

## iPBX NeXspan XS

### Sujet

#### 1. Etude des conditions de transmission du signal analogique

Dans cette étude, nous sommes dans un mode de conversation entre deux usagers de l'autocommutateur. Nous utilisons l'interface analogique. Pour la suite, vous pouvez vous appuyer sur la « Représentation fonctionnelle de l'interface analogique » présente dans le dossier de présentation.

**Problématique :** comment connecter le téléphone d'un employé à l'autocommutateur avec un minimum de perte de puissance du signal.

Le poste téléphonique est situé à moins de 10 m de l'autocommutateur, il est branché sur l'interface analogique dont le schéma structurel suit.

##### 1.1 Le téléphone est raccordé aux entrées/sorties (OUT), LA1-01 et LA2-02, la ligne téléphonique est raccordée est à un poste analogique.

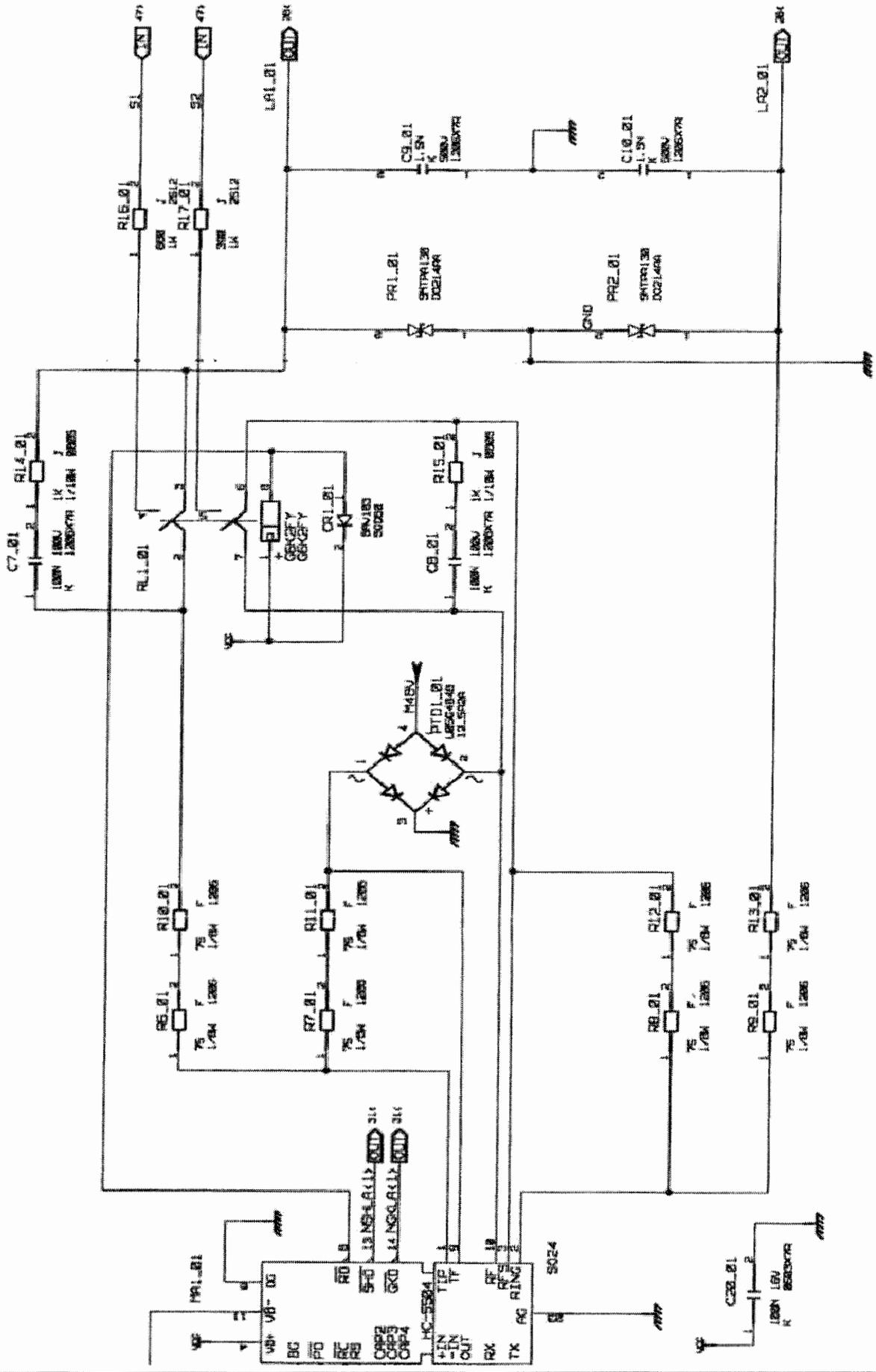
1.1.1 *En considérant que nous sommes dans le cas d'une transmission d'information vers l'employé raccordé à l'entrée/sortie analogique étudiée, préciser quelles sont les conditions (appellation, conditions sur les impédances) qui permettent de transférer le maximum de puissance entre l'autocommutateur et le poste téléphonique de l'employé.*

1.1.2 *Dans le cadre de cette étude, préciser quelles sont les résistances de la structure d'entrée de l'autocommutateur qui participent à l'établissement de cette condition, donner la valeur de l'impédance de sortie de l'autocommutateur.*

1.1.3 *En considérant que la tension différentielle  $V_{TF-RF}$  aux bornes du commutateur vaut 500 mV, préciser ce que vaut la tension du signal portant la voix aux bornes du poste téléphonique.*

1.1.4 *Préciser la puissance transmise au téléphone distant.*

Schéma structurel de l'entrée analogique :



**1.2 Interfaçage sans perte de puissance**

Le téléphone est relié par une ligne téléphonique à l'autocommutateur, il est situé à 1Km de l'autocommutateur.

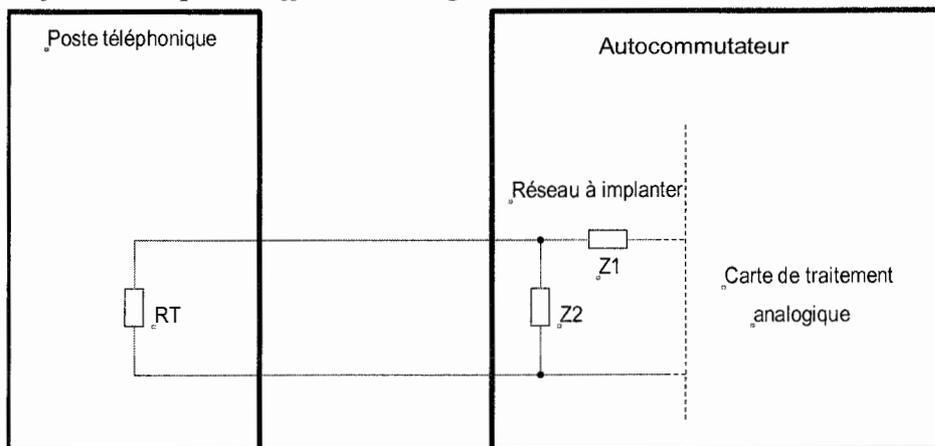
*1.2.1 Donner le schéma équivalent de la ligne et de la charge vue de l'autocommutateur à partir du modèle équivalent de la ligne et du modèle retenu pour le téléphone (2 cas sont à considérer, pour les deux types de téléphone).*

*1.2.2 Préciser à partir des deux abaques donnés pour deux valeurs de  $Z_T$  le modèle équivalent de l'ensemble ligne et charge.*

*1.2.3 Nous allons déterminer le réseau d'adaptation nécessaire pour adapter l'ensemble ligne et charge pour une fréquence de 1 kHz dans le cas d'une terminaison résistive.*

*1.2.3.1 Donner la valeur de l'impédance ainsi que la valeur du composant qui permettent d'annuler la partie imaginaire.*

*1.2.3.2 A partir de la résistance de sortie de l'autocommutateur et de la charge restante, en vous aidant du schéma suivant, proposer un réseau d'adaptation qui permette de se placer dans les conditions de transfert du maximum de puissance (on exclura une solution avec un transformateur qui est difficilement réglable).*



*1.2.4 Dimensionner les éléments de ce réseau, donner les expressions littérales et les valeurs.*

*1.2.5 A partir de la résistance de sortie de l'autocommutateur et de la charge, proposer maintenant le réseau d'adaptation complet qui permet de se placer dans les conditions du transfert du maximum de puissance.*

*1.2.6 A partir des différentes représentations structurelles et des documents constructeurs, préciser si c'est cette solution qui est retenue ou s'il y a une autre solution mise en œuvre ; dans ce cas préciser quel est le composant qui réalise cette fonction et comment se fait le réglage.*

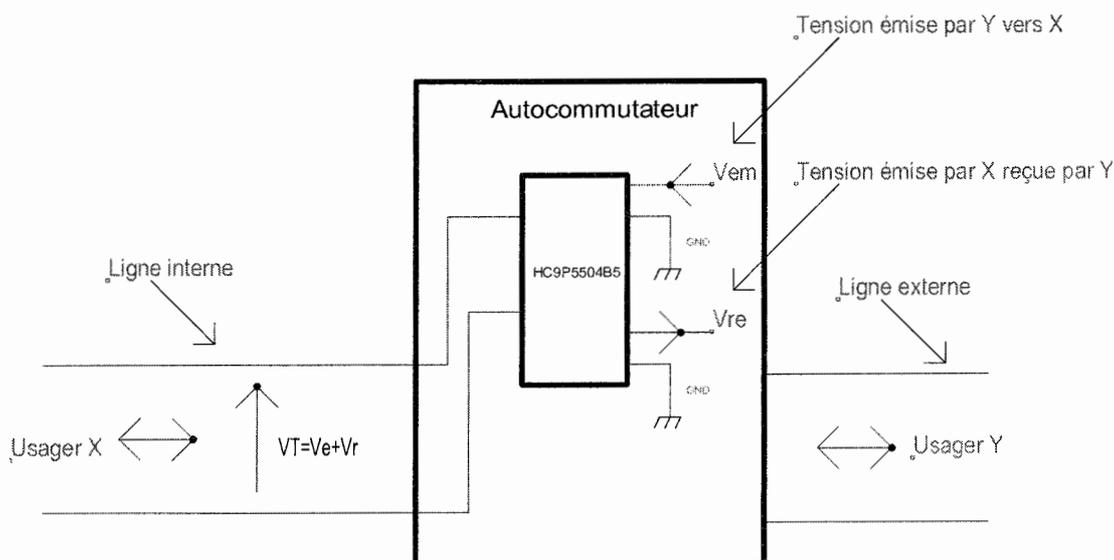
**1.3 Passage de 2 fils en 4 fils**

La ligne téléphonique qui permet de lier un téléphone interne à l'autocommutateur est une **paire torsadée**, et les grandeurs électriques, représentatives des informations échangées par deux usagers ( X interne, Y externe) au cours de leur conversation téléphonique ainsi que des

signaux de signalisation, se présentent, au niveau de la ligne « interne », sous la forme de **tensions différentielles**.

Cette interface est appelée duplexeur (HC9P5504B5), On note :

- $V_{em}$ , la tension de mode commun émise par l'utilisateur Y à destination de l'utilisateur X ;
- $V_{re}$ , la tension de mode commun reçue par l'utilisateur Y émise par l'utilisateur X ;
- $V_T = V_e + V_r$ ,  $V_T$ , tension différentielle sur la ligne téléphonique avec  $V_e$ , émission à destination de l'utilisateur X,  $V_r$ , émission à destination de l'utilisateur Y.



Fonctionnellement, il faut que le duplexeur :  
 Elabore, à partir de la tension  $V_{em}$ , la tension  $V_e$ .  
 Elabore, à partir de la tension  $V_T$ , la tension  $V_r$ .

En conclusion, le duplexeur assure trois fonctions complémentaires :

- Conversion mode commun / mode différentiel.
- Séparation de la voie montante de la voie descendante.
- Participe à l'annulation d'écho par la réduction de la diaphonie.

### Couplage entre voies (diaphonie).

Télédiaphonie :

- C'est le couplage vers une ligne transmettant dans le même sens.

Paradiaphonie :

- C'est le couplage vers une ligne transmettant dans le sens opposé.

**Schéma équivalent du duplexeur pour la transmission d'un signal à partir de l'autocommutateur vers l'utilisateur X**

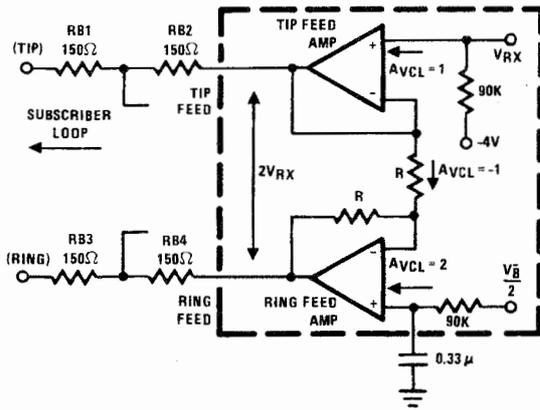
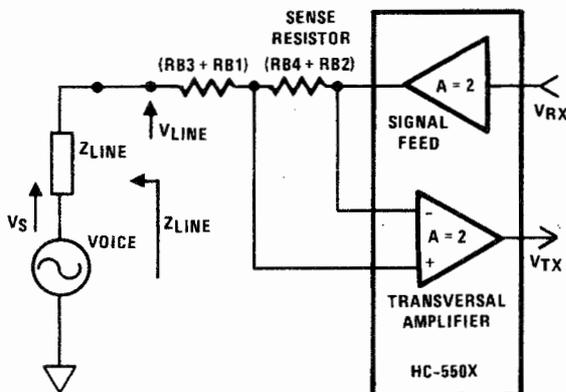


Schéma équivalent du duplexeur pour la transmission d'un signal de l'utilisateur X vers l'autocommutateur.

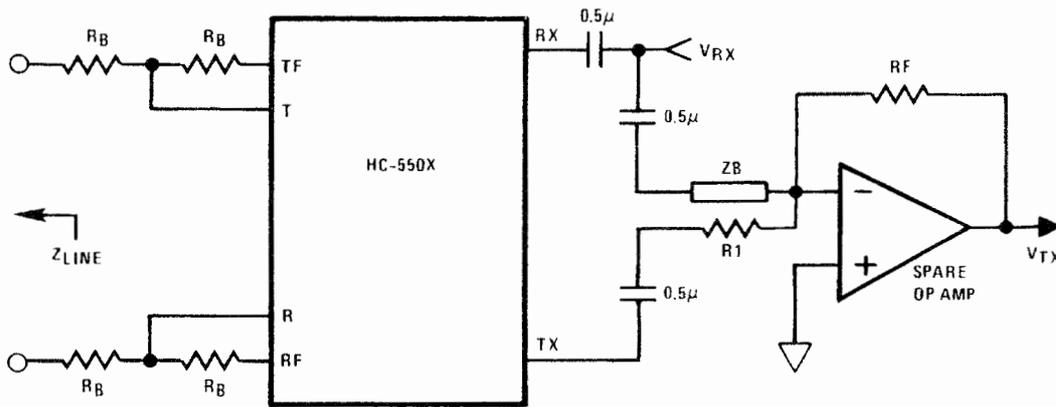


1.3.1 Déterminer la tension aux bornes de la ligne VT, chargée par ZT quand on applique un signal sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau 0 dBm à partir de l'entrée VRX ( $V_{em} = VRX$ ). Pour cela, vous remarquerez que :  $R6-01 + R10-01 = R7-01 + R11-01 = R8-01 + R12-01 = R9-01 + R13-01 = R81 = R82 = R83 = R84 = R_{eq}$

1.3.2 Déterminer l'expression de la tension VTX, à partir du moment où la charge côté ligne téléphonique est ZT et quand on applique un signal sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau 0 dBm sur l'entrée VRX ( $V_{em} = VRX$ )

1.3.3 Déterminer le niveau de tension de VTX pour  $ZT = 600\Omega$  (résistif), que pensez-vous de ce niveau de tension (comparer avec les grandeurs fournies dans la documentation du constructeur (Trans Hybrid Loss)?)

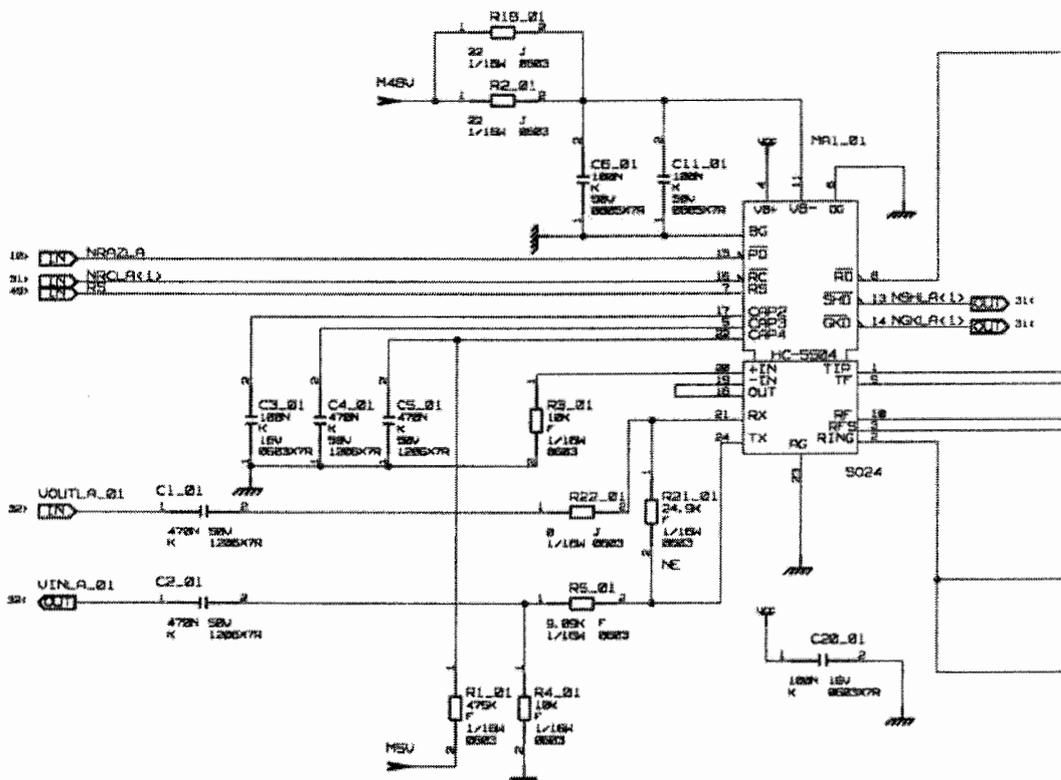
1.3.4 Pour résoudre ce problème, le constructeur propose le montage suivant, le circuit est appelé « Balance Network », l'ALI est intégré dans le circuit.



1.3.4.1 Déterminer la nouvelle expression de  $V_{TX}$  à partir de  $V_{Tx}$ ,  $V_{Rx}$  et  $R_F$ ,  $Z_B$ ,  $R_1$ .

1.3.4.2 Proposer une méthode pour déterminer  $R_F$ ,  $Z_B$ ,  $R_1$  qui permette d'annuler le phénomène de paradiaphonie. Vous justifierez pourquoi  $Z_B$  est donnée comme une impédance et vous préciserez les valeurs choisies pour le cas particulier où  $Z_T=600\Omega$  (résistif)

1.3.5 A partir du schéma structurel du montage du duplexeur HC9P5504B5 et de la documentation du SICOFI4µ (PEB2466), préciser comment dans l'autocommutateur est réalisée l'opération de réduction du phénomène de paradiaphonie. Vous préciserez le registre qui permet de programmer le dispositif.



### 1.4 Phénomène d'écho.

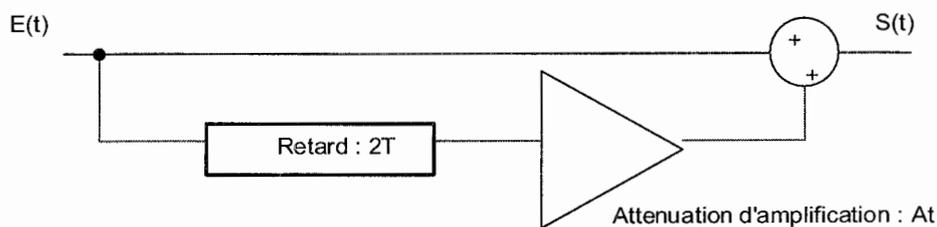
Un phénomène d'écho se produit sur des liaisons téléphoniques à relativement grande distance. Il a pour source le fait qu'il est impossible d'équilibrer parfaitement les terminaisons

de chaque liaison (le bouclage se fait par l'intermédiaire du réseau 4 fils qui sert de passerelle et le signal revient sur le réseau deux fils vers l'émetteur). Pour chaque usager, cela se traduit par la perception de sa propre voix atténuée et retardée dans le temps, voir de provoquer un son "caverneux" désagréable. Ce phénomène devient gênant quand le retard est supérieur à 50ms. Il peut également être source d'instabilité.

Ce phénomène se modélise par une propagation multiple où un même signal peut arriver par deux ou plusieurs trajets qu'il parcourt en des temps différents. On s'intéressera ici à un cas simple en ne considérant qu'un seul chemin indirect retardé.

**Problématique :** comment établir une liaison entre deux usagers sans que l'écho soit un phénomène gênant.

**1.4.1 Modélisation de l'écho.**



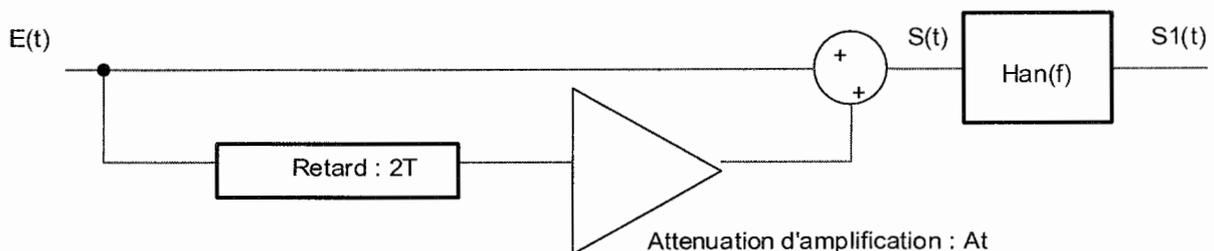
**1.4.1.1** En considérant que le signal en écho est retardé de  $T$  et atténué de  $A_t$ , donner l'expression de  $S(t)$ .

**1.4.1.2** A partir de l'expression précédente, donner la fonction de transfert de l'ensemble appelée  $H(f)$ . Vous préciserez également l'expression de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ .

**1.4.2 Réduction de l'écho.**

Pour notre cas, nous sommes sur une liaison vers les Etats-Unis,  $A_t = 0,2$ .

Pour retrouver au niveau de l'utilisateur le signal  $E(t)$  et ainsi corriger la distorsion, on utilise dans le récepteur (autocommutateur), un filtre qui annule l'écho de fonction de transfert :  $H_{an}(f) = 1/H(f)$ .



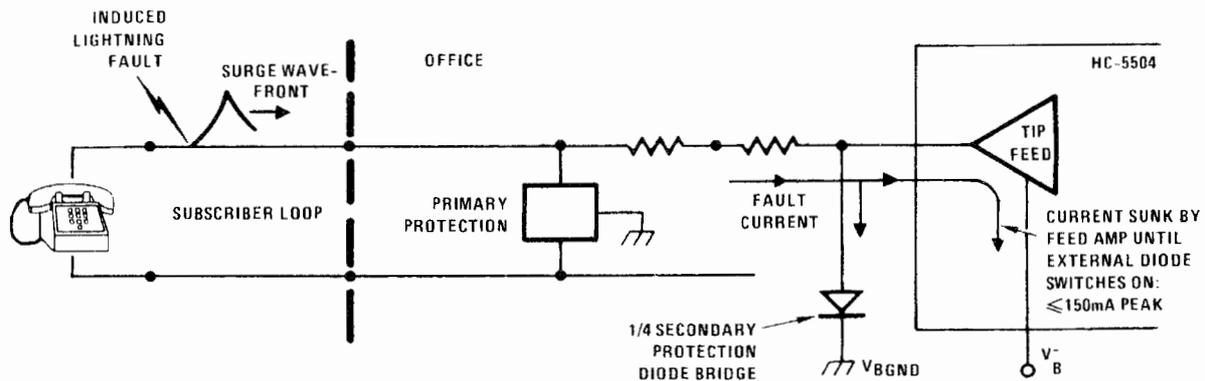
**1.4.2.1** Donner l'expression de  $H_{an}(f)$ , pour cela vous pourrez utiliser le développement de Taylor suivant :  $1/(1+x) = 1-x+x^2-x^3+x^4-x^5+\dots+(-1)^n x^n$ , valable pour  $|x| < 1$ . Préciser la condition qui doit être remplie.

**1.4.2.2** Donner la réponse impulsionnelle  $h_{an}(t)$ , et donner l'équation qui permettra d'intégrer le filtre de façon numérique, vous préciserez les difficultés que vous risquez de rencontrer pour intégrer le filtre ainsi que pour répondre parfaitement au souci

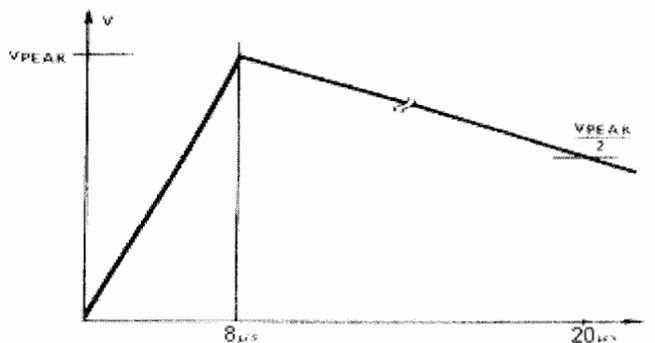
*d'annulation de l'écho (à partir du document de présentation, vous préciserez ou est traité le phénomène d'écho au niveau de l'autocommutateur).*

## 2. Protection de l'autocommutateur et de la ligne

Le constructeur recommande de protéger la ligne par deux protections, une protection primaire et une protection secondaire. La protection primaire est chargée de limiter la tension de défaut entre 500V et 1000V de façon à ce que la protection secondaire prenne le relais.



La forme de l'impulsion induite due à la foudre est représentée par la figure suivante. La tension maximale  $V_{PEAK}$  vaut aux environs de 10 kV.



### 2.1 Etude de la protection primaire.

2.1.1 *En vous appuyant sur le schéma structurel, indiquer les composants qui assurent la protection primaire.*

2.1.2 *Indiquer comment la protection primaire agit (essentiellement le trisil).*

2.1.3 *En considérant que la ligne protégée est longue de 1 km, chargée par un téléphone décroché (600  $\Omega$ , on prendra comme hypothèse que l'influence de la partie capacitive n'affecte pas le calcul suivant), indiquer la valeur du courant maximal qui apparaît au sein de cette ligne si la foudre frappe à proximité (apparition d'une tension de mode commun  $V_{PEAK}$ ). Préciser si le composant choisi a été bien dimensionné.*

**2.2 Etude de la protection secondaire.**

2.2.1 En vous appuyant sur le schéma structurel, indiquer les composants qui assurent la protection secondaire.

2.2.2 Indiquer comment la protection secondaire agit, puis indiquer la valeur du courant maximal qui apparaît au sein de cette ligne si la foudre frappe à proximité (apparition d'une tension de mode commun  $V_{PEAK}$ ). Préciser si le composant choisi a été bien dimensionné.

**3. Signalisation de numérotation**

La numérotation sur les postes abonnés et par l'intermédiaire de l'autocommutateur s'effectue grâce à une numérotation numérique double ton.

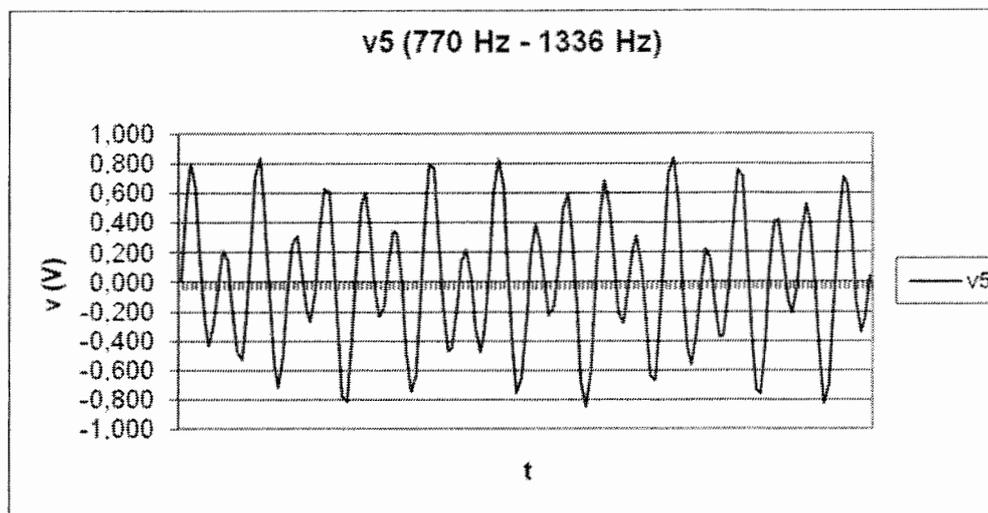
A chaque appui sur l'une de ces touches, le téléphone de l'utilisateur X envoie sur la ligne, à destination de l'autocommutateur auquel il est raccordé, une tension composite  $V$  dite *tension DTMF (Dual Tone Multiple Frequencies)* telle que  $V = E_L \sin(\omega_L t) + E_H \sin(\omega_H t)$ , avec  $E_L =$

320 mV et  $E_H = 540$  mV, et où  $f_L = \frac{\omega_L}{2\pi}$  et  $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$  sont définies par le tableau suivant :

		fH (High)			
		1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
fL (Low)	697 Hz	1	2	3	A
	770 Hz	4	5	6	B
	852 Hz	7	8	9	C
	941 Hz	*	0	#	D

Les composantes spectrales de ces tensions DTMF appartiennent au spectre des fréquences audibles, c'est pourquoi ces tensions sont également véhiculées jusqu'à l'écouteur de l'abonné A, permettant ainsi à ce dernier de vérifier qu'il a correctement appuyé sur les 10 touches de numérotation.

On donne, l'évolution temporelle de la tension DTMF considérée entre les instants  $t=0$  et  $t=15$  ms, et correspondant à l'appui sur la touche 5.



Les 2 valeurs associées à chaque couple de fréquences n'étant pas multiples l'une de l'autre, la tension DTMF est une tension **apériodique**.

CCITT Recommandations Q.23 et Q.24 (valeurs AT&T) :

Tolérance sur la fréquence à la détection :

- ON : 1.5%, si une fréquence est détectée mieux que +/- 1.5% elle est valide.
- OFF : 3.5%, si une fréquence est détectée au-delà de +/- 3.5% elle est invalide.

Durées

- Durée signal détecté ON : >40 ms.
- Durée signal détecté OFF: <23 ms.
- Durée de la pause : 40 ms max..
- Interruption du signal : 10 ms min.
- Rapidité de numérotation : 93ms/digit.

Caractéristiques électriques du signal

- Différence d'amplitude maximale ; H/L = +4 dB / - 8 dB min
- Rapport signal sur bruit : 15 dB minimum (Amplitude du signal 5.6 fois plus forte que celle du bruit)
- Puissance du signal : -26 dBm minimum

### 3.1 Réalisation des fréquences DTMF

On souhaite intégrer les générateurs de fréquence DTMF par une fonction programmée de façon à pouvoir l'implanter sur tous les types de support. Nous allons déterminer une méthode économe en mémoire qui permettra d'adapter la demande faite à partir de chaque canal. Pour cela, nous allons générer une fonction sinusoïdale à l'aide d'une fonction de récurrence.

**3.1.1** *Montrer que la fonction sinus peut s'écrire sous la forme :*

$$\sin(N\omega T_e) = 2 \cos(N\omega T_e) \sin[(N-1)\omega T_e] - \sin[(N-2)\omega T_e]$$

TE : période d'échantillonnage

**3.1.2** *Ecrire l'équation aux différences qui permet de générer une sinusoïde (vous poserez  $Y_N = \sin(N\omega T_e)$ ) et donner l'expression complète qui permet de générer un signal DTMF ( $S_N$  et pour la seconde sinusoïde, vous poserez  $X_N = \sin(N\omega_1 T_e)$ ).*

**3.1.3** *Préciser le nombre de registres qu'il est nécessaire de renseigner pour générer 8 signaux DTMF.*

**3.1.4** *En utilisant les registres précédents, proposer un programme écrit en pseudo-code (voir documents constructeurs P35) qui permette d'implémenter la numérotation DTMF dans l'autocommutateur ou un poste numérique.*

### 3.2 Détection des séquences DTMF

**Problématique :** Réduire le temps de calcul nécessaire à la détection DTMF.

**Détection par transformée de Fourier.**

La relation est donnée par :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn / N}$$

$k$  : indice de l'échantillon fréquentiel

$n$  : indice de l'échantillon du signal à analyser

$N$  : nombre d'échantillons de la fenêtre d'analyse (temporel et fréquentiel)

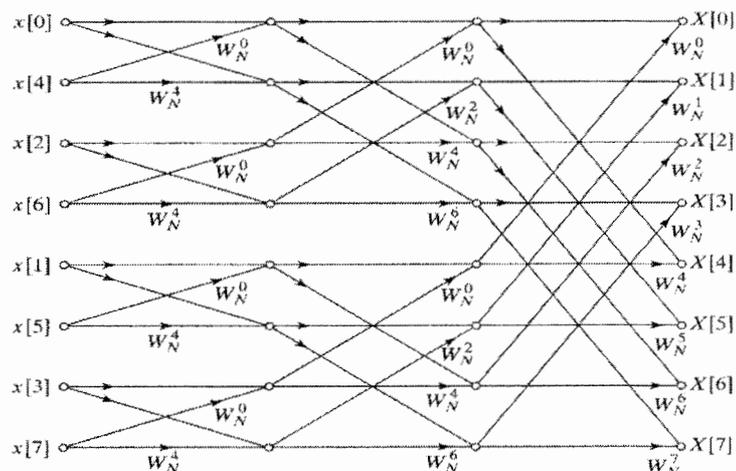
$X[k]$  : composante fréquentielle du signal

$x[n]$  : composante temporelle du signal

Dans ce cas :

- 3.2.1 *Préciser le nombre de multiplications et d'additions complexes requises pour chaque coefficient*
- 3.2.2 *Préciser le nombre de multiplications et d'additions complexes requises pour obtenir tous les coefficients nécessaires à l'espace spectral analysé.*
- 3.2.3 *Préciser le nombre de multiplications et d'additions réelles requises pour obtenir tous les coefficients nécessaires à l'espace spectral analysé.*
- 3.2.4 *Si cette méthode est utilisable compte tenu des contraintes et des recommandations de la CCITT pour cela vous considérerez que la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, un temps d'exécution pour une instruction de 200 ns (cas d'un microcontrôleur dédié fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 20 MHz) et 205 échantillons.*
- 3.2.5 *Préciser quelle est la stratégie de calcul qui permet de réduire considérablement le nombre d'opérations.*
- 3.2.6 *Détermination du nombre de multiplications nécessaires à la réalisation de cette transformation.*

On rappelle que l'algorithme de la FFT peut se mettre sous cette forme pour 8 valeurs :



**3.2.6.1** *A partir de l'équation de la transformée de fourier, vous montrerez que*

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r]W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1]W_{N/2}^{rk} \quad W_N = e^{-j2\pi/N}$$

**3.2.6.2** *Donner dans ce dernier cas le nombre de multiplications réalisées.*

**3.2.7** *Sur l'exemple avec 8 échantillons et 8 valeurs cherchées, préciser le nombre de fois ou nous avons besoin de procéder à cette dichotomie.*

**3.2.8** *Donner en l'expliquant la relation qui permet de déterminer le nombre de multiplications et d'additions à réaliser.*

**3.2.9** *Préciser si cette méthode est utilisable compte tenu des contraintes des recommandations de la CCITT (pour cela vous considérerez que la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, un temps d'exécution pour une instruction de 200 ns (cas d'un microcontrôleur dédié fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 20 MHz) et 205 échantillons :*

**3.3** Détection par algorithme de Goertzel.

Les circuits spécialisés échantillonnent avec des fréquences inférieures à 10 MHz, la plupart fonctionnent à 4 MHz. Il est donc nécessaire de réduire encore le temps de calcul, nous recherchons un procédé économe en temps de calcul, pour cela, nous allons observer que nous n'avons pas besoin de calculer l'ensemble des transformées de fourier pour tous les harmoniques, mais dans le problème qui nous intéresse, il est important de n'extraire que l'amplitude du signal des deux harmoniques qui constituent le « dual tone ».

**3.3.1** *Mise en évidence de l'algorithme*

*Il est important de constater qu'à la détection nous n'avons besoin de détecter que 8 fréquences. Le principe de l'algorithme est de trouver le filtre à réponse impulsionnelle infinie qui permet de détecter les fréquences dont nous avons besoin. A partir de la TFD :*

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r]e^{-j(2\pi/N)rk}$$

*Montrer que cette relation peut se mettre sous la forme :*

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] h_k(N-r)$$

Où

$$h_k(N-r) = e^{-j(2\pi/N)k(r-N)}$$

*Représenter la réponse impulsionnelle du filtre.*

3.3.2 *Montrer que cela peut se réduire sous la forme d'un filtre dont la fonction de transfert est :*

$$H_k(z) = \frac{Y_k(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}$$

3.3.3 *Donner l'équation aux différences permettant d'implémenter ce filtre et préciser le nombre d'opérations réelles et complexes qu'il est nécessaire de réaliser.*

3.3.4 *Dans le cadre de la détection DTMF, seule la détection de l'amplitude de chacun des 8 signaux de fréquence connue constitutifs du message à analyser est importante. Nous voulons réduire de nombre d'opérations réelles pour réduire le temps de calcul, proposer une solution qui permette d'obtenir la structure de l'algorithme de Goertzel à partir de la structure générale du filtre.*

$$H_k(z) = \frac{Y_k(z)}{X_k(z)} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2}}$$

*Et montrer que l'algorithme peut s'écrire*

$$D_k[n] = x(n) + 2 \cos \frac{2\pi k}{N} D_k(n-1) - D_k(n-2)$$

Pour  $n=N$

$$y_k[n] = D_k(n) - D_k(n-1) e^{-j\frac{2\pi}{N}k}$$

3.3.5 *Pour réduire le temps de calcul, il est nécessaire de ne plus avoir à réaliser que des opérations réelles. Comme la phase n'a aucune importance pour nous, il est possible de ne détecter que l'amplitude de chaque harmonique utile.*

*Montrer que calculer le module de  $y_k[n]$   $n=N$  suffit.*

$$Y_k[m]_{m=N} = X_k(N)$$

3.3.6 *A partir de la structure générale de l'algorithme de Goertzel, en déduire le nombre maximal d'opérations nécessaires au décodage des signaux et l'adéquation des opérations à réaliser en relation avec la durée d'une période d'échantillonnage ainsi que temps d'exécution nécessaire.*

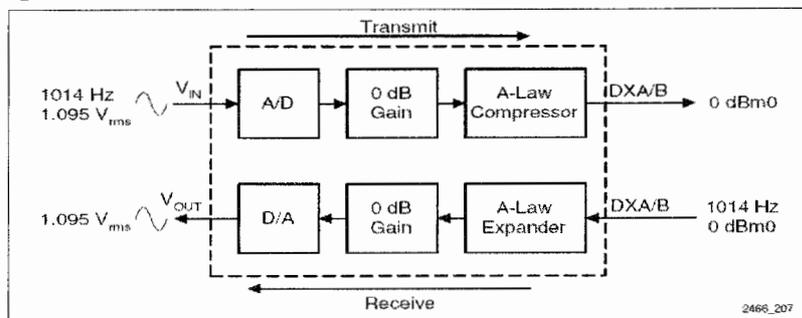
3.3.7 *Conclure sur l'utilité d'un tel algorithme. Préciser quelles sont les précautions à prendre avant de l'implémenter.*

#### 4. Numérisation de la voix et compression.

La voix humaine dépend de plusieurs facteurs, la puissance du son émis dépend essentiellement du débit pulmonaire, la hauteur du son de la tension des cordes vocales, le timbre des différentes cavités (pharyngée, buccale, nasale). De fait, l'ensemble de ces éléments permet un modelage du spectre du son produit par la vibration des cordes vocales.

Les seuls sons périodiques que l'homme puisse prononcer sont les voyelles, elles correspondent à des couples fréquentiels variant de 180Hz à 2500Hz. Les consonnes sont des sons transitoires dont les composantes s'étendent au delà de 5000Hz. Cependant, au delà de 3000 Hz, les composantes n'interviennent plus que dans le timbre de la voix. Ainsi, pour entendre un message vocal audible, en faisant abstraction de la fidélité absolue au timbre de la voix, une bande passante allant de 300Hz à 3400Hz est choisie dans le domaine des télécommunications (téléphonie) pour transmettre la voix.

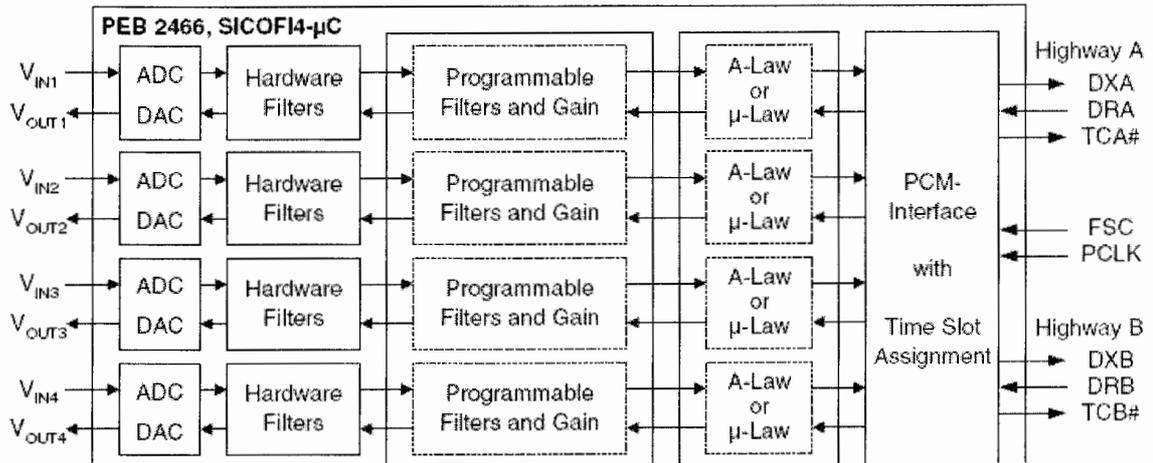
Dans notre cas, l'échantillonnage, la conversion, le traitement et la compression sont réalisés par l'intermédiaire du circuit SICOFI 2466. La chaîne de traitement est modélisée par la représentation fonctionnelle suivante.



Les valeurs aux entrées et aux sorties sont les valeurs typiques de fonctionnement du composant (la tension maximale admissible côté ligne téléphonique est de 2,223V). La fréquence d'échantillonnage est de 8KHz.

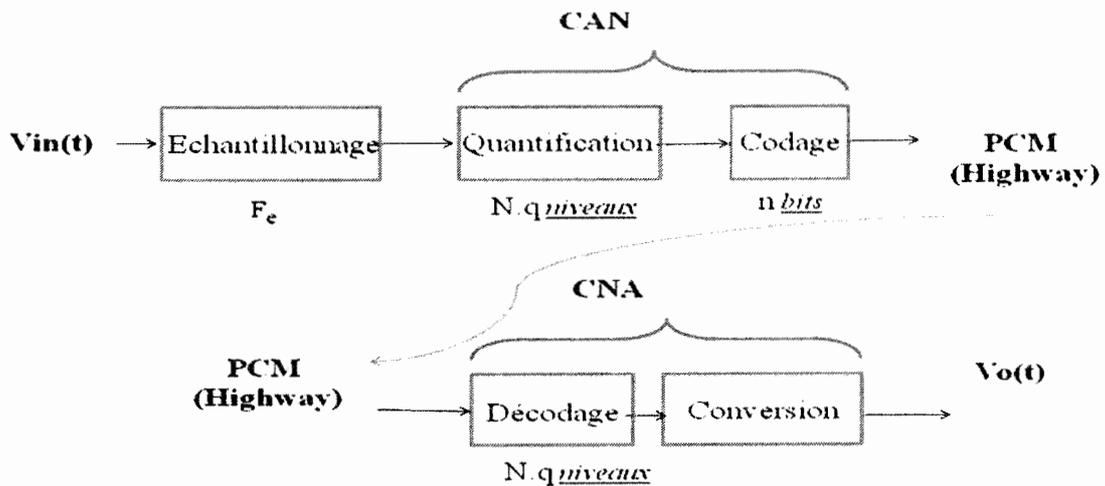
#### 4.1 Echantillonnage

- 4.1.1 *Vérifier en les précisant que les conditions d'échantillonnage sont bien choisies.*
- 4.1.2 *Indiquer pourquoi il n'apparaît pas de filtre anti-repliement devant les convertisseurs.*
- 4.1.3 *A partir du schéma de principe suivant du circuit PEB2466, compte tenu que la technologie des convertisseurs utilisés est  $\Sigma/\Delta$ , expliquer l'utilité et le principe des filtres « Hardware Filters » au niveau de la structure du PEB 2466.*



#### 4.2 Compression

Le schéma de quantification et de restitution du signal quantifié est explicité par la figure suivante.



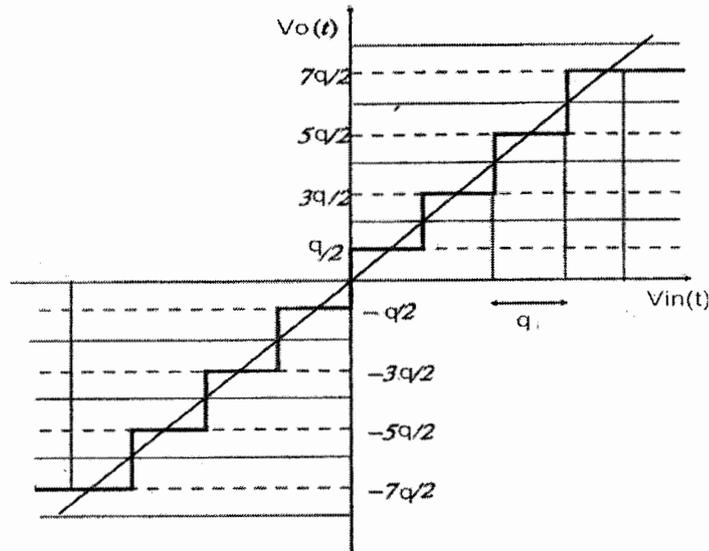
L'opération de quantification du signal analogique d'entrée ( $V_{in}(t)$ ) donne naissance à un signal quantifié et numérisé qui est ensuite codé avant transmission. L'émetteur transmet un nombre  $I$  qui représente le signal sur un intervalle  $q$ . Le récepteur en recevant le nombre  $I$  le reconstitue de son mieux en un signal analogique instantané qui lui correspond. A défaut d'informations plus précises, il admet que la valeur se trouve au milieu de l'intervalle  $q$  correspondant. Le signal reconstitué est  $V_o(t)$ . Il existe entre  $V_{in}(t)$  et  $V_o(t)$  une erreur. Cette erreur est appelée erreur de quantification  $\varepsilon(t)$ .

Le bruit de quantification sera d'autant plus gênant que le signal  $V_{in}(t)$  sera de faible amplitude. Pour les fortes valeurs de  $V_{in}(t)$  le bruit sera pratiquement insignifiant.

$$\varepsilon(t) = Er(t) = V_{in}(t) - V_o(t)$$

$V_{in}(t)$  : signal d'entrée non quantifié

$V_o(t)$  : signal reconstitué



**Rapport signal bruit.**

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_B}\right)$$

$P_S$  : puissance du signal  $m(t)$

$P_B$  : puissance du bruit de quantification

On rappelle également que la valeur quadratique moyenne d'un signal est égale à sa valeur efficace au carré.

4.2.1 Déterminer la puissance du bruit de quantification, pour cela, vous considérerez que la

variance d'une variable aléatoire continue peut s'écrire :  $\sigma_\varepsilon^2 = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} (x - m)^2 p(x) dx$

Avec  $m$ , valeur moyenne.

- on remarquera l'équiprobabilité des valeurs de  $\varepsilon(t)$  ;
- on considérera que la puissance du signal ou du bruit s'applique à une résistance appelée  $R$ .

4.2.2 Déterminer la puissance du signal d'entrée  $V_{in}(t)$ , pour cela, vous considérerez que c'est un signal sinusoïdal dont l'amplitude est limitée par  $-V_{in}$  et  $+V_{in}$ .

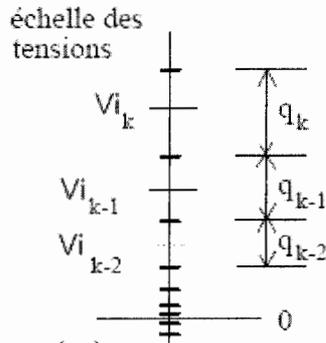
4.2.3 Déterminer le rapport signal sur bruit pour  $n$  bits et montrer qu'il est égal à :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 1,76 + 20.n.\log 2 + 20\log(V_{in}) - 20\log(V_o)$$

Avec  $V_o$  valeur maximale de  $V_o(t)$

4.2.4 Pour garantir les bonnes conditions de transmission de la parole, il est nécessaire que le rapport signal sur bruit soit au moins de 35db. A partir de l'expression du rapport signal sur bruit théorique, qu'en concluez-vous ?

4.2.5 Pour atteindre les performances souhaitées, nous devons maintenir l'erreur de quantification constante dans tout le domaine de quantification. La solution consiste à faire varier le pas de quantification en fonction de l'amplitude de la tension  $V_{in}(t)$ .



Vous allez considérer que  $\left(\frac{S}{B}\right) = C$  et que :  $\left(\frac{V_{i_k}}{q_k}\right) = \sqrt{C}$  ,  $V_{i_k} - \frac{q_k}{2} = V_{i_{k-1}} + \frac{q_{k-1}}{2}$

Montrer que cela est à l'origine d'une loi de compression logarithmique de la forme :

$$\ln\left(\frac{V_{i_k}}{V_{i_0}}\right) = k \cdot \ln\left(\frac{\sqrt{C} + 1}{\sqrt{C} - 1}\right)$$

4.2.6 Donner les limites d'une loi logarithmique.

4.2.7 En pratique, on définit une plage minimum par exemple avec une valeur qui vaut  $(V_0/87,6)$ , cette butée est valable en Europe, toutes les plages situées en dessous de cette butée sont uniformément réparties, les plages situées au-dessus suivent une loi logarithmique. Dans notre cas, nous disposons de convertisseurs 12 bits et la possibilité de transmettre 8 Bits, par le procédé suivant. La loi est appelée loi A.

Niveaux sur 12 bits	Niveaux sur 8 bits	n° du segment	code segment
2047 à 1024	127 à 112	7	111
1023 à 512	111 à 96	6	110
511 à 256	95 à 80	5	101
255 à 128	79 à 64	4	100
127 à 64	63 à 48	3	011
63 à 32	47 à 32	2	010
31 à 16	31 à 16	1	001
15 à 0	15 à 0	0	000

Les échantillons sont codés sous 8 bits de la manière suivante :

- 1 bit de signe
- 3 bits pour le numéro du segment de droite sur la caractéristique
- bits pour la position sur le segment de droite

**Caractéristiques de la loi A :**

- Partie linéaire  $y = \frac{A \cdot x}{1 + \ln A}$  pour  $x = \frac{V_{in}(t)}{V_o}$  et  $x \leq \frac{1}{A}$
- Partie logarithmique  $y = \frac{1 + \ln(A \cdot |x|)}{1 + \ln A}$  pour  $\frac{1}{A} < x < 1$  avec  $A=87,6$

4.2.7.1 Dans le cas d'une quantification non uniforme, déterminer le pas de quantification de la loi A, dans la partie linéaire et dans la partie logarithmique à partir de la définition du pas de quantification donné par :

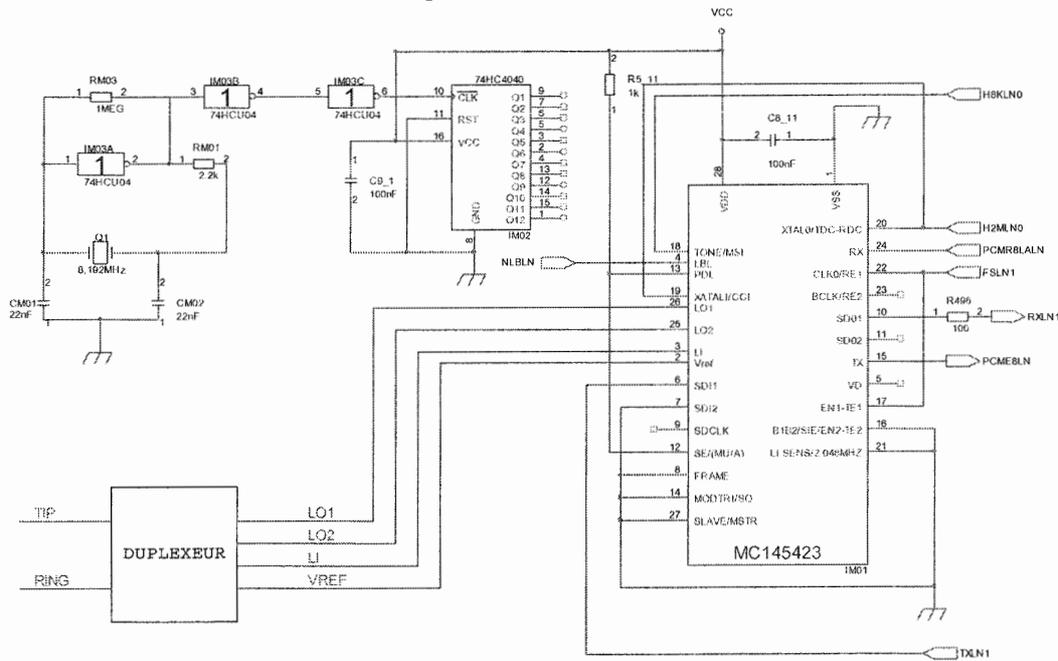
$$q(x) = q_o \cdot \frac{dx}{dy} \quad \text{avec} \quad q_o = \frac{2V_o}{2^n} \quad \text{et} \quad C = \frac{A}{1 + \ln A}$$

4.2.7.2 À partir du rapport signal sur bruit donné de façon instantanée, montrer que dans la partie linéaire nous avons un gain du rapport signal sur bruit important par rapport à un échantillonnage sur 8bits et que le rapport signal sur bruit est supérieur à 35 dB sur la partie logarithmique.

$$\text{Rapport signal sur bruit : } \frac{S(t)}{B} = \frac{6 \cdot V_{in}(t)^2}{q(x)^2}$$

**5. Etude de l'UDLT (Universal Digital Loop Tranceiver)**

Le schéma structurel relatif à cette partie est donné ci-dessous :



TIP - RING : Ligne Téléphonique

Title		
Interface Numérique (I) Partielle		
Size	Document Number	Rev
A	1	
Date	Saturday, May 17, 2008	Sheet 1 of 1

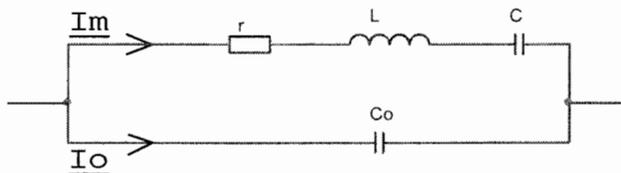
**5.1 Circuit UDLT MC145423**

- 5.1.1 Citer le rôle du circuit IM01. (Document constructeur page 20)
- 5.1.2 Compléter le tableau du document réponse DR1 pour configurer le circuit IM01 en mode UDLT 1 Master-Mode. C'est ce mode qui sera utilisé par la suite.
- 5.1.3 En vous référant aux caractéristiques analogiques du circuit, citer la différence de potentiel typique disponible en broche (2) du circuit IM01.
- 5.1.4 Rechercher la fréquence du signal à appliquer en broche (19) du circuit IM01.

**5.2 Génération de l'horloge de référence et du 2,048 MHz.**

Production d'une référence temporelle

*Phase 1 : On se propose de modéliser le quartz Q1 selon le schéma équivalent suivant :*



- 5.2.1 Justifier l'organisation de la structure de ce dipôle équivalent.
- 5.2.2 Sachant que  $L=6H$ ,  $r=100\Omega$  et  $\frac{Co}{C}=400$  et que la fréquence de résonance mécanique est de  $f_m=8,192\text{ MHz}$  : Calculer le coefficient de qualité  $Q$  du quartz et calculer les valeurs de  $C$  et  $Co$ .

On définit le facteur de mérite  $M$  d'un quartz à  $f$  proche de la fréquence de résonance mécanique par :

$$M = \frac{I_m}{I_o} \text{ rapport des intensités } |I_m| \text{ et } |I_o|.$$

- 5.2.3 Montrer que  $M$  peut être approché par  $M = \frac{1}{rCo\omega_m} = \frac{QC}{Co}$ , et calculer  $M$  pour le quartz de la structure.

- 5.2.4 Démontrer que les admittances complexes  $Y_m$  et  $Y_o$  du circuit résonant  $r, L, C$  et du condensateur  $Co$  peuvent être approximées à  $Y_m \approx \frac{1}{r(1 + 2jQ\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m})}$  ;  $Y_o \approx \frac{j}{rM}$  pour une pulsation  $\omega$  voisine de  $\omega_m$ .

Influence de la résistance série  $r$  sur  $f_s$  et  $f_p$ .

- 5.2.5 Calculer les fréquences  $f_s$  (résonance série) et  $f_p$  (antirésonance parallèle), pour lesquelles l'impédance du quartz est réelle. (on utilisera les expressions approchées précédentes).

5.2.6 Pour les deux fréquences précédentes, calculer la valeur de l'impédance du quartz.

**Phase 2 : On se propose de modéliser l'amplificateur réalisé avec l'opérateur logique IM03 et la résistance RM03 :**

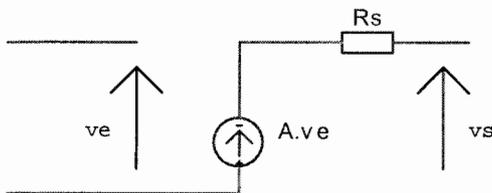
Détermination de la polarisation de l'opérateur :

5.2.7 Dessiner l'allure de la caractéristique entrée-sortie de l'opérateur logique IM03A.

5.2.8 Si on nomme  $V_e$  et  $V_s$  les différences de potentiels (référencées à 0V) respectives de l'entrée et de la sortie, donner les valeurs moyennes de  $V_e$  et  $V_s$  (Polarisation) en tenant compte de la présence de RM03.

Détermination de la caractéristique à vide de l'ensemble opérateur IM03A et RM03 autour du point de fonctionnement :

On donne le schéma équivalent suivant, autour du point de fonctionnement de l'opérateur IM03A.



On donne :  $A=-20$ ,  $R_s=20\text{k}\Omega$  et  $R_{M03}=1\text{M}\Omega$ .

5.2.9 Calculer l'impédance d'entrée  $Z_e$  de l'amplificateur réalisé en tenant compte de RM03.

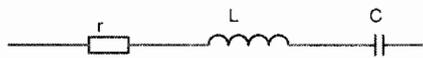
5.2.10 Calculer le gain  $\underline{G} = \frac{V_s}{V_e}$  de l'amplificateur.

5.2.11 Calculer l'impédance de sortie  $Z_s$  de l'amplificateur.

Remarque : On admettra pour la suite que ces grandeurs varient peu si l'amplificateur est chargé par un quadripôle réactif pour lequel on travaille autour de la fréquence de résonance.

**Phase 3 : On se propose de faire l'étude de l'oscillateur réalisé :**

On fait l'hypothèse selon laquelle la fréquence d'oscillation est proche de  $f_s$  (elle-même confondue avec  $f_m$ ). Le schéma utilisé pour le quartz sera donc le suivant :



5.2.12 Dessiner le schéma équivalent en petits signaux du dispositif, en faisant apparaître une chaîne d'action et une chaîne de réaction. On supposera que la résistance d'entrée de l'opérateur est très supérieure à l'impédance de CM02 à une fréquence voisine de  $f_m$ . On utilisera  $\underline{G}$  et  $Z_s$  les gains et résistance de sortie de l'amplificateur.

Non linéarité et premier harmonique :

5.2.13 Citer la non linéarité qui va limiter l'amplitude de l'oscillation et justifier brièvement que le gain équivalent pour le premier harmonique est réel.

Influence de  $r$  :

- 5.2.14 *En négligeant l'influence de  $r$  ( $r=0$ ), calculer la fréquence d'oscillation et vérifier qu'elle est bien proche de  $f_m$ . La condition de démarrage des oscillations est elle satisfaite ?*
- 5.2.15 *En tenant compte de la présence et de la valeur de  $r$ , recalculer la fréquence d'oscillation. Comparer l'écart entre les fréquences calculées à cette question.*
- 5.2.16 *Citer la sortie à utiliser sur le circuit 74HC4040 (IM02) permettant d'obtenir une fréquence de 2,048 Mhz. Dans la suite on utilisera cette configuration.*

## 6. Modulations

### 6.1 Principes de base de la modulation numérique

6.1.1 *Citer le rôle de la modulation.*

Deux caractéristiques principales permettent de comparer les techniques de transmission :

6.1.2 *Expliquer ce qu'est la probabilité d'erreur  $P_e$  par bit transmis. Quelle est sa relation avec le Taux d'Erreur par Bit (TEB ou BER) ?*

6.1.3 *Expliquer pourquoi il est utile de connaître l'occupation spectrale du signal émis.*

Soit une onde porteuse :  $s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$  avec  $\omega_0 = 2\pi f_0$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise avec un paramètre qui peut prendre 2 valeurs, et dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise avec un paramètre qui peut prendre M valeurs. On associe à un mot de n digits un état de modulation en groupant les n digits sous forme d'un bloc.

6.1.4 *Lorsque  $M=2$ , l'alphabet du message comporte deux symboles. Donner le nombre de symboles M-aire (alphabet) correspondant à n symboles binaires indépendants.*

6.1.5 *En déduire le nombre de bits véhiculés par un symbole M-aire en fonction de M.*

6.1.6 *Donner l'expression R de la rapidité de modulation d'un signal dont la période de changement d'état est T, sachant qu'il s'agit du nombre de changement d'état par seconde.*

6.1.7 *Donner en fonction de n et de R l'expression D du débit binaire d'un signal M-aire dont la période entre deux bits est  $T_b$ .*

6.1.8 *Que peut-on dire entre le débit de source et la rapidité de modulation dans le cas d'une source binaire.*

6.1.9 *La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit (TEB). Donner le rapport de définition de TEB.*

6.1.10 *L'efficacité spectrale se définit par le paramètre  $\eta = \frac{D}{B}$  où B est la largeur de bande occupée par le signal modulé. Donner la valeur de  $\eta$  en fonction de T, B et M pour un signal M-aire.*

6.1.11 *En déduire l'intérêt de la modulation M-aire.*

## 6.2 Modulation de Phase MDP M-Aires ou PSK M-Aires

En considérant que le signal modulant est un signal en bande de base de la forme :

$c(t) = \sum_k c_k \cdot g(t - kT)$ . Ce signal peut être éventuellement complexe et s'écrire avec :

$$c_k = a_k + jb_k$$

La fonction  $g(t)$  est une forme d'onde (le formant) qui est prise en considération dans l'intervalle  $[0, T[$ .

La modulation numérique transforme le signal  $c(t)$  en un signal  $m(t) = \text{Re} \left[ \sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_c t + \varphi_0)} \right]$  en relation avec l'onde porteuse.

**6.2.1** *Ecrire  $m(t)$  en fonction de  $a_k(t)$ ,  $b_k(t)$  et des expressions en phase et en quadrature de l'onde porteuse.*

Les signaux de base  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  utilisent le même formant  $g(t)$  qui est une impulsion rectangulaire de durée  $T$  et d'amplitude  $A$  si  $t \in [0, T[$ , et égale à 0 sinon.

**6.2.2** *Ecrire  $a_k(t)$  en fonction de  $a_k$ ,  $g(t)$  et  $T$ . Faire de même avec  $b_k(t)$  et  $b_k$ ,  $g(t)$  et  $T$ .*

**6.2.3** *Sachant que les symboles  $c_k$  sont répartis sur un cercle et qu'il en résulte l'écriture suivante :  $c_k = a_k + jb_k = e^{j\varphi_k}$ , écrire les expressions de  $a_k(t)$  et  $b_k(t)$  en fonction de  $\varphi_k$  et du formant.*

**6.2.4** *Pour améliorer les performances, les symboles sont répartis régulièrement sur le cercle. Donner l'expression des phases possibles  $\varphi_k$  en fonction de  $\pi$ ,  $k$  et  $M$  lorsque  $M > 2$ .*

**6.2.5** *Ecrire l'expression de  $m(t)$  comme la partie réelle d'une somme d'éléments faisant intervenir  $e^{j\varphi_k}$ , le formant et l'expression exponentielle de la porteuse.*

**6.2.6** *En ne considérant qu'un intervalle de temps  $[kT, (k+1)T[$  écrire l'expression de  $m(t)$  en fonction de  $A$  l'amplitude du formant et de  $\cos(\varphi_k)$  et  $\sin(\varphi_k)$ .*

## 6.3 Modulation de Phase MDP-2 ou BPSK (Binary PSK)

**6.3.1** *Dans ce type de modulation, citer le nombre de bits transmis par période  $T$ .*

**6.3.2**  *$M = 2$ ,  $c_k = e^{j\varphi_k}$  prend sa valeur dans l'alphabet  $\{-1; 1\}$ , Donner les valeurs possibles pour  $\varphi_k$ .*

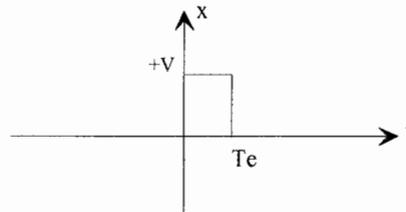
6.3.3 *Montrer que l'expression du signal modulé s'écrit :  $\pm A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$  si  $t \in [0, T[$ .*

6.4 **Modulation de Phase MDP-2 ou BPSK (Binary PSK) d'un motif NRZ**

6.4.1 *Compléter les chronogrammes du document réponse DR1 représentatifs d'un codage binaire à binaire symétrique NRZ.*

6.4.2 *Pour le motif d'un bit indépendant NRZ suivant, calculer la fonction d'autocorrélation  $R_{xx}^E(\tau)$ . On rappelle la définition de la fonction d'autocorrélation normalisée :*

$$R_{xx}^E(\tau) = \frac{1}{T_e} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t+\tau)dt$$



6.4.3 *Représenter cette fonction  $R_{xx}^E(\tau)$  sur le document réponse DR1 et vérifier qu'il s'agit d'une fonction triangle.*

6.4.4 *L'objectif du calcul qui va suivre est de définir la densité spectrale de puissance (DSP) du signal  $R_{xx}^E(\tau)$ . Pour réaliser ce calcul simplement nous proposons de dériver deux fois le signal  $R_{xx}^E(\tau)$ . Montrer que cette double dérivation permet d'écrire :*

$$\frac{d^2}{d\tau^2} (R_{xx}^E(\tau)) = \frac{V^2}{T_e} (\delta(\tau + T_e) + \delta(\tau - T_e) - 2\delta(\tau))$$

6.4.5 *Calculer la transformée de Fourier de la fonction  $\frac{d^2}{d\tau^2} (R_{xx}^E(\tau))$ . On rappelle que la transformée de Fourier d'une distribution de Dirac décalée est :*

$$F(\delta(t + T_e)) = e^{j2\pi f T_e}$$

6.4.6 *Montrer que la DSP de  $R_{xx}^E(\tau)$  est :  $R_{xx}^E(f) = V^2 T_e \sin^2(\pi f T_e)$*

*Représenter la densité spectrale de puissance du signal NRZ considéré entre  $-\frac{2}{T_e}$  et  $\frac{2}{T_e}$ .*

6.4.7 *Sachant que pour  $G(v) = X^2 T \left( \frac{\sin(\pi v T)}{\pi v T} \right)^2$  on a  $\int_{-\frac{1}{T}}^{\frac{1}{T}} G(v) dv = 0,904 X^2$ , calculer le pourcentage de la puissance contenue dans le lobe principal.*

- 6.4.8 *Indiquer pourquoi il n'est pas envisageable de transmettre ce signal en bande de base.*
- 6.4.9 *Le signal est donc transmis en envisageant dans un premier temps une modulation BPSK. Compléter les chronogrammes du document réponse DR2 (les variations de phases seront ici liées aux changements d'états).*
- 6.4.10 *Sachant que si  $\gamma_s(f)$  est la densité spectrale de puissance d'un signal en bande de base, alors la densité spectrale de puissance de ce signal modulé en BPSK par une onde de fréquence  $f_0$  est donnée par :  $\gamma_m(f) = \frac{1}{4}[\gamma_s(f - f_0) + \gamma_s(-f - f_0)]$ , calculer la densité spectrale de puissance  $G(f)$  associée au motif NRZ précédent.*
- 6.4.11 *Représenter l'allure de  $G(f)$  pour  $V = 1$  et  $f_0 = 512\text{Khz}$ . Donner la largeur de la bande utile en fonction de  $T_e$  et calculer cette valeur pour  $\frac{1}{T_e} = 256\text{Khz}$ .*

**6.5 Modulation DPSK et MDPSK de Motorola**

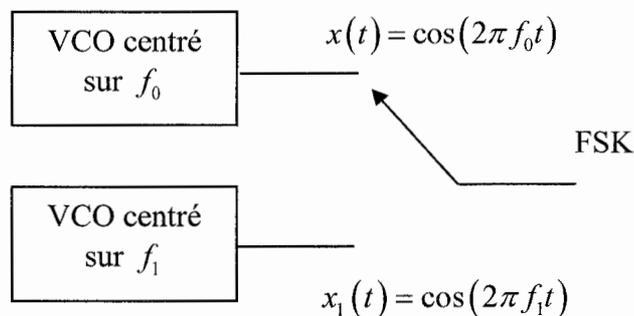
- 6.5.1 *Une des principales difficultés rencontrées pour démoduler un signal codé en modulation de phase est l'absence d'une référence de phase absolue. Citer ce qu'apporte la DPSK (Differential Phase Shift Keying) comme solution à ce problème.*
- 6.5.2 *Compléter les chronogrammes DPSK du document réponse DR2.*

La modulation MDPSK utilisée dans le circuit MC145423 de Motorola remplace l'inversion de phase d'un signal à 256 Khz par un demi-cycle à 128 Khz pour réduire l'encombrement spectral de la forme d'onde.

- 6.5.3 *En vous référant à la documentation constructeur du MC145423, compléter les chronogrammes MDPSK du document réponse DR2.*
- 6.5.4 *Citer le principe utilisé pour la localisation des bits.*
- 6.5.5 *Retrouver sur le chronogramme MDPSK du document réponse DR3 le code transmis par le signal modulé.*

**Assimilation à une FSK**

On se propose ici de valider le choix de Motorola pour une modulation proche de la FSK. Le principe est le suivant :



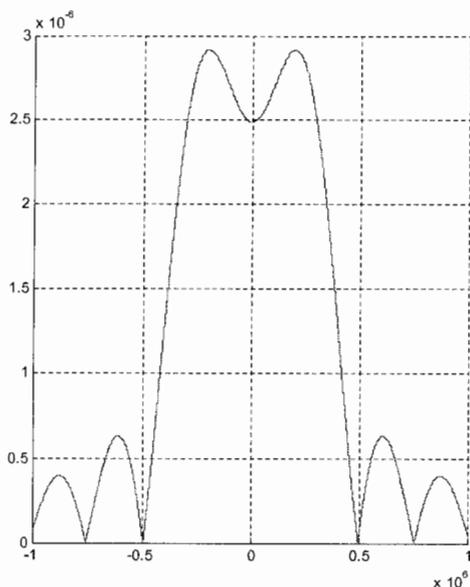
6.5.6 La transformée de Fourier étant considérée comme une opération linéaire, calculer  $X(f)$

et  $X_1(f)$  respectivement pour  $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  et  $t \in \left] -\frac{T}{2}; \frac{T}{2} \right[$  et pour

$x_1(t) = \cos(2\pi f_1 t)$  et  $t \in \left] -\frac{T}{2}; \frac{T}{2} \right[$ .

6.5.7 En déduire l'allure des représentations spectrales de  $X(f)$  et  $X_1(f)$  puis de  $S(f) = X(f) + X_1(f)$  pour les fréquences  $f_0 = 256\text{Khz}$  et  $f_1 = 128\text{Khz}$ .

6.5.8 La représentation de la densité spectrale de puissance de  $S(f)$  est la suivante :



En considérant le premier lobe utile, donner la valeur de la largeur de bande spectrale utile en MDPSK assimilée à une FSK.

6.5.9 Comparer les résultats des questions 2.4.11 et 2.5.8 et indiquer quel est l'avantage de la répartition proposée par la MDPSK assimilée à une FSK.

## 7. Partie pédagogique

A partir d'une application utilisant l'autocommutateur Nexspan, particulièrement la mise en œuvre de l'interface VoIP, identifier les apprentissages (cognitifs ou méthodologiques) qui peuvent être abordés en classe pour un niveau que vous aurez précisé, puis, vous développerez une séquence pédagogique (cours, TD, TP, synthèse) permettant l'acquisition de l'un de ces apprentissages. Vous prendrez appui par exemple sur les acquisitions à faire au niveau « protocoles de communication » et vous donnerez la liste complète du matériel utilisé ainsi qu'un descriptif des questions et des réponses. Vous pouvez vous appuyer sur les « Extraits du guide produit NeXspan ».