmettre le signal en provenance du capteur et traité par l'électronique de conditionnement présenté en aval. On considère que l'on dispose d'un signal audio dont la bande passante est comprise entre 20Hz et 5kHz et qui est notre signal de modulation.

Principe de fonctionnement général de l'émetteur

Les données constructeurs concernant le module de radiocommunication sont les suivantes :

- Output Frequency : 433,6MHz (Blue) et 434,7MHz (Red)
- Modulation : Direct Frequency Modulation
- Output Power: 10mW/500mW
- Output Impedance : 50Ω

Q2.1 : Pour cette gamme de fréquence, quel type d'antenne retrouve-t-on généralement et quelles sont leurs tailles approximatives ?

Q2.2 : A quel pays ou à quelle zone est destiné ce produit ?

Le circuit réalisant la modulation de fréquence est le circuit RF2512 dont un extrait de documentation constructeur est fourni en annexe. Vous vous appuyerez sur les éléments fournis dans cette documentation pour répondre aux questions posées. Le schéma de principe du modulateur retenu pour notre application est donné sur la figure 3 suivante. Seul le quartz de référence diffère entre le module de mesure bleu et rouge. Dans la suite des questions, on s'intéresse à l'émetteur du module bleu.

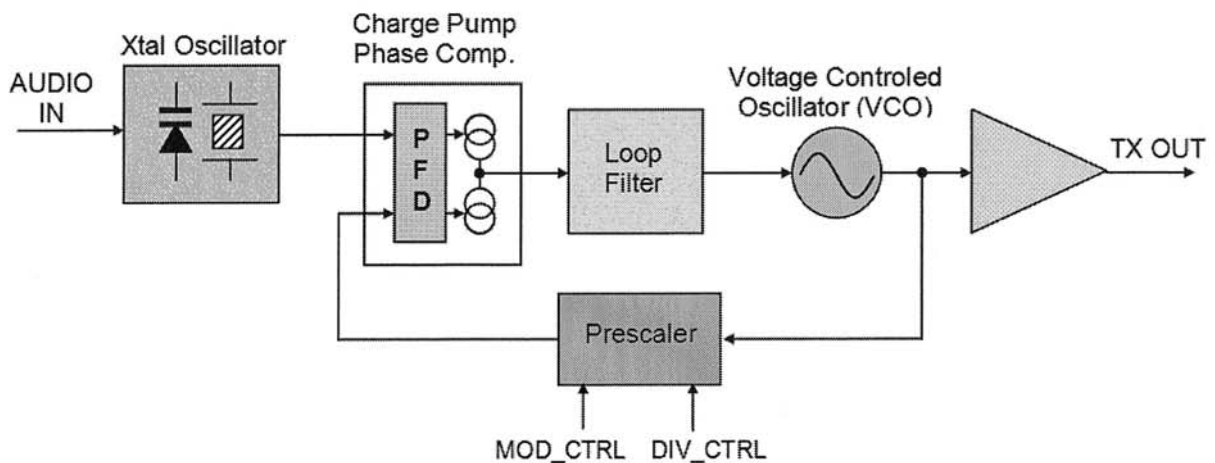


Figure 3 : Schéma de principe du modulateur de fréquence

Q2.3 : La fréquence du quartz de référence choisie pour l'émetteur bleu est $f_{\text{xtal}_b}=3,3875\text{MHz}$. Quels niveaux doit-on appliquer sur les entrées MOD_CTRL et DIV_CTRL du circuit RF2512 pour fonctionner aux fréquences indiquées ?

Q2.4 : Le principe de modulation retenue consiste à faire varier légèrement la fréquence de l'oscillateur à quartz de référence f_{xtal_b} dans la boucle à verrouillage de phase. Pour quelles raisons l'utilisation d'un VCO seul n'est pas envisageable ici ? Quel autre principe aurait pu être utilisé en utilisant le même circuit ?

Le schéma de mise en œuvre du circuit RF2512 est donné sur la figure 4 ci-dessous. Vous trouverez en annexe les documentations constructeurs des deux diodes Varicap D_1 et D_2 . Par ailleurs, la tension d'alimentation du circuit est fixée à $V_{cc}=5V$.

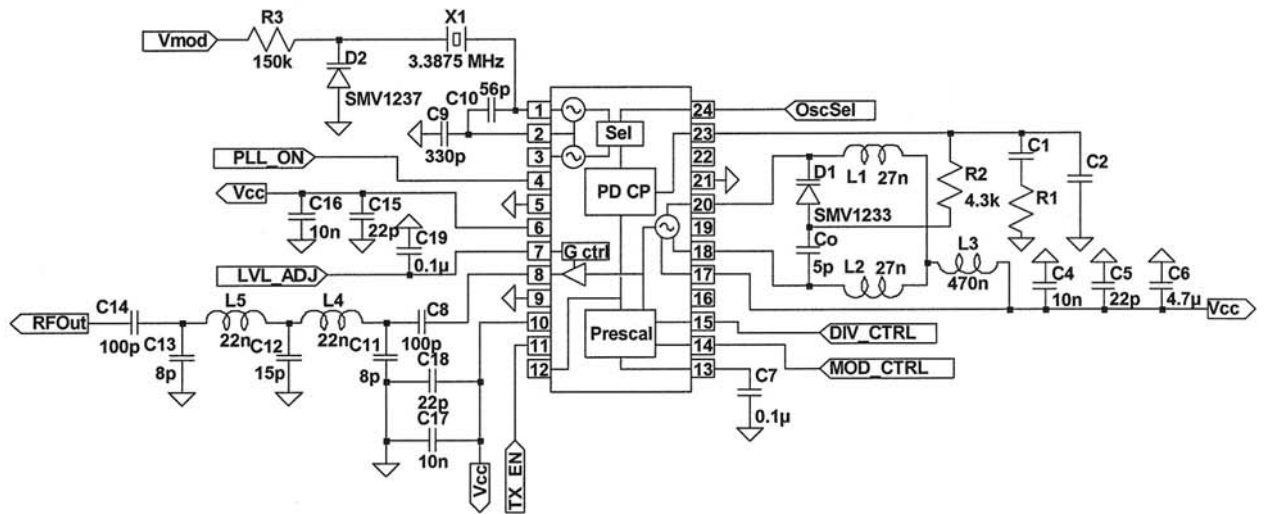


Figure 4 : Schéma électronique du modulateur de fréquence

Q2.5 : Justifier l'association en parallèle des 2 condensateurs de 10nF et de 22pF que l'on retrouve à plusieurs reprises sur le schéma précédent.

Etude du VCO

On s'intéresse dans cette partie uniquement au VCO de la boucle à verrouillage de phase et on cherche à déterminer sa caractéristique de transfert.

Q2.6 : Quel est le principe physique de fonctionnement d'une diode varicap ? Dans le modèle Spice fournie dans les documentations constructeurs, à quoi correspondent les grandeurs C_{j0} et M ?

Q2.7 : Quel est le rôle de la résistance R_2 et la diode varicap est elle polarisée en directe ou en inverse ?

Q2.8 : V_{cp} désigne la tension de commande du VCO. Tracer l'allure de la capacité équivalente C_{D1} de la diode varicap D_1 en fonction de V_{cp} . Vous choisirez pour V_{cp} des variations de tension compatibles avec le montage proposé.

L'élément actif de l'oscillateur repose sur l'utilisation de deux transistors appariés Q_1 et Q_2 dont un schéma simplifié issu de la documentation constructeur est donné sur la figure 5 suivante. Afin de simplifier l'analyse de ce montage, on considère que le modèle petits signaux très simplifié est conforme au schéma proposé sur la figure 6.

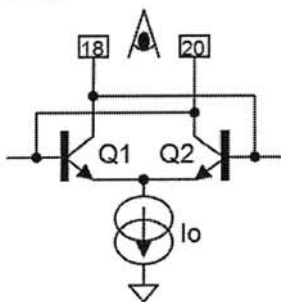


Figure 5 : Schéma simplifié du VCO

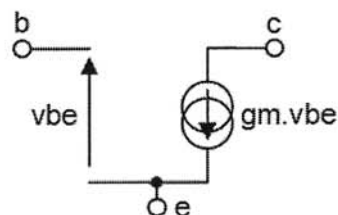


Figure 6 : Modèle simplifié des transistors

Q2.9 : Que représente le paramètre g_m dans le modèle précédent ? Donner son expression en fonction de la polarisation. Montrer que les paramètres g_{m1} et g_{m2} des deux transistors sont égaux.

Q2.10 : On souhaite montrer que ce montage se comporte comme une « résistance négative » vue des bornes 18 et 20 du circuit intégré. Proposer un schéma équivalent petits signaux du montage et exprimer cette résistance en fonction du paramètre g_m .

Q2.11 : Pour les fréquences d'oscillations attendues, comment peut-on considérer l'inductance $L3$, définie sur le schéma de la figure 4 ?

Q2.12 : En utilisant les résultats des questions Q2.10 et Q2.11, représenter alors le schéma équivalent petits signaux de l'oscillateur ainsi constitué en considérant qu'il existe une capacité parasite $C_p=1pF$ entre les bornes 18 et 20 du circuit RF2512.

Q2.13 : Exprimer la fréquence d'oscillation f_{vco} en fonction des éléments du montage et tracer la caractéristique f_{vco} en fonction de V_{cp} avec V_{cp} variant entre 0 et 5V et en s'appuyant sur les résultats de la question Q2.8 précédente.

Q2.14 : En l'absence de modulation à l'entrée de la PLL, déduire de la courbe précédente le niveau de polarisation V_{cp} ? Donner une approximation du gain de conversion du VCO autour de ce point de polarisation.

Etude du comparateur de phase

Le comparateur de phase utilisée dans le circuit RF2512 est un comparateur de type phase fréquence avec une sortie de type pompe de charge. Le schéma de principe de ce type de comparateur de phase est représenté sur la figure 7 suivante dans lequel on retrouve deux bascules D (de type « edge » avec une entrée de remise à zéro asynchrone « clear ») dont les sorties à l'état haut commandent de véritables sources de courant.

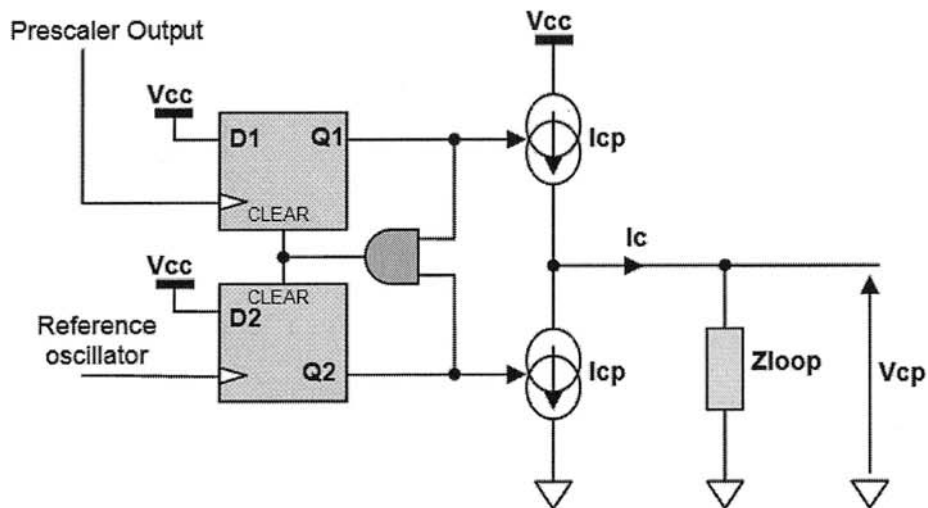


Figure 7 : Schéma de principe du comparateur de phase

Q2.15 : Quel est l'avantage majeur de ce type de comparateur de phase par rapport aux comparateurs de type phase fréquence utilisés seuls ? Quelle est la valeur du courant I_{cp} ?

Q2.16 : On considère afin d'analyser le fonctionnement du comparateur de phase que le filtre de boucle Z_{loop} est constitué par un condensateur seul $C_2=1nF$. Compléter le document réponse DR1 et commenter le fonctionnement de ce comparateur.

Q2.17 : Tracer la caractéristique $\langle I_c \rangle$, valeur moyenne de $i_c(t)$ en fonction du déphasage des signaux à l'entrée du comparateur de phase. En déduire le gain de conversion correspondant.

Modélisation et réglage de la boucle à verrouillage de phase

On considérera pour cette partie les éléments suivants :

- K_{vco} : gain de conversion du VCO
- K_d : gain de conversion du comparateur de phase
- Le filtre de boucle est formé par les éléments R_1 , C_1 et C_2
- N désigne le taux de division dans la boucle de retour
- $F_{ref}(p)$ et $F_{vco}(p)$ désignent respectivement les transformées de Laplace des fréquences instantanées d'entrée et de sortie de la boucle à verrouillage de phase

Q2.18 : Proposer un schéma-bloc avec $F_{ref}(p)$ en entrée et $F_{vco}(p)$ en sortie décrivant la boucle à verrouillage de phase.

Q2.19 : Montrer que la fonction de transfert en boucle ouverte peut s'écrire sous la forme :

$$FTBO(p) = \left(\frac{\omega_i}{p} \right)^2 \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_1}}{1 + \frac{p}{\omega_2}}$$

Vous exprimerez les quantités ω_1 , ω_2 et ω_i en fonction des grandeurs précédentes.

Q2.20 : Tracer l'allure du diagramme de Bode (gain & phase) de la fonction de transfert en boucle ouverte. On désigne par ω_{LBW} la pulsation pour laquelle la fonction de transfert en boucle ouverte passe par un gain nul. Exprimez ω_{LBW} en fonction de ω_1 et ω_2 .

Q2.21 : Quelles conditions doit-on garantir entre ω_1 , ω_2 et ω_i afin d'obtenir une marge de phase $M_{\varphi_{max}}$ de 55° ?

Q2.22 : Compte tenu de l'utilisation de la boucle à verrouillage de phase, on fixe une bande passante pour la boucle telle que $f_{LBW} = 50\text{kHz}$. Justifier ce choix.

Q2.23 : Calculer alors les valeurs des éléments R_1 , C_1 et C_2 du filtre de boucle et proposer des valeurs normalisées dans la série E12.

On peut maintenant considérer, pour la suite des questions, que la boucle à verrouillage de phase réalise une simple multiplication en fréquence et que le réglage du filtre de boucle n'introduit aucune modification.

Etude de l'oscillateur à quartz

Le quartz utilisé pour l'émetteur bleu est donné pour une fréquence d'oscillation $f_{\text{xtal}_b}=3,3875\text{MHz}$ pour une capacité de charge $C_{\text{load}}=20\text{pF}$. Le modèle autour des fréquences de résonances du quartz peut être représenté sur la figure 8 suivante.

Les éléments R, L et C ne sont que des équivalents électriques au phénomène de résonance mécanique : Il s'agit d'éléments motionnels. La capacité C_0 représente la capacité électrostatique entre les deux électrodes. On donne les éléments suivants :

$R=61\Omega$, $C=0,0018\text{pF}$, $L=122,72\text{mH}$, $C_0=6\text{pF}$

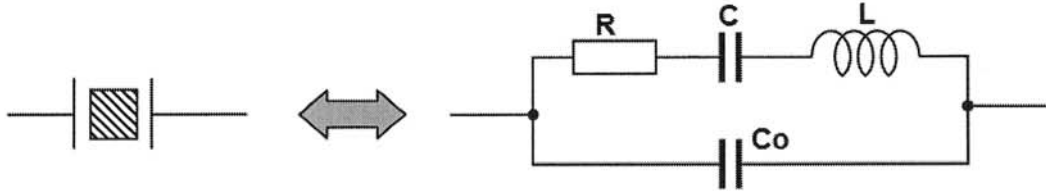


Figure 8 : Modèle équivalent du quartz

Q2.24 : Exprimer l'impédance équivalente du quartz et montrer qu'elle peut se mettre sous la forme suivante dans laquelle vous identifierez les différentes quantités et vous préciserez leur nom.

$$Z_Q = \frac{1}{jC_0\omega} \cdot \frac{1 + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)}{1 + jQ_p \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)}$$

Q2.25 : A quoi correspond la capacité C_{load} spécifiée dans les caractéristiques du quartz ? Vérifier numériquement la validité de cette valeur.

Q2.26 : Dans notre application, quel est le principe de fonctionnement de l'oscillateur dans lequel se trouve le quartz ?

Q2.27 : Afin de déterminer les variations de fréquences de cet oscillateur à quartz, on se place volontairement dans le cas d'un modèle de quartz sans perte. Montrer alors que l'impédance équivalente peut se réduire à une expression de la forme $Z_Q = j \cdot X_Q(\omega)$.

Q2.28 : Montrer que la fréquence des oscillations s'obtient en résolvant une équation de la forme $X_Q(\omega_{\text{osc}}) = \frac{1}{C_l \cdot \omega_{\text{osc}}}$ dans laquelle vous préciserez l'expression de la capacité C_l .

Q2.29 : Tracer la caractéristique f_{osc} en fonction de V_{mod} à partir de quelques points pour une tension de modulation comprise entre 0 et 5V. Quelle déviation en fréquence maximale peut-on obtenir ?

Modulation de fréquence

Afin de réaliser un test du modulateur de fréquence, on injecte sur l'entrée de modulation V_{mod} le signal suivant : $V_{\text{mod}} = V_{m0} + V_{m1} \cdot \cos(2\pi \cdot f_a \cdot t)$ avec $V_{m0} = 2,5\text{V}$ et $V_{m1} = 0,6\text{V}$. Une mesure du spectre sur la sortie RFOut permet d'obtenir le résultat suivant :

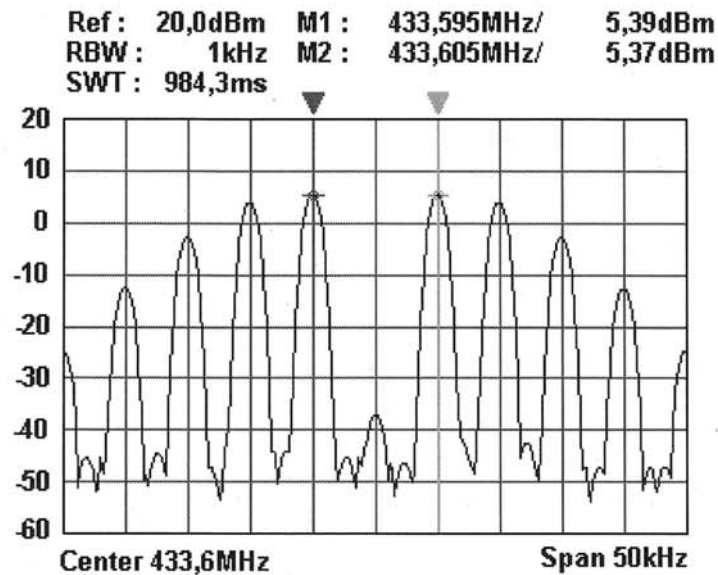


Figure 9 : Spectre à la sortie du modulateur FM

Q2.30 : En utilisant les données contenues sur le document annexe « Fonctions de Bessel », quelle est la valeur de l'indice de modulation m ?

Q2.31 : En déduire la caractéristique de transfert du modulateur FM et comparer ce résultat à celui de la question B.28 précédente.

Q2.32 : A quoi correspondent les paramètres RBW et SWT affichés sur l'écran de l'analyseur de spectre ? Quelles règles doivent-ils respecter pour obtenir un affichage correct ?

Q2.33 : A partir des indications fournies par l'analyseur de spectre, estimer le niveau en mW présent sur la sortie RFOut (dans une charge de 50Ω).

Q2.34 : En supposant que l'on exploite la caractéristique de transfert du modulateur FM sur sa totalité, quelle sera la bande passante maximale du signal modulé FM à la sortie du modulateur ?

Q2.35 : Quel est le rôle des éléments présents à la sortie du modulateur ?

B3. Etude de la partie réception

On s'intéresse dans cette partie au récepteur radio et au circuit de conversion de données qui permet au processeur de traitement du signal d'effectuer le calcul de corrélation croisée étudié dans la première partie de ce sujet.

Architecture générale du corrélateur

Le schéma synoptique général de l'appareil de corrélation croisée est représenté sur la figure suivante dans lequel se trouvent deux récepteurs reliant les deux émetteurs bleu et rouge. La réception des deux signaux en simultanés permet ainsi d'effectuer le traitement numérique pour la localisation de la fuite dans de bonnes conditions.

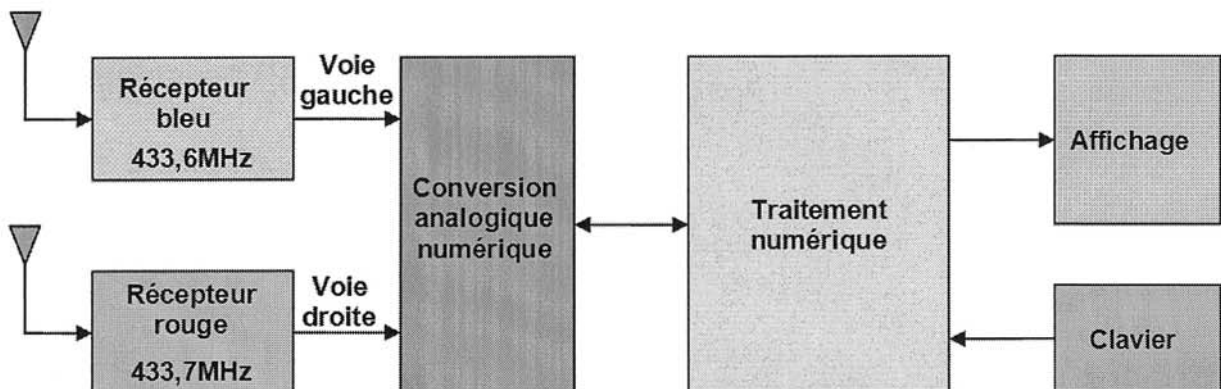


Figure 10 : Architecture générale du corrélateur

Chacun des récepteurs radio est organisé autour du circuit RF2917 dont la documentation constructeur est fournie en annexe. Mis à part des fréquences différentes, les deux récepteurs ont des structures identiques et nous placerons notre étude dans le cas du récepteur bleu.

Le circuit utilisé pour la conversion analogique numérique est un CODEC Audio CS4215 directement piloté par le DSP56002 composant le cœur du traitement numérique. Il s'agit d'un circuit que l'on retrouve par ailleurs sur les cartes d'évaluations de cette famille de DSP, ce qui explique la présence d'un tel circuit dont toutes les fonctionnalités ne sont pas exploitées dans le cas de notre dispositif d'étude.

Vous vous appuyerez sur les éléments fournis dans les différentes documentations constructeurs pour répondre aux questions posées.

Questions générales sur la réception radio

On considère que la liaison radio est établie au moyen d'un émetteur de puissance $P_0=10\text{mW}$ équipé d'une antenne de type dipôle raccourci dont le gain est $G_1=1,7\text{dBi}$. Le récepteur possède la même antenne de gain G_2 pointée vers l'émetteur et on néglige volontairement l'influence des obstacles. La puissance reçue à l'entrée du récepteur peut être obtenue à partir de la formule de Friis suivante :

$$P_r = P_0 \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \text{ où } G_1 \text{ et } G_2 \text{ désigne l'amplification en puissance (dans une échelle linéaire) des antennes et } D \text{ la distance entre l'émetteur et le récepteur.}$$

Q3.1 : Que représente la quantité λ dans la relation précédente et quelle est sa valeur dans notre cas ?

Q3.2 : Quelle est la définition du gain d'une antenne ?

Q3.3 : Que vaut la puissance reçue P_r pour une distance D de 1 km ? Ce niveau est-il détectable par notre système ? (Justifier)

Q3.4 : Quels sont les éléments qui justifient l'utilisation du circuit RF2917 comme récepteur dans notre application ?

Etude du changement de fréquence

Q3.5 : Ce circuit met en œuvre un unique changement de fréquence en utilisant une fréquence intermédiaire standard $F_i=10,7\text{MHz}$. Quel est l'intérêt de cette technique et pour quelles raisons a-t-on recours à deux étages d'amplification et de filtrage pour la fréquence intermédiaire ?

Q3.6 : Quelles sont les deux valeurs possibles pour les fréquences de l'oscillateur à quartz f_{xtal} et les deux fréquences images correspondantes ?

Q3.7 : Quel type de filtre et quelle technologie doit-on retenir pour éliminer le problème de la fréquence image ? Bien que cette solution de filtrage soit utilisée dans le récepteur RF2917 il existe une autre technique permettant d'effectuer la réjection de fréquence image et dont un schéma de principe est donné ci-dessous.

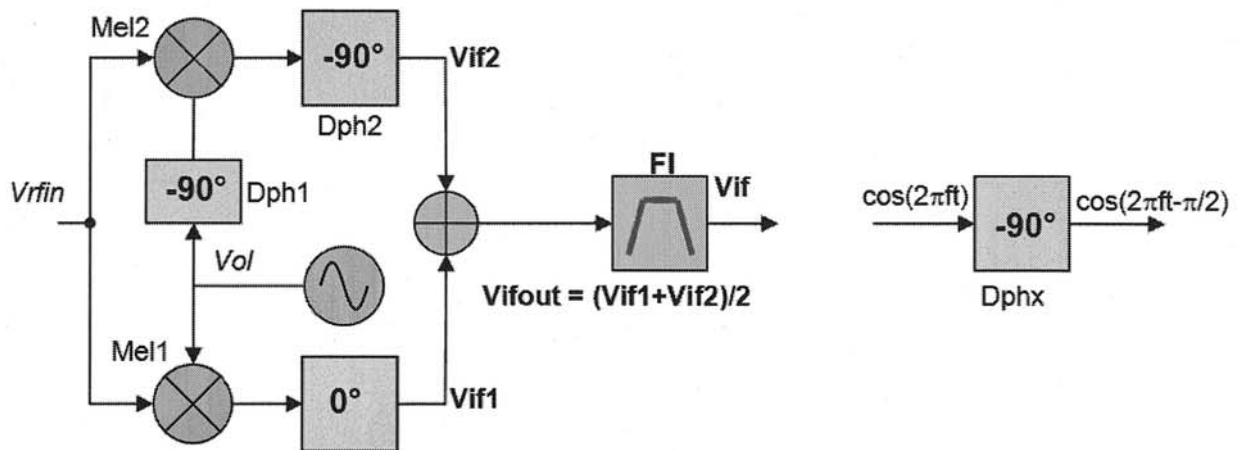


Figure 11 : Une structure pour la réjection de fréquence image

Pour analyser simplement le fonctionnement du dispositif, on considère que le signal de réception V_{rfin} est la somme de deux sinusoïdes : l'une à la fréquence du canal f_R que l'on souhaite recevoir et l'autre à la fréquence image f_{IM} que l'on désire éliminer.

Ainsi on pose : $V_{\text{rfin}}(t) = R_0 \cdot \cos(2\pi f_R t) + R_1 \cdot \cos(2\pi f_{\text{IM}} t)$. Les 2 mélangeurs sont identiques et possèdent un gain de conversion $G_m=15\text{dB}$. Le filtre intermédiaire est centré sur la valeur $F_i=10,7\text{MHz}$ et possède une perte d'insertion de 6dB.

Q3.8 : Sachant que l'on choisit la fréquence f_{OL} la plus basse, exprimer la tension de sortie V_{if} et montrer que celle-ci ne dépend pas de l'amplitude R_1 . Est-ce que ce montage réalise bien la fonction souhaitée ?

Q3.9 : Dans ce genre de structure, le déphaseur $D_{\text{ph}2}$ n'est pas parfaitement réglé à -90° et l'on considère que le déphasage est égal à $-90^\circ + \varphi_r$ où φ_r représente l'erreur de phase. Exprimer le signal de sortie V_{if} et montrer qu'il existe un terme provenant de la fréquence image.

Q3.10 : Quelle doit être la valeur maximale de φ_r afin que la raie image soit rejetée d'au moins 40dB ?

Q3.11 : Pour quelles raisons le déphaseur $D_{\text{ph}1}$ pose beaucoup moins de problèmes en terme d'erreur de phase ?

Etude de la partie démodulation

On considère que le signal radio que l'on souhaite démoduler, présent à l'entrée du démodulateur est centré autour de 433,6MHz. La bande passante de modulation est limitée à 5kHz et la déviation en fréquence est de 30kHz.

La démodulation de fréquence dans le circuit RF2917 est assurée par un discriminateur en quadrature utilisant un élément piézo-électrique parfaitement adapté à la fréquence intermédiaire FI utilisé dans le changement de fréquence précédent. La figure suivante représente la partie du circuit RF2917 consacrée à la démodulation et une « équivalence électrique » dans laquelle le résonateur est approché par un circuit RLC résonnant. Cette hypothèse simplificatrice va nous permettre dans les questions suivantes d'analyser le fonctionnement d'un tel dispositif.

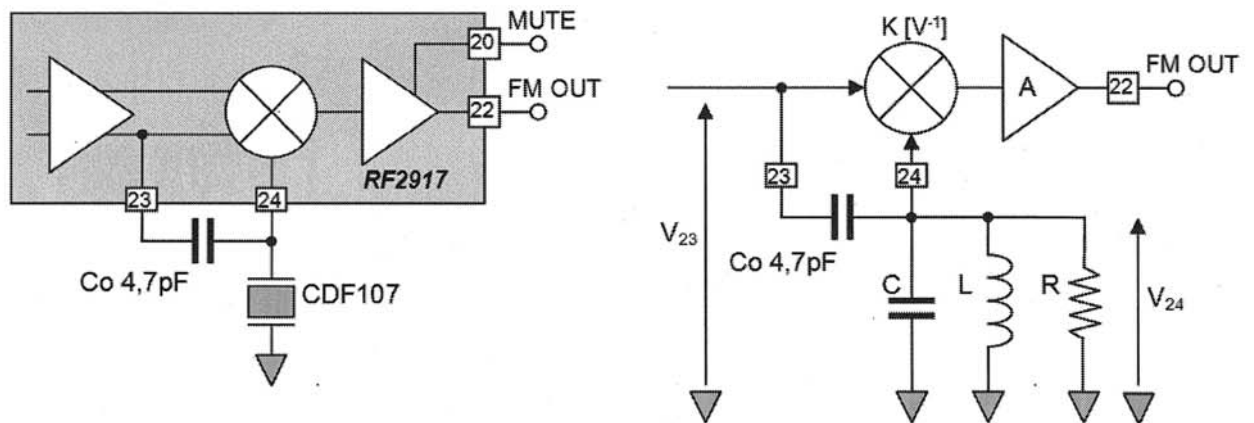


Figure 12 : Discriminateur FM et son équivalent électrique

Q3.12 : Quels sont les autres techniques de démodulation de fréquence couramment utilisées. Vous répondrez à cette question en vous aidant d'illustrations claires et commentées.

Q3.13 : Quel est le rôle de la borne MUTE dans le circuit RF2917 ? Comment doit-elle être configurée dans notre cas ?

Q3.14 : Donner l'expression du signal $V_{23}(t)$ modulé en fréquence à l'entrée du démodulateur en utilisant les quantités suivantes :

FI : Fréquence intermédiaire

f1 : Fréquence du signal modulant que l'on suppose sinusoïdal

$\Delta f1$: excursion ou déviation en fréquence

U : Amplitude crête de la porteuse sinusoïdale (de valeur moyenne nulle) mesurée en V_{23}

Pour cette expression, donner l'expression de l'indice de modulation ?

Q3.15 : Montrer que la fonction de transfert reliant V_{24} à V_{23} peut s'écrire sous la forme :

$$T(j\omega) = A_0 \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

Donner les expressions des quantités A_0 , ω_0 et Q en fonction des grandeurs du montage.

Q3.16 : Montrer que pour de petites variations Δf en fréquence autour de f_0 , le module de la fonction de transfert peut être considéré comme constant et la phase de la fonction de transfert peut s'écrire sous la forme :

$$\text{Arg}[T(jf)] = \frac{\pi}{2} + \alpha \cdot \Delta f$$

Q3.17 : Comment doit-on choisir la fréquence f_0 ? Justifier le choix d'un élément piézo-électrique.

Q3.18 : En conservant les hypothèses de la question Q3.16, exprimer le signal à la sortie du démodulateur et montrer que l'on récupère bien le signal modulant moyennant une simple opération de filtrage.

Dans le cas de notre système une mesure effectuée à la sortie du démodulateur montre une composante alternative de 200mVpp pour une déviation en fréquence de 30kHz. Par ailleurs on précise que cette mesure est effectuée pour une tension d'alimentation du circuit RF2917 de 3,6V.

Etude de l'interface démodulateur / convertisseur

La sortie du circuit RF2917 n'est pas directement reliée à l'entrée ligne du codec CS4215. Le circuit d'interface similaire pour les deux voies de conversion est représenté sur la figure suivante dans lequel on retrouve un amplificateur opérationnel double LT1013.

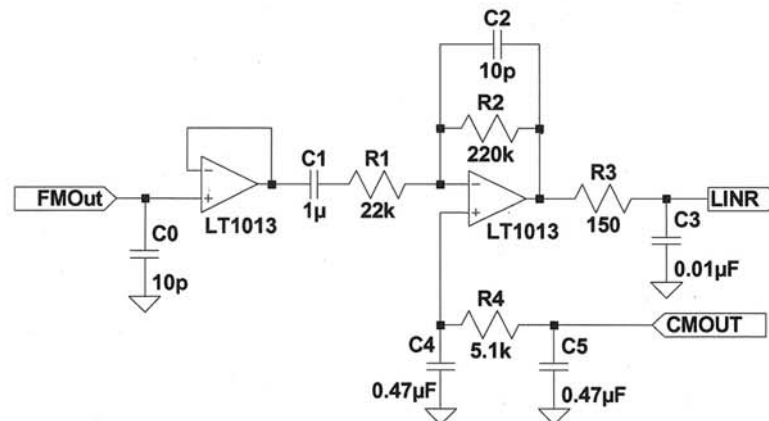


Figure 13 : Interface entre le circuit RF2917 et le circuit CS4215

Q3.19 : Quel est le rôle de la capacité C_0 et du premier amplificateur opérationnel à l'entrée de ce montage ? Justifier votre réponse en utilisant des éléments ce rapportant au circuit RF2917.

Q3.21 : Quel est le rôle du second amplificateur opérationnel ? Justifier les valeurs des différents éléments entourant cet amplificateur.

Q3.22 : Compte tenu de ces valeurs, comment doit-on configurer le bit OLB et quel est le registre du circuit CS4215 concerné ?

Q3.23 : Représenter le signal obtenu sur l'entrée LINR lorsque l'on effectue un test du récepteur avec un signal modulé en FM par un signal modulant sinusoïdal de fréquence 2kHz et dont la déviation en fréquence est fixée à 15kHz.

Etude du CODEC CS4215

Le schéma de montage du circuit CS4215 est donné sur la figure 14 suivante. La connexion vers le DSP est effectuée par le biais des signaux RX, TX, FS, RST_CODEC, D/C et SCK. Les entrées de conversion LINR et LINL proviennent des deux interfaces correspondant aux deux circuits de réception.

Q3.24 : Quel est l'intérêt d'avoir deux alimentations à 5V sur le schéma de montage proposé ?

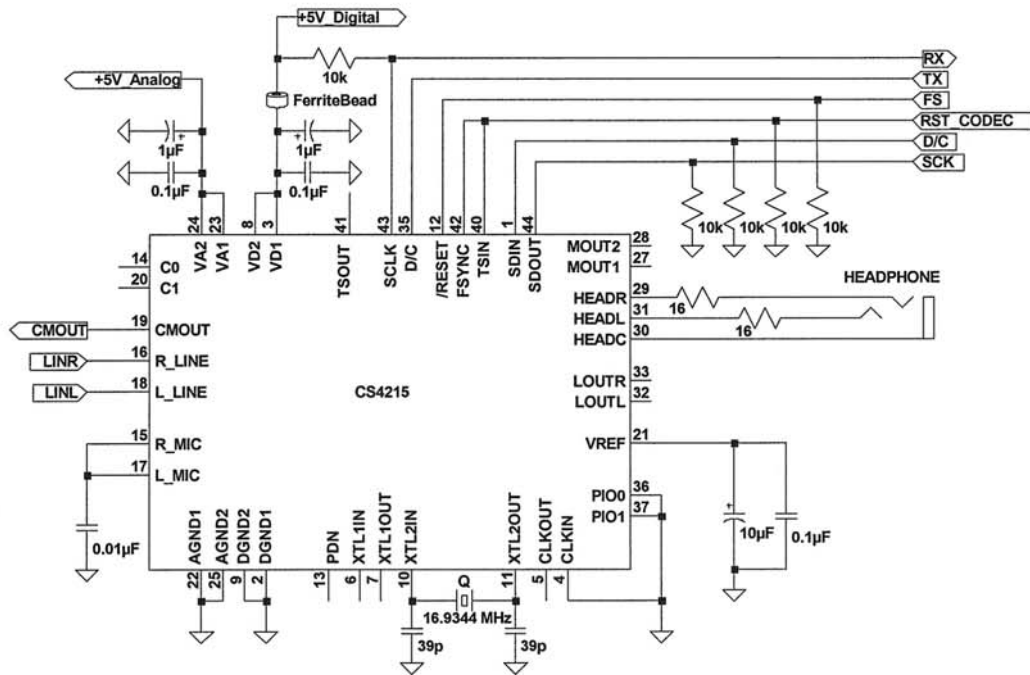


Figure 14 : Schéma de câblage du circuit CS4215

Q3.25 : Expliquez le principe de conversion analogique numérique implanté dans le circuit CS4215 en vous aidant d'illustrations claires et commentées.

Q3.26 : Compte tenu de la bande passante des signaux de mesures, quelle fréquence d'échantillonnage peut on choisir ? Concernant les relations de conversions, à quoi correspondent les lois A et μ ? Quelle loi de conversion est elle appropriée pour notre application ?

Q3.27 : Proposer alors la configuration du « Data Format Register » en justifiant les choix pour chacun des bits constituant ce registre.

Annexe : Fonctions de Bessel

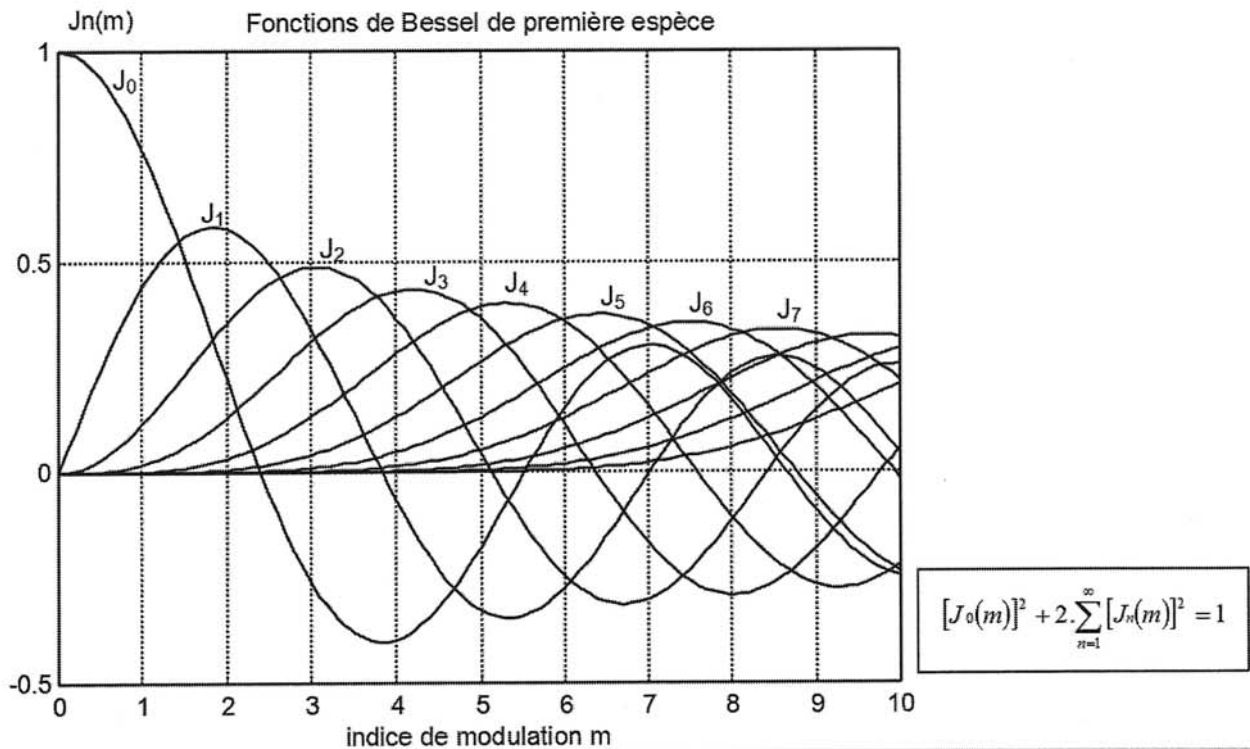
Dans le cas d'un signal modulant sinusoïdal, un signal modulé angulairement peut s'écrire sous la forme : $s(t) = S \cdot \cos(\Omega_0 t + m \cdot \sin(\omega t))$. En développant l'expression du signal $s(t)$, on obtient :

$$s(t) = S \cdot [\cos(\Omega_0 t) \cdot \cos[m \cdot \sin(\omega t)] - \sin(\Omega_0 t) \cdot \sin[m \cdot \sin(\omega t)]]$$

Les 2 termes $\cos[m \cdot \sin(\omega t)]$ et $\sin[m \cdot \sin(\omega t)]$ peuvent s'exprimer au moyen des développements suivant :

$$\begin{aligned} \cos[m \cdot \sin(\omega t)] &= J_0(m) + 2 \cdot J_2(m) \cdot \cos(2\omega t) + 2 \cdot J_4(m) \cdot \cos(4\omega t) + \dots \\ \sin[m \cdot \sin(\omega t)] &= 2 \cdot J_1(m) \cdot \sin(\omega t) + 2 \cdot J_3(m) \cdot \sin(3\omega t) + 2 \cdot J_5(m) \cdot \sin(5\omega t) + \dots \end{aligned}$$

où $J_n(m)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n de la variable m et dont les valeurs sont données sur le graphique et le tableau suivant.



Ordre	Indice de modulation m											
	0,2	0,5	1	1,5	2	2,4	3	3,83	4	5	5,14	6
0	0,99	0,938	0,765	0,512	0,224	0	-0,26	-0,403	-0,397	-0,178	-0,131	0,15
1	0,1	0,242	0,44	0,558	0,577	0,52	0,339	0	-0,066	-0,328	-0,34	-0,277
2	≈0	0,03	0,115	0,232	0,353	0,431	0,486	0,403	0,364	0,047	0	-0,243
3	≈0	≈0	0,02	0,061	0,129	0,198	0,309	0,420	0,43	0,365	0,339	0,115
4	≈0	≈0	≈0	0,012	0,034	0,064	0,132	0,255	0,281	0,391	0,397	0,358
5	≈0	≈0	≈0	≈0	0,007	0,016	0,043	0,113	0,132	0,261	0,279	0,362
6	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0,011	0,04	0,049	0,131	0,146	0,246
7	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0,012	0,015	0,053	0,062	0,13
8	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0,018	0,022	0,057
9	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0,007	0,021
10	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	0,007