

## TABLES DES MATIERES

<b>TABLES DES MATIERES.....</b>	<b><i>i</i></b>
<i>Listes des figures et tableaux .....</i>	<i>iv</i>
<i>Notation .....</i>	<i>.vi</i>
<i>Abréviation et Unités des mesures .....</i>	<i>vii</i>
<b>PARTIE THEORIQUE .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>2</b>
<b>CHAPITRE 1 : NOTION DE BASE SUR LE SYSTEME DE NUMERISATION.....</b>	<b>3</b>
<b>1.1. Numérisation d'un signal analogique .....</b>	<b>3</b>
<i>1.1.1. Modèle mathématique d'un signal échantillonner .....</i>	<i>3</i>
<i>1.1.2. Calcul du spectre d'un signal échantillonné.....</i>	<i>4</i>
1.1.2.1. Cas où : $F_e < 2 f_{max}$ .....	<i>.5</i>
1.1.2.2. Cas où $F_e > 2f_{max}$ .....	<i>5</i>
<i>1.1.3. Condition de Shannon.....</i>	<i>6</i>
<i>1.1.4. Reconstitution d'un signal <math>s(t)</math> (Formule d'interpolation de Shannon).....</i>	<i>6</i>
<b>1.2. Circuit de Numérisation .....</b>	<b>7</b>
<i>1.2.1. Définition et Propriétés .....</i>	<i>7</i>
<b>CHAPITRE 2 : TRANSMISSION NUMERIQUE .....</b>	<b>9</b>
<b>2.1. Introduction .....</b>	<b>9</b>
<b>2.2. Chaîne de transmission numérique .....</b>	<b>9</b>
<i>2.2.1. Schéma de principe d'une chaîne de transmission .....</i>	<i>9</i>
2.2.1.1. La source de message numérique .....	<i>10</i>
2.2.1.2. Le codage de source .....	<i>11</i>
2.2.1.3. Le codage de canal .....	<i>11</i>
2.2.1.4. Emetteur .....	<i>12</i>
2.2.1.5. Le canal de transmission (voir annexe).....	<i>13</i>
2.2.1.6. Récepteur .....	<i>14</i>
<b>CHAPITRE 3 : TRANSMISSION EN BANDE DE BASE SUR UN CANAL IDEAL ...</b>	<b>15</b>
<b>3.1. Généralités .....</b>	<b>15</b>
<b>3.2. Les codes en ligne .....</b>	<b>15</b>
3.2.1. <i>Définition .....</i>	<i>15</i>
3.2.2. <i>Buts .....</i>	<i>16</i>
3.2.3. <i>Principe des codes en ligne .....</i>	<i>16</i>
3.2.4. <i>Critères de choix d'un code en ligne.....</i>	<i>16</i>
<b>3.3. Exemples des codes en ligne .....</b>	<b>17</b>
3.3.1. <i>Les codes en ligne à symboles indépendants .....</i>	<i>17</i>

3.3.1.1. Code NRZ binaire (Non Retour à Zéro) .....	17
3.3.1.2. Code RZ binaire (Retour à Zéro) .....	18
3.3.1.3. Code biphase binaire (ou code « Manchester »).....	19
3.3.2. Les codes en ligne à symboles dépendants .....	20
3.3.2.1. Le code bipolaire (ou AMI) .....	20
3.3.2.2. Le code HDBn .....	21
<b>CHAPITRE 4 : TRANSMISSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE SUR UN</b>	
<b>CANAL A BANDE LIMITEE .....</b>	<b>22</b>
<b>4.1. Introduction .....</b>	<b>22</b>
<b>4.2. Notion d'Interférence Entre Symboles (IES).....</b>	<b>22</b>
4.2.1. Caractéristique de l'IES : diagramme de l'œil et distorsion maximale.....	24
4.2.2. Condition d'absence d'IES .....	24
4.2.3. Critère de Nyquist.....	26
4.2.4. Expression de la probabilité d'erreur .....	28
4.2.5. Conclusion.....	29
<b>PARTIE SIMULATION.....</b>	<b>30</b>
<b>CHAPITRE 5 : SIMULATION SOUS MATLAB 7.0 DES DIFFERENTS CODES EN</b>	
<b>LIGNE .....</b>	<b>31</b>
<b>5.1. Présentation du Matlab 7.0 .....</b>	<b>31</b>
<b>5.2. Simulations des codes.....</b>	<b>31</b>
5.2.1. Présentation.....	31
5.2.2. Fonctionnement .....	31
5.2.3. Organigramme .....	33
5.2.4. Début du Programme .....	33
5.2.4.1. Fenêtre d'accueil .....	33
5.2.4.2. Fenêtre de début de la simulation.....	34
5.2.4.2.1. Code indépendant.....	35
5.2.4.2.1.1. Programme permettant la simulation de codes.....	35
5.2.4.2.1.2. Courbe du message Codé en NRZ.....	42
5.2.4.2.1.3. Courbe du message Codé en RZ.....	43
5.2.4.2.1.4. Courbe du message Codé en Manchester.....	43
5.2.4.2.2. Code dépendant.....	44
5.2.4.2.2.1. Courbe du message codé en Bipolaire.....	44
5.2.4.2.2.2. Courbe du message codé en HDBn.....	44
5.2.5. Récapitulation.....	45
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>46</b>
<b>ANNEXE 1 : Liste de quelques Fonctions Matlab 7.0.....</b>	<b>47</b>
<b>A.1.1. Environnement Matlab .....</b>	<b>47</b>
<b>A.1.2. Matrices et algèbre linéaire .....</b>	<b>48</b>

<b>A.1.3. Fonctions graphiques .....</b>	<b>48</b>
<b>A.1.4. Analyse de données statiques.....</b>	<b>49</b>
<b>ANNEXE 2 : Les Etapes de Numérisation d'un signal.....</b>	<b>50</b>
<b>A.2.1 : Echantillonnage imparfait (réel).....</b>	<b>50</b>
<b>A.2.2 : Echantillonneur/Bloqueur.....</b>	<b>51</b>
<i>A.2.2.1. Principe de fonctionnement.....</i>	<i>51</i>
<i>A.2.2.2. : Schéma réaliste de l'Echantillonneur/Bloqueur.....</i>	<i>52</i>
<b>A.2.3 : Conversion de signal Analogique en Numérique (CAN).....</b>	<b>52</b>
<i>A.2.3.1 : CAN à approximations successives.....</i>	<i>53</i>
A.2.3.1.1. : Détermination de $a_i$ .....	53
A.2.3.1.2. : Schéma Electronique du Commutateur Electronique utilisé.....	54
<i>A.2.3.2. : CAN réalisé à l'aide d'un Générateur de Tension Linéairement Variable.....</i>	<i>54</i>
A.2.3.2.1. : Fonctionnement.....	56
<b>ANNEXE 3 : Les différents types de canaux de transmission .....</b>	<b>57</b>
<b>A.3.1. Communication électrique filaire .....</b>	<b>57</b>
<b>A.3.2. Communication optique filaire .....</b>	<b>58</b>
<b>A.3.3. Autres supports.....</b>	<b>58</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>59</b>
<b>RENSEIGNEMENTS</b>	
<b>RESUME</b>	

## LISTE DES FIGURES et DES TABLEAUX

### Figures :

<b>CHAPITRE 1 : NOTION DE BASE SUR LE SYSTEME DE NUMERISATION.....</b>	<b>2</b>
<i>Figure 1.01</i> : Méthode d'opération d'échantillonnage.....	4
<i>Figure 1.02</i> : Représentation du chevauchement des motifs spectraux d'un signal échantillonné .....	5
<i>Figure 1.03</i> : Représentation du non chevauchement des motifs spectraux d'un signal échantillonné .....	5
<i>Figure 1.04</i> : Chaîne d'acquisition de traitement du signal .....	7
<b>CHAPITRE 2 : TRANSMISSION NUMERIQUE .....</b>	<b>9</b>
<i>Figure 2.01</i> : Schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique.....	10
<i>Figure 2.02</i> : Schéma externe d'un codage.....	12
<i>Figure 2.03</i> : Schéma de principe d'un émetteur .....	13
<i>Figure 2.04</i> : Schéma d'un canal de transmission numérique .....	14
<b>CHAPITRE 3 : TRANSMISSION EN BANDE DE BASE SUR UN CANAL IDEAL ...</b>	<b>15</b>
<i>Figure 3.01</i> : Gabarit d'un filtre passe bande modélisant une ligne de transmission .....	15
<i>Figure 3.02</i> : Chronogramme du code NRZ .....	18
<i>Figure 3.03</i> : Chronogramme du code RZ binaire pour $\lambda = \frac{1}{2}$ .....	18
<i>Figure 3.04</i> : Chronogramme du code biphasé .....	19
<i>Figure 3.05</i> : Chronogramme du code bipolaire RZ.....	20
<i>Figure 3.06</i> : Chronogramme du code HDBn.....	21
<b>CHAPITRE 4 : TRANSMISSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE SUR UN CANAL A BANDE LIMITEE .....</b>	<b>22</b>
<i>Figure 4.01</i> : Principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec filtrage à l'émission .....	22
<i>Figure 4.02</i> : Illustration de l'interférence entre symboles.....	23
<i>Figure 4.03</i> : Condition d'apparition d'IES .....	25
<i>Figure 4.04</i> : Trace d'un diagramme de l'œil .....	27
<b>CHAPITRE 5 : SIMULATION SOUS MATLAB 7.0 DES DIFFERENTES CODES EN LIGNE.....</b>	<b>31</b>
<i>Figure 5.01</i> : Forme du câble coaxial.....	32
<i>Figure 5.02</i> : Organigramme de la simulation .....	33
<i>Figure 5.03</i> : Fenêtre d'accueil .....	34

<i>Figure 5.04</i> : Fenêtre de début de la simulation.....	34
<i>Figure 5.05</i> : Affichages des différentes courbes .....	42
<i>Figure 5.06</i> : Courbe du message codé en NRZ.....	42
<i>Figure 5.07</i> : Courbe du message codé en RZ.....	43
<i>Figure 5.08</i> : Courbe du message codé en Manchester .....	43
<i>Figure 5.09</i> : Courbe du message codé en Bipolaire .....	44
<i>Figure 5.10</i> : Courbe du message codé en HDBn.....	44
<b>ANNEXE 2 : Les Etapes de Numérisation d'un signal.....</b>	<b>50</b>
<i>Figure A.2.01</i> : Echantillonnage réel d'un signal au temps $t = t_m$ .....	50
<i>Figure A.2.02</i> : Représentation dans le plan fréquentiel de l'échantillonnage imparfait (réel)51	
<i>Figure A.2.03</i> : Schéma Electronique Idéal de l'échantillonneur/Bloqueur .....	51
<i>Figure A.2.04</i> : Exemple d'échantillonnage d'un signal.....	52
<i>Figure A.2.05</i> : Schéma électronique réel d'un Echantillonneur/Bloqueur.....	52
<i>Figure A.2.06</i> : Schéma externe d'un CAN à approximations successives. ....	54
<i>Figure A.2.07</i> : Commutation Electronique réalisée avec des transistors (BJT) de type NPN... bipolaire.....	54
<i>Figure A.2.08</i> : Comparaison entre une tension quelconque $U_x$ et une Tension Linéairement Variable $U_c$ .....	55
<i>Figure A.2.09</i> : Schéma synoptique du CAN réalisé à l'aide d'un GLTV. ....	55
<i>Figure A.2.10</i> : Tension de sortie du CAN réalisé à l'aide d'un GTLV.....	55
<b>Tableaux :</b>	
<b>CHAPITRE 5 : SIMULATION SOUS MATLAB 7.0 DES DIFFERENTES CODES EN LIGNE.....</b>	<b>31</b>
<i>Tableau 5.01</i> : Types des messages reçus en fonction du rapport signal sur bruit et de la Probabilité d'erreur .....	45

## Notations

D:	Debit binaire exprime en bit par seconde
$T_b$ :	Duree d'un symbole binaire
R:	Rapidite de modulation exprime en bauds
M:	Nombre d'etats
C:	Capacite exprime en bits par secode
$T_e$ :	Pas d'echantillonnage
$\{s_m\}$ :	Séquence d'estimation numérique
$s^*(t)$ :	signal convolué
$U_x$ :	Tension de quantification x ( <i>ref</i> pour référence)
$\delta_{T_e}, u(t)$ :	Peigne de Dirac
$f_{max}, f_{min}, f_{ech}, f_b, f_h$ :	Fréquence maximal, minimal, d'échantillonnage, basse, haute
$t, \tau$ :	Temps ou intervalle de temps
$\gamma_e(f)$ :	Densité spectrale de puissance
$\lambda$ :	Longueur d'onde
$\sigma$ :	Variance de l'échantillonnage
B(t) :	Bruits
$g_r(t)$ :	Réponse impulsionnelle
h(t) :	Forme d'onde
$CS_\alpha(f)$ :	Filtre en cosinus surélevé
$\alpha$ :	Coefficient de retombé
$P_{eb}$ :	Probabilité d'erreur
erfc :	Fonction d'erreur complémentaire
$N_0$ :	Densité spectrale mono latérale du bruit
$E_b$ :	Energie moyenne
K :	Constante
$P_m$ :	Puissance moyenne
$R_c$ :	Rendement de code

## Abreviations

SNR:	Signal Noise Ration ou Rapport signal sur bruit
CAN:	Convertisseur Analogique Numérique
TF:	Transfomée de Fourier
GP:	Grandeur Physique
CAP:	CAPteur
E/B:	Echantillonneur/Bloquer
FA:	Filtre Analogique
LT:	Ligne de Transmission
PA:	PreAmplificateur
TNS:	Traitement Numérique du Signal
BP:	Largeur de bande ou Bande Passante
NRZ:	Non Retour a Zero
RZ:	Retour a Zero
AMI:	Alternative Marked Inversion
IES:	Interference Entre Symbole
ISI:	Interference Inter Symbole
MSB:	Most Signified Bit
GTLV:	Generateur de Tension Lineairement Variable

## Unités des mesures

dB:	décibel, unité de mesure de gain
°C :	degré Celsius, unité mesure de température
V:	volt, unité mesure de tension
m:	metre, unité mesure de longueur
Hz:	Hertz, unité mesure de fréquence
s:	seconde, unité mesure de temps
$\Omega$ :	ohm, unité mesure résistance, impédance, inductance
bit :	nombre de bit

Partie  
THEORIQUE



## INTRODUCTION GENERALE

L'invention de l'écriture puis de l'audio-visuelle eût suffi pour donner sa place éminente à l'information dans notre civilisation. Mais l'homme a aussi été capable de fabriquer des objets qui possèdent quelque peu la propriété du cerveau d'être défavorable en fonction de l'environnement.

La communication qui a connu un progrès considérable, depuis l'événement de la numérisation, en fait un facteur prépondérant. En effet, l'amélioration des relations et des coopérations entre des peuples ou des pays du monde entier, la bonne circulation des informations ainsi que les échanges technologiques sont des facteurs importants du développement.

Techniquement, la majeure partie de ces progrès se réalise au niveau de la transmission numérique en bande de base qui envoie directement le signal par sa fréquence de base, elle dépend également du support de transmission utilisé.

Ce mémoire s'intitule « Etude de la transmission numérique en bande de base ». Ceci consiste à transmettre les différents codes en ligne sur un canal en variant le rapport signal sur bruit.

Pour ce faire, le travail est subdivisé en cinq chapitres : on introduit dans le premier chapitre, la notion de base sur le système numérique; dans le second la transmission numérique; dans le troisième la transmission numérique en bande de base sur un canal idéal; dans le quatrième la transmission en bande de base sur un canal à bande limitée et dans le dernier chapitre la simulation sous Matlab 7.0 des différents codes en ligne.

# CHAPITRE 1 : NOTION DE BASE SUR LE SYSTEME DE NUMERISATION

## 1.1. Numérisation d'un signal analogique [1] [2] [11]

### 1.1.1. Modèle mathématique d'un signal échantillonné

La numérisation consiste à échantillonner le signal  $s(t)$  à des intervalles réguliers  $T_e$  appelés pas d'échantillonnage. On obtient ainsi la séquence  $\{s_m\}$  :

$$\{s_m\} = s(mT_e) \quad (1.01)$$

Idéalement, on suppose connaître exactement les amplitudes discrètes  $s(t)$  par le peigne (ou train d'impulsions de Dirac  $\delta_{T_e}(t)$  de période  $T_e$  (cf. figure 1.01), soit :

$$S_e(t) = s(t)\delta_{T_e}(t) \quad (1.02)$$

où  $s_e(t)$  est le signal échantillonné

Avec :

$$\delta_{T_e}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - mT_e) \quad (1.03)$$

qui est aussi la distribution de Dirac

Dans le domaine temporel, on peut alors représenter le signal échantillonné  $s_e(t)$  par la distribution.

$$S_e(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_m \delta(t - mT_e) \quad (1.04)$$

Donc le signal échantillonné  $S_e(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S_m \delta(t - mT_e)$  consiste en un train d'impulsions de Dirac équidistantes (c'est à dire d'espacement égal). La surface de l'impulsion de Dirac à l'instant  $t = mT_e$  est égale à la valeur de  $s(t)$  à cet instant.

### Remarque

Si la suite des nombres  $\{s_m\}$  est formée par des valeurs réelles, le signal  $s(t)$  correspondant est appelé signal réel, alors que si elle est composée de nombres complexes, on l'appelle signal complexe.

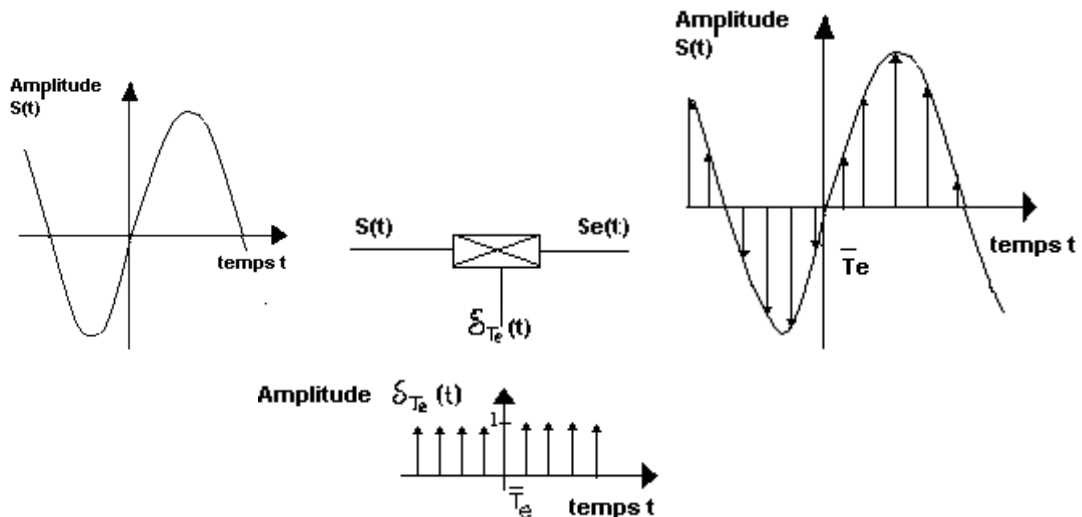


Figure 1.01 : Méthode d'opération d'échantillonnage

### 1.1.2. Calcul du spectre d'un signal échantillonné

Dans le domaine fréquentiel, le spectre  $S_e(f)$  d'un signal échantillonné  $s_e(t)$  est donné par la transformée de Fourier de  $s_e(t)$  :

$$S_e(f) = [s_e(t)] = TF \left[ s(t) \cdot \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - T_e) \right] \quad (1.05)$$

D'après le théorème de Plancherel, cette relation peut s'écrire :

$$S_e(f) = [s_e(t)] = TF [s_e^*(t)] TF \left[ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(t - T_e) \right] \quad (1.06)$$

où\* désigne le produit de convolution :

Donc :

$$S_e(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s(mT_e) \delta(f - \frac{m}{T_e}) \quad (1.07)$$

Il en résulte l'expression finale du spectre  $S_e(f)$

$$S_e(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S(f - \frac{m}{T_e}) \quad (1.08)$$

Le spectre  $S_e(f)$  ainsi obtenu est donc la répétition périodique du spectre  $S(f)$  du signal non échantillonné  $s(t)$  autour des fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage  $F_e$ .

L'échantillonnage fait donc apparaître une succession infinie des motifs spectraux secondaires identiques au spectre  $S(f)$  décalés d'un multiple de  $F_e$  et multipliés par le

facteur  $\frac{1}{T_e}$

La répartition fréquentielle de ce spectre nous permet de distinguer deux cas possibles :

1.1.2.1. Cas où :  $F_e < 2f_{\max}$

Le spectre  $S_e(f)$  a l'allure suivante (cf. Figure.1.02)

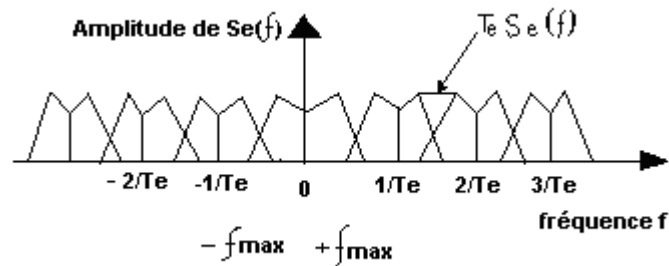


Figure 1.02 : Représentation de superposition des motifs spectraux d'un signal échantillonné

Dans ce cas, il est impossible de reconstituer le signal initial  $s(t)$  à partir de ces échantillons  $s(mT_e)$  à cause du chevauchement des motifs spectraux.

1.1.2.2. Cas où  $F_e > 2f_{\max}$

Le spectre  $S_e(f)$  a l'allure suivante (cf. Figure.1.03). Dans ce cas, il est possible de retrouver le spectre  $S(f)$  en ne conservant que le lobe compris dans l'intervalle  $[-f_{\max}, +f_{\max}]$ .

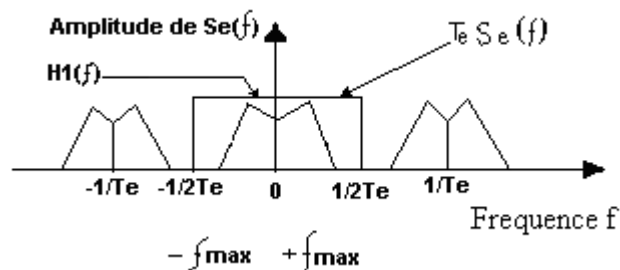


Figure 1.03 : Représentation de la non superposition des motifs spectraux d'un signal échantillonné

Si l'on souhaite reconstituer l'intégralité du signal  $s(t)$  pour t quelconque à partir du spectre  $S_e(f)$ , il faut poser des contraintes dans le choix de  $T_e$  qui constitueront la condition de Shannon (ou théorème de l'échantillonnage).

### 1.1.3. Condition de Shannon

Si la transformée de Fourier de  $s(t)$  a un support borné  $[0, f_{\max}]$ , le signal analogique initial ne pourra être intégralement reconstitué (pour  $t$  quelconque) à partir d'un seul échantillon  $\{s_m\}$ , que si le pas d'échantillonnage satisfait à la condition de Shannon :

$$T_e \leq \frac{1}{2f_{\max}} \quad (1.09)$$

Autrement dit, si un signal continu  $s(t)$  ne contient aucune composante de fréquence supérieure ou égale à  $f_{\max}$ , toute information contenant  $s(t)$  est entièrement contenue dans la suite des nombres  $s(mT_e)$  (séquence infinie d'échantillons) à condition que :  $T_e \leq \frac{1}{2f_{\max}}$

### 1.1.4. Reconstitution d'un signal $s(t)$ (Formule d'interpolation de Shannon)

Si la condition de Shannon est satisfaite, on pourra reconstituer le signal  $s(t)$  à partir du spectre  $S_e(f)$ . Cette méthode consiste à multiplier ce spectre par la fonction de transfert d'un filtre passe-bas idéal à fin d'isoler le motif central  $S(f)$  (cf. figure 1.03)

Par la transformée inverse, on a :

$$S(t) = TF^{-1}[S_e(f)H_1(f)] \quad (1.10)$$

Où :

$$H_1(f) = \text{rect}(F_e(f)) \quad (1.11)$$

Représente la réponse impulsionnelle (ou harmonique du filtre passe-bas idéal).

En considérant la relation (1.07), on obtient la formule d'interpolation de Shannon

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} s(mT_e) \text{sinc} \left( \pi \left( \frac{t}{T_e} - m \right) \right) \quad (1.12)$$

#### Remarque.

Il est important d'utiliser cette formule en temps réel car elle fait appel aux valeurs de  $s(mT_e)$  pour  $m \in R$ . Ainsi, pour calculer  $s(t_0)$  à l'instant  $t_0$ , il faut connaître les valeurs de  $s(t)$  à des instants  $t > t_0$ .

Un autre inconvénient est que le filtre passe-bas idéal n'est pas causal, par conséquent irréalisable pratiquement. Ceci est valable aussi pour le cas où  $F_e = 2f_{\max}$ .

## 1.2. Circuit de Numérisation [2] [11]

### 1.2.1. Définition et Propriétés

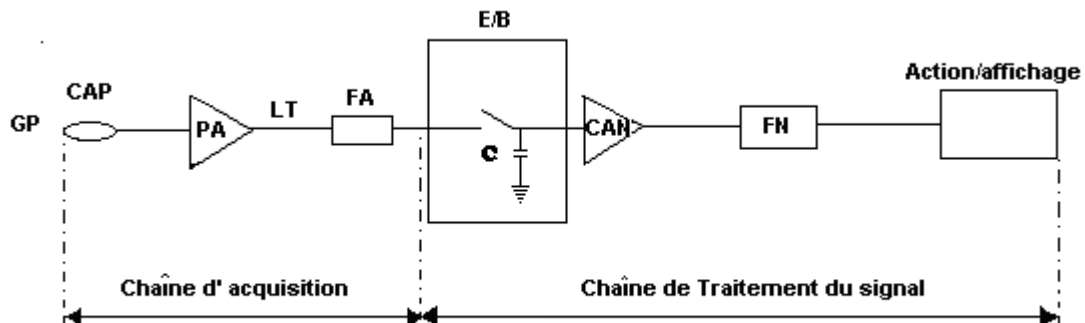


Figure 1.04 : Chaîne d'acquisition et de traitement du signal

Légende :

GP : grandeur physique (exemple : pression acoustique d'un microphone)

CAP : capteur

PA : préamplificateur

LT : ligne de transmission

FA : filtrage analogique

E/B : échantillonneur/bloquer

CAN : convertisseur analogique/numérique

FN : filtrage numérique

TNS : traitement numérique du signal

La chaîne d'acquisition et de traitement du signal comporte les modules suivants :

- Capteur ou transducteur

Il en existe deux types :

Capteurs actifs : ceux-ci génèrent directement une tension ou un courant proportionnel à la grandeur physique mesurée.

Capteurs passifs : ils présentent une variation d'impédance sous l'effet de la grandeur physique (par exemple : microphone, thermocouple).

- Préamplificateur ou conditionneur

Il adapte le signal à la ligne de transmission (amplificateur et/ou adaptation d'impédance) Il linéarise aussi le signal par rapport à la grandeur physique.

- Ligne de transmission

Physiquement, elle peut être un câble bifilaire, un câble coaxial, une fibre optique, un faisceau hertzien.

Le but est de choisir une ligne de transmission de telle sorte que la transmission du signal vers le sujet d'acquisition ait le minimum de perturbation c'est à dire qu'on doit préserver l'intégrité du signal (forme, amplitude).

- Filtre Analogique

C'est en général un Filtre Passe Bas. Il élimine les fréquences du signal en dehors des domaines spectraux d'analyses, par conséquent ils sont espacés et séparés par le pas d'échantillonnage selon la formule de Shannon:  $f_{\max} \leq 2f_{ech}$

- Echantillonneur/Bloquer

Il prélève des échantillons du signal à des instants régulièrement espacés et séparés par le pas d'échantillonnage  $h$  ou  $T_e$ . Il garde l'amplitude de chaque échantillon en mémoire sous forme d'une charge stockée dans un condensateur durant le temps nécessaire au CAN pour effectuer la conversion numérique.

- Convertisseur Analogique Numérique (ou CAN)

Le CAN transforme l'amplitude de chaque échantillon en code binaire sur  $N$  bits. Si on note par  $q$  le pas de quantification et par  $U_{ref}$  la tension de référence, alors  $q = (U_{ref} / 2^N)$

- Filtre Numérique

Le but est d'opérer une transformation sur le spectre du signal. C'est un calcul sur des échantillons codés en binaire.

- Action ou Affichage.

Le but est d'afficher les résultats (écran ou imprimé) et d'agir en conséquence.

## CHAPITRE 2 : TRANSMISSION NUMERIQUE

### 2.1. Introduction. [1] [2] [12]

Le rôle des télécommunications est de transmettre à distance des informations d'un émetteur à un ou plusieurs récepteurs à travers un **canal** de manière aussi fiable que possible et à un coût réduit. Dans un système de transmission numérique, une suite de symboles représente l'information. Celle-ci est transmise sur le canal de transmission par un signal réel donc analogique. Ce signal peut donc être soumis à différentes formes de perturbations, d'interférences, ce qui peut conduire à des erreurs d'interprétations du signal recueilli par le récepteur. Il convient donc de s'assurer que le récepteur pourra recevoir le message émis par l'émetteur sans aucune erreur (dimensionnement du canal) et trouver des moyens pour rendre le canal robuste.

La transmission numérique a pour objet de communiquer une information discrète provenant d'une source qui ne dispose que d'un nombre fini de caractères. Une information est une suite rythmée de nombres entiers qui peuvent représenter :

- Les valeurs échantillonnées et quantifiées d'un signal analogique.

- Les données, les caractères, les symboles et les instructions

représentés par un nombre

### 2.2. Chaîne de transmission numérique [1] [2] [12]

#### 2.2.1. Schéma de principe d'une chaîne de transmission

Généralement, les systèmes de télécommunication numérique sont basés sur l'architecture suivante.



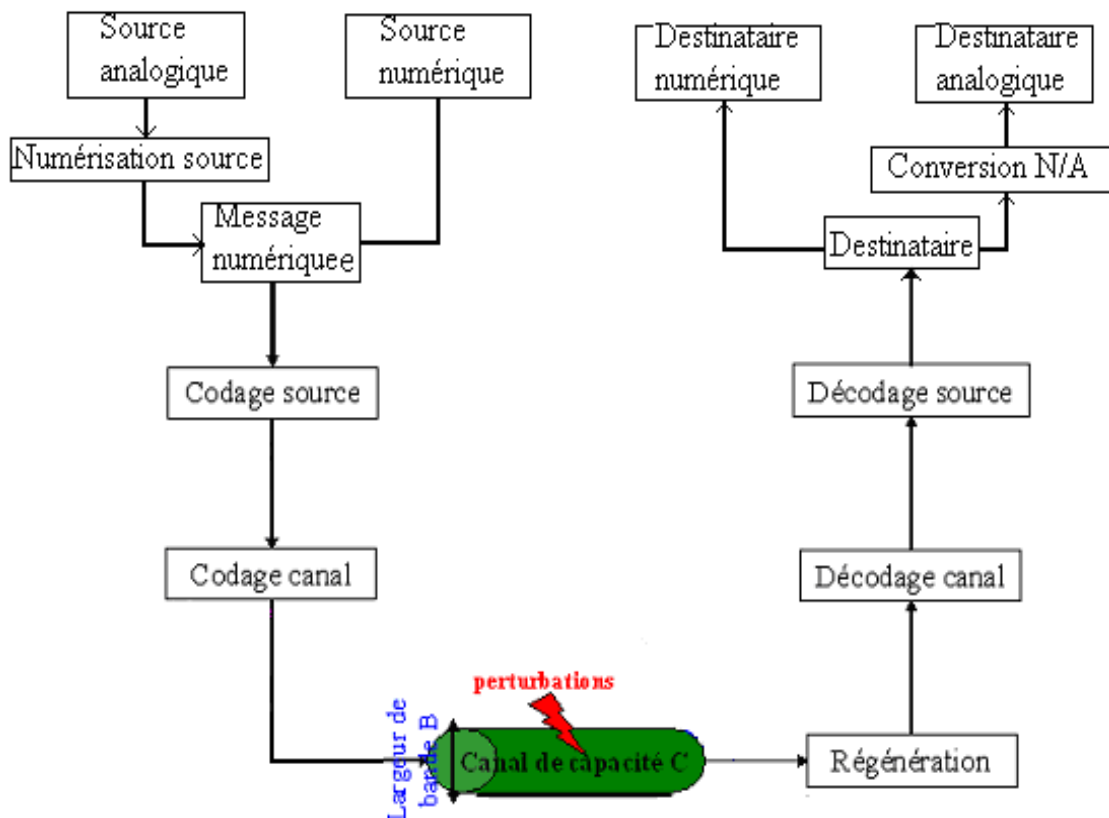


Figure 2.01 : Schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique en bande de base.

Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique est composé : du message de la source, du codeur de source, du codeur de canal, de l'émetteur, du milieu de transmission ou canal, du récepteur, du décodeur de canal, du décodeur de source et du destinataire.

### 2.2.1.1. La source de message numérique

Pour faire une transmission numérique, le message à transmettre doit être sous forme numérique. La source primaire d'information peut être de type analogique tel que le signal de la parole ou voix ou encore le signal image vidéo qu'on doit numériser où qui est directement de type numérique. Cette information a déjà subi un codage : on parle de codage de source. Celui-ci a pour but de mettre le fichier numérique à transmettre dans un format standard d'échange et de réduire sa taille.

### 2.2.1.2. Le codage de source

Après le codage de la source, certains éléments binaires peu significatifs du message ont été supprimés. Le message est constitué par une suite d'éléments binaires mutuellement indépendants et prenant les valeurs 0 et 1 avec des probabilités d'apparition  $p_0$  et  $p_1$ .

Après numérisation et codage, la source de message numérique est caractérisée par son débit binaire  $D$  défini comme le nombre d'éléments binaires qu'elle émet par unité de temps. Si l'intervalle de temps séparant l'émission par la source de deux éléments binaires consécutifs est constant et égal à  $T_b$  :

$$D = \frac{1}{T_b} (\text{bit} / \text{s}) \quad (2.01)$$

D: débit binaire

Une transmission est dite synchrone si l'émission d'éléments binaires par le codeur de source est constante, c'est-à-dire  $T_b = \text{constant}$ . Elle est dite asynchrone si  $T_b$  varie dans le temps.

### 2.2.1.3. Le codage/décodage du canal

La première étape est le codage de canal dont le but est de rendre la communication fiable.

On désigne par codage de canal ou code correcteur d'erreur la transformation à appliquer aux symboles à transmettre pour les protéger des perturbations rencontrées durant la transmission (cf. figure 2.02). En réception, un traitement permet de détecter les erreurs et/ou de restaurer les symboles d'origine. Il existe 2 stratégies de codage de canal :

- Détection d'erreurs dans le message reçu et demande de retransmission à l'aide d'un meilleur protocole (Automatic Repeat reQuest). Cette technique nécessite une voie de retour et crée des risques de congestion du canal si la perturbation est trop forte.
- Détection d'erreurs et correction en réception (Forward Error Coding). Cette technique introduit de la redondance dans le message initial, les circuits et les algorithmes à implémenter étant plus complexes.

L'ajout d'un code correcteur d'erreur n'est pas limité par le bruit mais par la capacité du canal. En effet, on ne peut pas rajouter des séquences trop longues sous peine de trop réduire le débit de données utiles. Le codage de canal se traduit d'une manière pratique par l'ajout de bits supplémentaires dans le message afin de le protéger. Elle comprend l'ensemble des techniques qui visent à réduire l'influence néfaste des différentes perturbations en rendant le

canal robuste. Le codage de canal comprend des techniques telle que l'ajout de code détecteur ou correcteur d'erreurs.

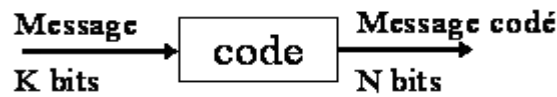


Figure 2.02 : Schéma externe d'un codage

Ces bits sont appelés **bits de redondance**. Pour les caractériser, on emploie le terme de rendement de code ou taux de codage  $R_c$  défini par :

$$R_c = \frac{K}{N} \quad (2.02)$$

#### 2.2.1.4. Emetteur

Pour transmettre un message numérique, il est donc nécessaire de l'associer à une représentation physique, sous forme électrique. C'est la première fonction de l'émetteur, appelée généralement opération de modulation.

Plus précisément la modulation consiste à associer à chaque mot de  $n$  éléments binaires ( $n$  uplet) issus du message, un signal  $S_i(t)$ ,  $i = 1, \dots, M$ , de durée  $T = nT_b$ , choisi parmi  $M = 2^n$  signaux, en fonction de la réalisation du  $n$  uplet. Dans la transmission en bande de base, l'opération correspondante est le codage en ligne.

Le message binaire de débit  $D$  est donc représenté par un signal, dont on définit alors la rapidité de modulation  $R$  (exprimée en bauds):

$$R = \frac{1}{T} (\text{Bauds}) \quad (2.03)$$

On parle de transmission M-aire et dans ce cas la rapidité de modulation  $R$  peut s'exprimer en fonction du débit binaire  $D$  par la relation:

$$R = \frac{D}{\log_2 M} \quad (2.04)$$

Donc l'émetteur assure aussi la fonction d'adaptation du signal modulé au milieu de la transmission. Parmi les traitements effectués par l'émetteur, on peut citer le filtrage du signal modulé pour limiter sa bande et permettre ainsi à plusieurs utilisateurs de partager un même milieu de transmission sans risque d'interférence lorsque la bande allouée à la transmission est centrée autour d'une fréquence  $f_0$  élevée (cf. figure 2.03).

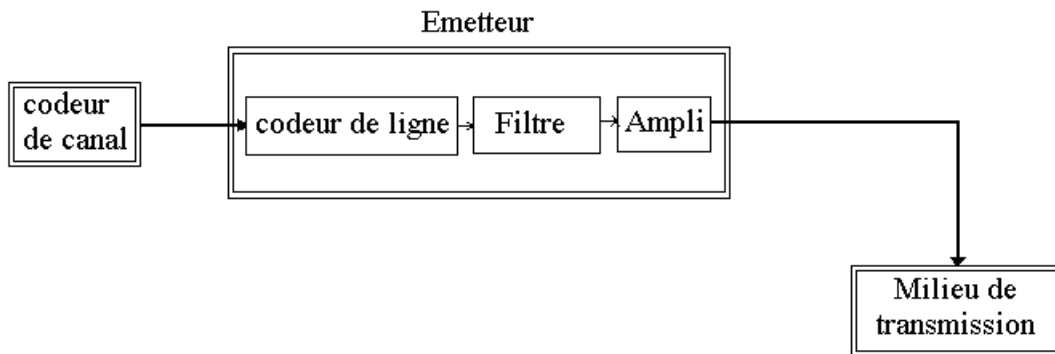


Figure 2.03: Schéma de principe d'un émetteur.

Le codeur de ligne n'est pas parfait, il existe du bruit causé par les composants passifs, il faut filtrer pour éliminer le bruit. Il permet de limiter la bande de signal élémentaire à transmettre, impérativement c'est un Filtre Passe Bande et ce type de filtre est caractérisé par le milieu de transmission.

On a récupéré le signal numérique qu'on cherchait à transmettre, s'il n'y a pas eu d'erreurs d'interprétation. Il faut néanmoins préciser que le canal n'est pas le seul responsable dans l'ajout de bruit au signal utile puisque l'ensemble des circuits de réception et de régénération du signal ajoute une part non négligeable de bruit. De plus, le bruit n'est pas le seul problème qui se pose, le canal présente certains défauts intrinsèques (inertie aux changements temporels, atténuation, ...) qui limitent la quantité d'information qu'on peut faire passer à travers le canal.

#### 2.2.1.5. Le Milieu de transmission (voir annexe)

Le rôle de tout système de communication est d'assurer que le récepteur comprenne tous les messages transmis par l'émetteur, quelque soit la compression, le format ou le type des données, mais aussi les perturbations sur le milieu de transmission. La figure suivante schématise un canal de transmission numérique permettant le transfert de symboles d'un point à un autre point.

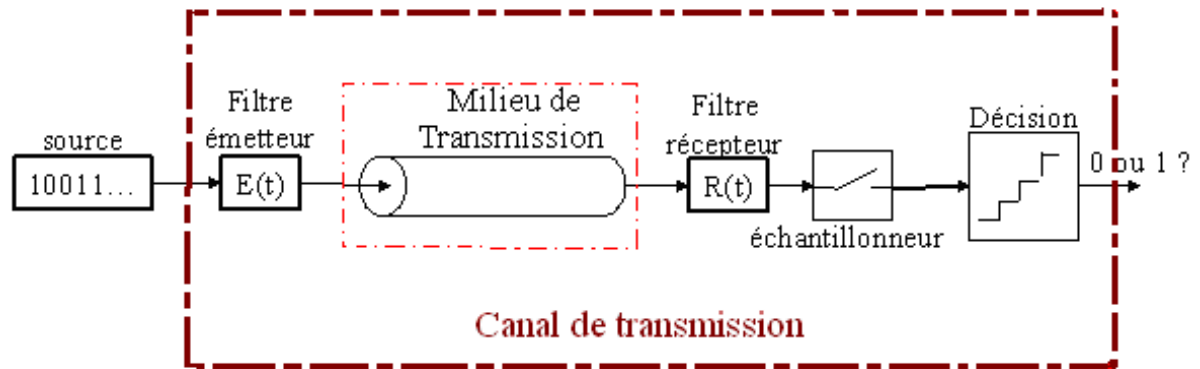


Figure 2.04 : Schéma d'un canal de transmission numérique

Le milieu de transmission est le support physique qui relie l'émetteur au récepteur. Il peut être un câble bifilaire, un câble coaxial, une fibre optique ou encore un faisceau hertzien. Ces différents supports se différencient en général par leurs capacités ou débit théorique respectifs donnés par la relation suivante :

$$C = BP \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.05)$$

Où  $C$  est la capacité exprimée en bits par seconde.

$BP$  la largeur de bande (bande passante).

$\frac{S}{N}$  le rapport signal/bruit à l'intérieur du canal. (SNR : **Signal Noise Ratio**)

#### 2.2.1.6. Récepteur

Le récepteur a pour fonction de reconstituer le message émis par la source à partir du signal reçu. En général, il est composé des circuits d'amplification, de changement de fréquence, de démodulation pour les transmissions sur onde porteuse (qui permet de ramener le signal modulé en bande de base), de filtrage puis d'échantillonnage pour minimiser l'influence du bruit et circuit de décision (qui identifie la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons reçus). Le choix effectué par le circuit de décision est binaire, décision 0 ou décision 1.

## CHAPITRE 3 : TRANSMISSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE SUR UN CANAL IDEAL

### 3.1. Généralités. [1] [13]

On appelle transmission numérique en bande de base, la transmission des informations numérique, effectuée sans aucune modulation. Le milieu de transmission est constitué par un câble bifilaire, un câble coaxial ou une fibre optique; qui se comporte généralement comme un filtre passe bande ne laissant passer des signaux dont les fréquences sont comprises entre une fréquence basse ( $f_b$ ) et une fréquence haute ( $f_h$ ) (cf. figure 3.01)

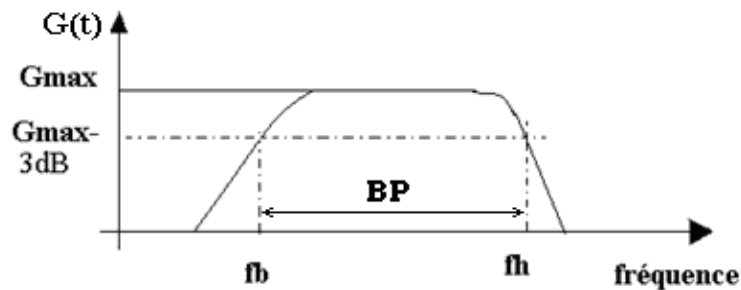


Figure 3.01: Gabarit d'un filtre passe bande modélisant une ligne de transmission.

Un canal idéal est un canal dont la bande passante est infinie.

Une liaison numérique permet de transmettre directement sans modulation d'une porteuse, des messages binaires ou multi-symboles. En effet le signal qui représente les messages binaires est une simple représentation électrique du signal numérique mais qui n'a aucune signification binaire. Le signal qui représente les symboles numériques est appelé format de l'information numérique, (ex: NRZ, Bi-phase, Bipolaire.....).

### 3.2. Les codes en ligne. [1] [2] [4] [8]

#### 3.2.1. Définition

Le codage en ligne consiste à associer une suite d'impulsions à une suite des éléments binaires injectés à l'entrée du système de transmission. L'objectif est d'adapter le message numérique à transmettre aux différentes caractéristiques du support.

Le codage du canal peut être un ajout de suite de symboles à un message afin de rendre ce canal plus robuste aux perturbations. Le codage peut aussi être une mise en forme électrique du signal numérique. Il s'agit de faire la correspondance entre les symboles du message et les impulsions électriques qui seront transmises sur le canal. Le choix du code en ligne se fait

selon certains critères, notamment celui d'assurer la compatibilité entre le débit  $D$  à transmettre et la bande passante du milieu de transmission.

### 3.2.2. Buts

Les buts du codage en lignes sont :

- l'enrichissement du signal en transition afin de faciliter la récupération d'horloge dans le récepteur (éviter des états durables sans transition)
- la modification de l'occupation spectrale (meilleure adaptation au support de transmission, notamment la suppression de la composante continue lorsque le support comporte des transformateurs d'isolement)
- l'utilisation de la redondance intrinsèque au code pour la détection des erreurs.

### 3.2.3. Principe des codes en ligne.

Le principe du codage en ligne consiste à associer, à chaque élément binaire  $\alpha_k$  du message, un signal  $S_i(t)$  de durée  $T_b$  choisi parmi un ensemble de deux signaux, en fonction de la valeur de l'élément binaire  $\alpha_k$  :

$$S_i(t) = 0 \Leftrightarrow t \notin \text{dans } ]0, T_b[ \quad i = 0,1$$

L'opération réalisée par le codeur en ligne est alors la suivante:

Si  $\alpha_k = 0$  émission du signal  $S_0(t - kT_b)$

Si  $\alpha_k = 1$  émission du signal  $S_1(t - kT_b)$

Ainsi, à la suite des éléments binaires  $\{\alpha_k\}$ , le codeur en ligne associe le signal  $e(t)$  ayant pour expression :

$$e(t) = \sum_k S_i(k)(t - kT_b); \quad i(k) = 0,1,\dots,(m-1) \quad (3.01)$$

### 3.2.4. Critères de choix d'un code en ligne

Le code en ligne doit d'abord être choisi pour assurer la compatibilité entre le débit  $D$  à transmettre et la bande passante du milieu de transmission (choix d'un nombre d'états  $M$ ) et cela nous donne la rapidité de modulation  $R$  en sortie du codeur en ligne suivant la formule (2.04):

D'autres contraintes peuvent encore exister pour le choix d'un code en ligne. Les principaux critères sont les suivants:

- ✚ le spectre du code en ligne doit être nul au voisinage de la fréquence zéro
- ✚ la présence d'une raie à cette fréquence dans le spectre du code en ligne facilite la récupération du rythme de la transmission en réception
- ✚ la largeur de la bande spectrale

On constate que les critères de choix d'un code en ligne dépendent en partie de ses propriétés spectrales, il est donc nécessaire de savoir déterminer la densité spectrale de puissance.

### 3.3. Exemples des codes en ligne [1] [2] [13]

#### 3.3.1. Les codes en ligne à symboles indépendants.

Pour ces codes en ligne, les symboles  $\alpha_k$  sont indépendants et la fonction de corrélation  $\Gamma_u(k)$  est nulle quel que soit  $k \neq 0$ .

L'expression de la densité spectrale de puissance du signal  $a(t)$  se simplifie comme suit:

$$\gamma_a(f) = \frac{\sigma^2}{T} + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) \quad (3.02)$$

Et la partie continue du spectre du code ne dépend plus que de la forme d'onde  $h(t)$

##### 3.3.1.1. Code NRZ binaire (Non Retour à Zéro)

Pour ce code en ligne, à chaque élément binaire  $\alpha_k$  du message, on associe un symbole  $a_k$  avec:

$$\begin{aligned} a_k &= 1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 1 \\ a_k &= -1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 0 \end{aligned}$$

La forme d'onde  $h(t)$  est une « porte » d'amplitude  $V$  et de durée  $T_b$  qui a pour expression:

$$\bullet h(t) = \begin{cases} V & \forall t \in [0, T_b[ \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.03)$$

Un chronogramme du code NRZ est représenté sur la figure 3.02 :



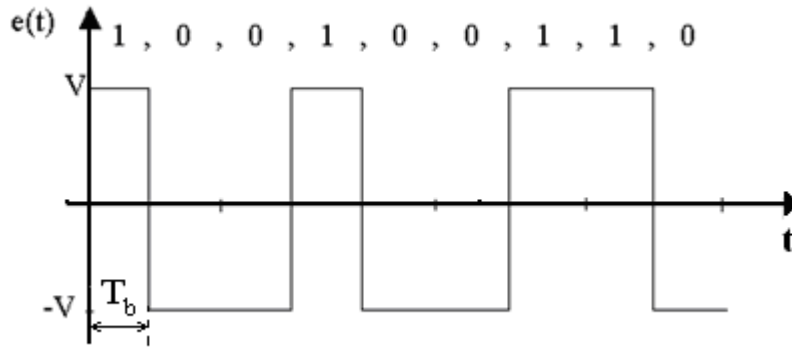


Figure 3.02 : Chronogramme du code NRZ

La densité spectrale de puissance du code NRZ binaire est donc égale à:

$$\gamma_e(f) = V^2 T_b \left[ \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 = V^2 T_b \text{sinc}^2 f T_b \quad (3.04)$$

### 3.3.1.2. Code RZ binaire (Retour à Zéro)

Pour ce code, à chaque élément  $\alpha_k$  du message, on associe un symbole  $a_k$  avec

$$a_k = 1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 1$$

$$a_k = 0 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 0$$

La forme d'onde  $h(t)$  est un signal de durée  $T_b$  constitué par une porte d'amplitude  $V$ , de durée  $\lambda T_b$  ( $0 < \lambda < 1$ ) suivie d'un retour à zéro de durée  $(1 - \lambda)T_b$ .

$$h(t) = \begin{cases} V & \forall t \in [0, \lambda T_b[ \\ 0 & \forall t \in [\lambda T_b, T_b[ \end{cases} \quad (3.05)$$

Un chronogramme est représenté sur la figure ci-dessous pour  $\lambda = \frac{1}{2}$

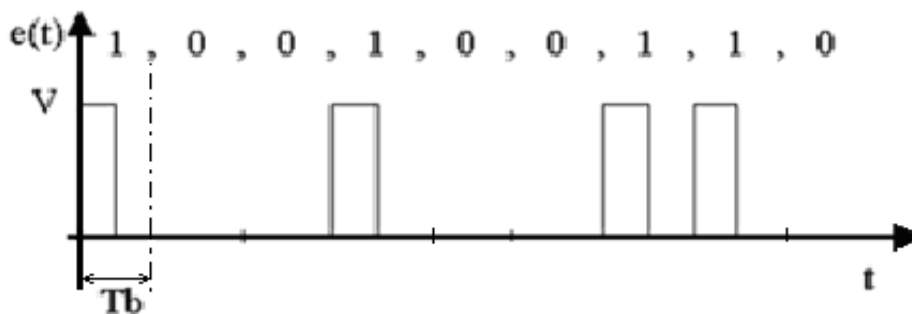


Figure 3.03 : Chronogramme du code RZ binaire pour  $\lambda = \frac{1}{2}$

Les éléments binaires  $a_k$  étant indépendants, de moyenne  $m_a = \frac{1}{2}$  et de variance

$\sigma^2 = \frac{1}{4}$ , la densité spectrale de puissance  $\gamma_e(f)$  de ce code est constituée d'une partie

discrète ( $m_a \neq 0$ ) et d'une partie continue:

$$\gamma_e(f) = \frac{V^2 \lambda^2 T_b}{4} \left[ \frac{\sin \pi f \lambda T_b}{\pi f \lambda T_b} \right]^2 + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{V^2 \lambda^2}{4} \left[ \frac{\sin \pi k \lambda}{\pi k \lambda} \right]^2 \delta \left( f - \frac{k}{T_b} \right) \quad (3.06a)$$

En général, le paramètre  $\lambda$  est égal à 0.5, et seules les raies aux fréquences  $\frac{2k+1}{T_b}$  subsistent

dans la densité spectrale de puissance de ce code, ce qui donne:

$$\gamma_e(f) = \frac{V^2 T_b}{16} \sin^2 \frac{f T_b}{2} + \frac{V^2}{16} \delta(f) + \sum_{k \neq 0} \frac{V^2}{4 \pi^2} \frac{1}{(2k+1)^2} \delta \left( f - \frac{2k+1}{T_b} \right) \quad (3.06b)$$

### 3.3.1.3. Code biphasé binaire (ou code « Manchester »)

Ce code en ligne utilise la même règle de codage que le code NRZ binaire:

$$a_k = 1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 1$$

$$a_k = -1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 0$$

Mais la forme d'onde  $h(t)$  a pour expression:

$$h(t) = \begin{cases} V & \forall t \in [0, \lambda T_b[ \\ -V & \forall t \in [\lambda T_b, T_b[ \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.07)$$

Un chronogramme du code biphasé est représenté sur la figure ci-dessous pour  $\lambda = \frac{1}{2}$

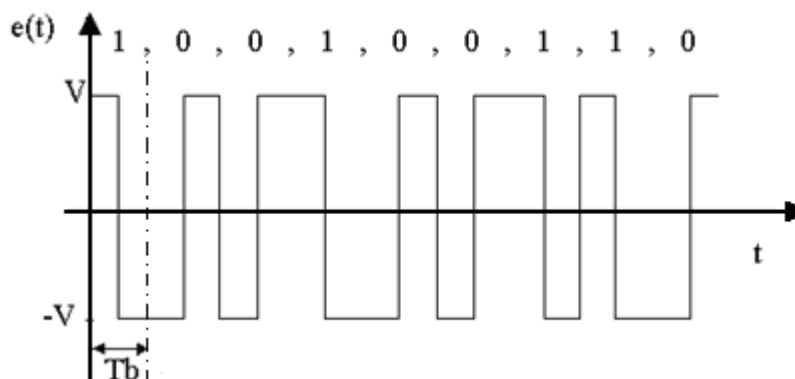


Figure 3.04 : Chronogramme du code biphasé

Les symboles  $a_k$  étant indépendants, de moyenne nulle et de variance unitaire, la densité spectrale de puissance du code biphase est égale à:

$$\gamma_e(f) = V^2 T_b \sin^2 c^2 \frac{\pi f T_b}{2} \sin^2 c^2 \frac{f T_b}{2} \quad (3.08)$$

### 3.3.2. Les codes en ligne à symboles dépendants

Pour ces codes en ligne, les symboles  $a_k$  ne sont plus indépendants bien que la source de message soit toujours à éléments binaires *i-i-d*. Nous allons illustrer ce type de code en ligne en décrivant un code célèbre, appelé code « bipolaire » (ou en anglo-américain, code AMI ou Alternate Marked Inversion).

#### 3.3.2.1. Le code bipolaire (ou AMI)

C'est un code à somme bornée, et la corrélation des symboles  $a_k$  est réalisée en affectant alternativement les valeurs  $+1$  et  $-1$  aux symboles  $a_k$  lorsque l'élément binaire  $\alpha_k$  est égal à 1.

La règle d'utilisation du bit 1 du message codé est alors la suivante:

$$a_k = \pm 1 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 1$$

$$a_k = 0 \quad \text{si} \quad \alpha_k = 0$$

On utilise une forme d'onde de type RZ:

$$h(t) = \begin{cases} V & \forall t \in \left[ 0, \frac{T_b}{2} \right[ \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.09)$$

Un chronogramme du code RZ est représenté sur la figure ci dessous.

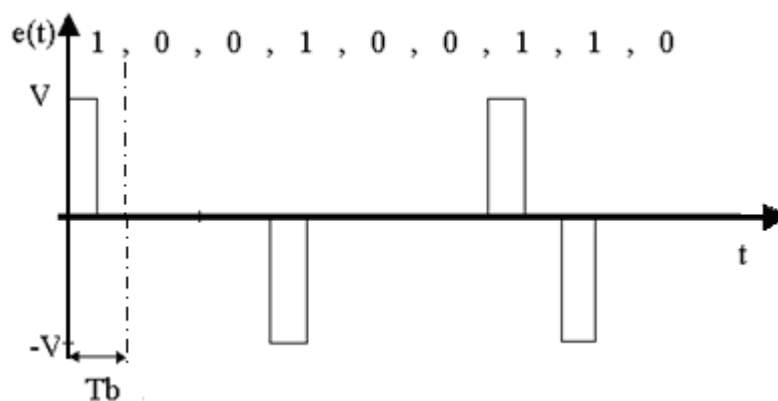


Figure 3.05 : Chronogramme du code bipolaire RZ.

La densité spectrale de puissance du code bipolaire RZ a pour expression:

$$\gamma_e(f) = \frac{V^2 T_b}{4} \sin^2 \pi f T_b \operatorname{sinc}^2 \frac{f T_b}{2} \quad (3.10)$$

### 3.3.2.2. Le code HDBn

Le codage HDBn a pour but d'éviter une suite de  $n$  zéros consécutifs en codant le  $n+1^{i\text{eme}}$  par un potentiel non nul en violation avec la règle d'alternance sur les potentiels. C'est un code, dérivé du code bipolaire dans lequel on interdit plus de  $n$  symboles  $a_k$  successifs nuls, le  $n+1$ -ième élément binaire d'une suite de  $n+1$  zéros consécutifs est codé par un symbole  $a_k$  égale à  $+1$  ou  $-1$  le signe étant choisi de telle manière qu'il **viole** la règle d'alternance, et pour éviter qu'une très longue suite d'éléments binaires égaux à zéro n'induisse l'apparition de symboles  $a_k$  de moyenne non nulle, on impose en outre aux **viols** de satisfaire entre eux la règle de l'alternance. Mais il se peut alors que le récepteur ne puisse reconnaître un symbole de **viol** comme tel (s'il est de signe contraire au 1 précédent); dans ce cas, on code le premier zéro de la suite des  $n+1$  zéros consécutifs avec un symbole  $a_k = +1$  ou  $-1$ , de même signe que le **viol** qui lui succède, ce symbole est appelé symbole de **bourrage**.

La figure ci-dessous représente un exemple de chronogramme du code HDB3 (B et V représentant respectivement les symboles de bourrage et viol).

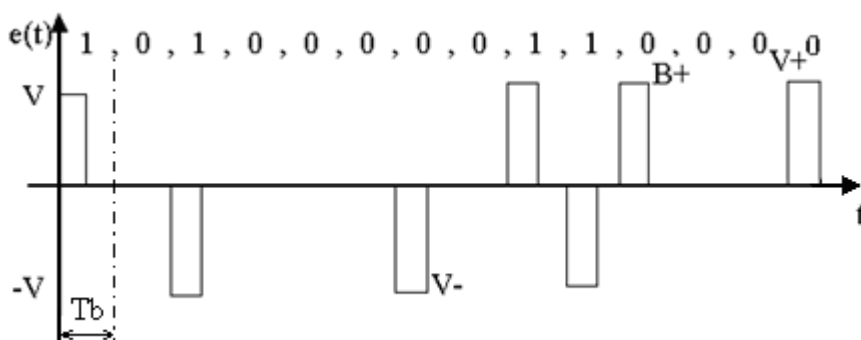


Figure 3.06 : Chronogramme du code HDBn

La modification de la règle de codage des symboles  $a_k$  a en fait très peu d'influence sur la forme de la densité spectrale de puissance de ce code bipolaire particulier.

## CHAPITRE 4 : TRANSMISSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE SUR UN CANAL A BANDE LIMITEE

### 4.1. Introduction. [1] [2]

La transmission à bande passante infinie n'a pas de réalité physique mais elle est cependant un bon modèle lorsque la bande passante du canal est suffisamment large pour transmettre sans distorsion le signal modulé. Elle n'est pas utilisable lorsque le canal est partagé entre plusieurs utilisateurs. En effet, chaque utilisateur doit être alloué à une bande de fréquence  $B$  propre à lui, pour transmettre son message.

### 4.2. Notion d'Interférence Entre Symboles (IES) [1] [2] [11] [12]

Considérons maintenant la transmission d'une suite de symboles  $M$ -aire sur un canal à bande limitée dont la limitation de la bande  $B$  est due à la présence d'un filtre d'émission de réponse impulsionnelle  $g_e(t)$  placé en sortie du codeur en ligne (cf. figure 4.01).

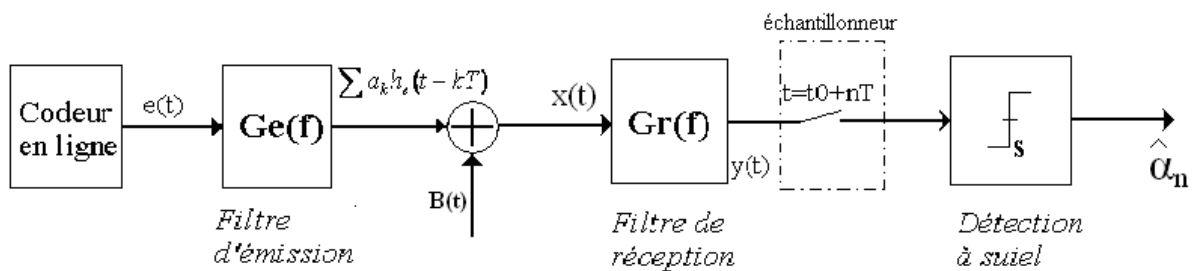


Figure 4.01 : Principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec filtrage à l'émission.

Le signal numérique  $e(t)$  en sortie du codeur en ligne est appliqué à l'entrée du filtre d'émission afin de limiter son occupation spectrale : 
$$e(t) = \sum a_k h_e(t - kT) \quad (4.01)$$
 Le filtre d'émission va limiter la bande allouée à la bande de transmission des messages de chaque utilisateur. A la sortie du filtre d'émission, on obtient le signal  $\sum a_k h_e(t - kT)$  qui sera injecté dans le milieu de transmission où ce signal va subir les superpositions des bruits de transmission  $B(t)$ . Arrivant à la réception, le signal bruité  $x(t)$  est filtré afin de minimiser l'effet du bruit durant la transmission de message, puis il est échantillonné au rythme de la transmission.

Le signal  $x(t)$  reçu par le récepteur est égal à :

$$x(t) = \sum_k a_k h_e(t - kT_b) + B(t) \quad (4.02)$$

Où  $h_e(t)$  est le résultat du filtrage de la forme d'onde  $h(t)$  par le filtre d'émission.

$$h_e(t) = h(t) \otimes g_e(t) \quad (4.03)$$

En considérant qu'on a un récepteur linéaire constitué d'un filtre de réception de réponse impulsionnelle  $g_r(t)$ , d'un échantillonneur et d'un comparateur à seuil; la sortie  $y(t_0 + nT_b)$  du filtre de réception à l'instant  $t_0 + nT_b$  a pour expression :

$$y(t_0 + nT_b) = \sum a_k r[t_0 + (n - k)T_b] + b(t_0 + nT_b) \quad (4.04)$$

Où  $r(t)$  et  $b(t)$  sont respectivement le résultat du filtrage de la forme d'onde  $h_e(t)$  et du bruit  $B(t)$  par le filtre de réception de réponse impulsionnelle  $g_r(t)$ .

$$r(t) = h_e(t) \otimes g_r(t) \quad (4.05)$$

$$b(t) = B(t) \otimes g_r(t) \quad (4.06)$$

Pour un canal à bande passante infinie, nous avons vu que chaque échantillon  $y(t_0 + nT)$  en sorti du filtre dépendait du symbole  $a_n$  et du bruit. Ceci était dû à l'utilisation d'un filtre de réception adapté à la forme d'onde  $h(t)$  de durée  $T$ . Avec un canal à bande passante finie, le signal  $r(t)$  n'est plus de durée  $T$ . L'échantillon  $y(t_0 + nT)$  peut désormais dépendre du symbole  $a_n$  mais aussi des symboles antérieurs et même postérieurs au symbole  $a_n$  si l'instant initiale de décision  $t_0$  est supérieur à  $T$ . Cette situation est illustrée sur la *figure 4.02*. A l'instant  $t_0 + T$ , le signal échantillonné dépend du symbole  $a_1$  mais aussi des symboles  $a_0$  et  $a_2$ . Nous pouvons donc décomposer l'échantillon  $y(t_0 + nT)$  en une somme de trois termes. Nous pouvons écrire alors comme expression de l'échantillon  $y(t_0 + nT)$  :

$$y(t_0 + nT) = a_n r(t_0) + \sum_{m \neq 0} a_{n-m} r(t_0 + nT) + b(t_0 + nT) \quad (4.07)$$

Le premier terme qui dépend du symbole  $a_n$  est appelé terme utile, le second qui dépend des symboles  $a_{n-m}$  ( $m \neq 0$ ) s'appelle terme d'Interférence Entre Symboles (IES) qui est un phénomène de nature à dégrader la qualité d'une transmission et dont on va chercher à éliminer autant que possible, et le troisième terme représente le bruit.

Ces échantillons sont envoyés au détecteur à seuil pour estimer la valeur du symbole émis.

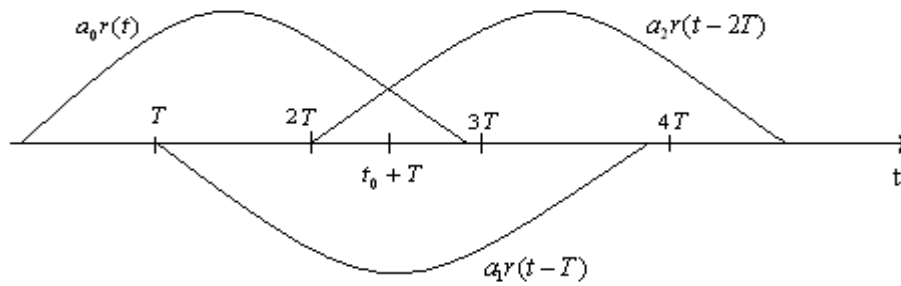


Figure 4.02 : Illustration de l'interférence entre symboles

#### 4.2.1. Caractéristiques de l'IES : diagramme de l'œil et distorsion maximale

Le diagramme de l'œil, appelé ainsi par analogie avec la forme d'œil humain comme nous allons le voir plus loin est la figure obtenue en superposant toutes les traces ou réalisation du signal  $y(t)$  non bruité, noté  $z(t)$  :

$$z(t) = \sum a_m r(t - mT) \quad (4.08)$$

Examinons d'abord le diagramme de l'œil sur un intervalle  $[t_1, t_1 + T[$  où  $t_1$  représente un instant arbitraire. Ecrivons le signal  $z(t)$  sous la forme :

$$z(t + t_1) = \sum a_m r(t + t_1 - mT) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.09)$$

Une façon de visualiser la quantité d'IES affectant une communication est donnée par le diagramme de l'œil. Il s'agit de superposer les tracées d'un signal aléatoire reçues sur un multiple de la durée du symbole. La ressemblance du résultat graphique avec un œil a donné le nom à ce diagramme.

#### 4.2.2. Condition d'absence d'IES

En absence d'IES à l'instant de décision ( $t_a + nT$ ), toutes les tracées du signal  $z(t)$  passent par un point unique. Plus le diagramme de l'œil est ouvert à l'instant de décision et plus l'immunité de la transmission au bruit est grande.

Le phénomène d'interférence inter symbole (ISI ou IES : interférence entre symbole) consiste en une superposition partielle entre les symboles adjacents. (cf. figure 4.02) illustre ce phénomène, où la valeur du symbole à un instant  $T$  est perturbée par les symboles précédents. Une interférence inter symboles a pour conséquence qu'en réception un symbole peut être confondu avec un autre et introduire ainsi des erreurs dans le dispositif de décision

du récepteur. La théorie de l'information prévoit ces interférences si les conditions de Nyquist ne sont pas respectées, c'est-à-dire si le signal transmis ne respecte pas les limites de résolution en temps et en amplitude du canal. Si ces conditions sont respectées, la probabilité qu'il existe de l'interférence inter-symbole tend vers 0. Mais en pratique, une confusion entre symboles peut toujours se produire.

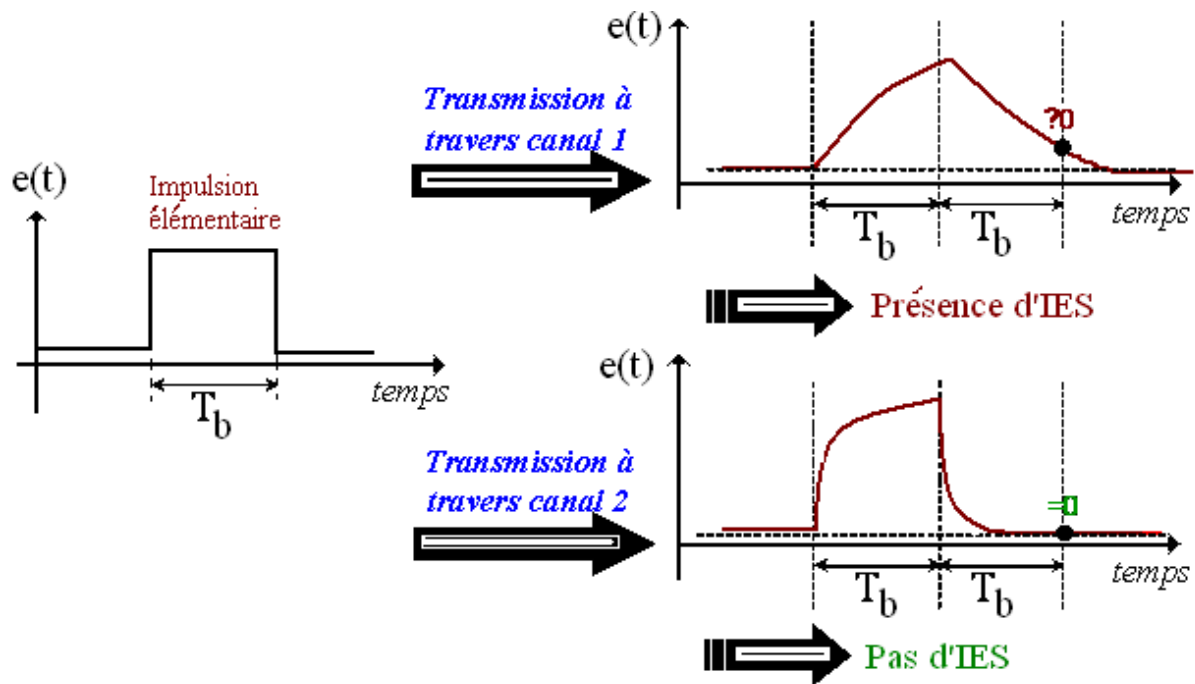


Figure 4.03: Condition d'apparition d'IES

La superposition de l'interférence entre symboles (IES) impose qu'un symbole ne perturbe pas l'intervalle de temps des symboles voisins. Cette condition se traduit mathématiquement pour le terme d'IES par la relation :

$$r(t_0 + nT) = r(t_0)\delta_{0,n} \quad \forall n \quad (4.10)$$

Où  $\delta_{0,n}$  est le symbole de Kronecker. L'impulsion  $r(t)$  peut être de durée et de forme quelconque mais tous ces échantillons doivent être nuls aux instants de décision  $t_0 + nT$ .

La condition d'absence d'IES peut s'exprimer plus simplement à partir de la fonction  $R^{(t_0)}(f)$  par la relation :

$$\sum_n R^{(t_0)}\left(f - \frac{n}{T}\right) = T \quad (4.11)$$

Physiquement cette condition se traduit par une le « critère de Nyquist »



### 4.2.3. Critère de Nyquist

Ce critère s'annonce comme suit : pour transmettre en bande de base sans IES un signal numérique avec une rapidité de modulation  $\frac{1}{T}$ , la bande de fréquence minimale nécessaire à cette transmission qu'on appelle « bande de Nyquist » doit être supérieure ou égale à  $\frac{1}{2T}$ .

On peut satisfaire ce critère en faisant des choix adéquats au filtre mis en jeu (filtre de Nyquist : Filtre idéal) dans la chaîne de transmission. En effet, un filtre de Nyquist, est un filtre dont la bande passante est  $BP[Hz]$  et sa réponse impulsionnelle s'annule tout les  $T = \frac{1}{2B}$ , donc si on émet une suite de symboles à la période  $T = \frac{1}{2B}$  à travers ce filtre, il n'y aura pas d'interférence entre symbole.

Mais le problème est que ce filtre de Nyquist est théorique et n'est pas réalisable ; en pratique, on utilise un filtre approché, dont la réponse impulsionnelle s'annule aux instants d'échantillonnage. Une solution généralement retenue dans les équipements de transmission, pour ce type de filtre est « le filtre en cosinus surélevé » dont la réponse en fréquence est une fonction réelle et positive notée :  $CS_\alpha(f)$  (où  $\alpha$  appelé coefficient de retombé est un paramètre compris entre 0 et 1):

$$CS_\alpha(f) = \begin{cases} T & \text{pour } |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \sin\left(\frac{1}{2T} - |f|\right) \right] & \text{pour } \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & \text{pour ailleurs} \end{cases} \quad (4.12)$$

Ce filtre occupe une bande de fréquence  $\left[-\frac{1+\alpha}{2T}, \frac{1+\alpha}{2T}\right]$  et la réponse impulsionnelle correspondante est :

$$cs_\alpha(t) = \frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} * \frac{\cos \frac{\pi \alpha t}{T}}{1 - 4\pi^2 \alpha^2 \frac{t^2}{T^2}} \quad (4.13)$$

Les diagrammes de l'œil peuvent être visualisés sur un oscilloscope, la figure ci-dessous correspond à des mises en forme avec un filtre en cosinus surélevé ( $CS_\alpha$ ) avec *roll-off*  $\alpha$ .

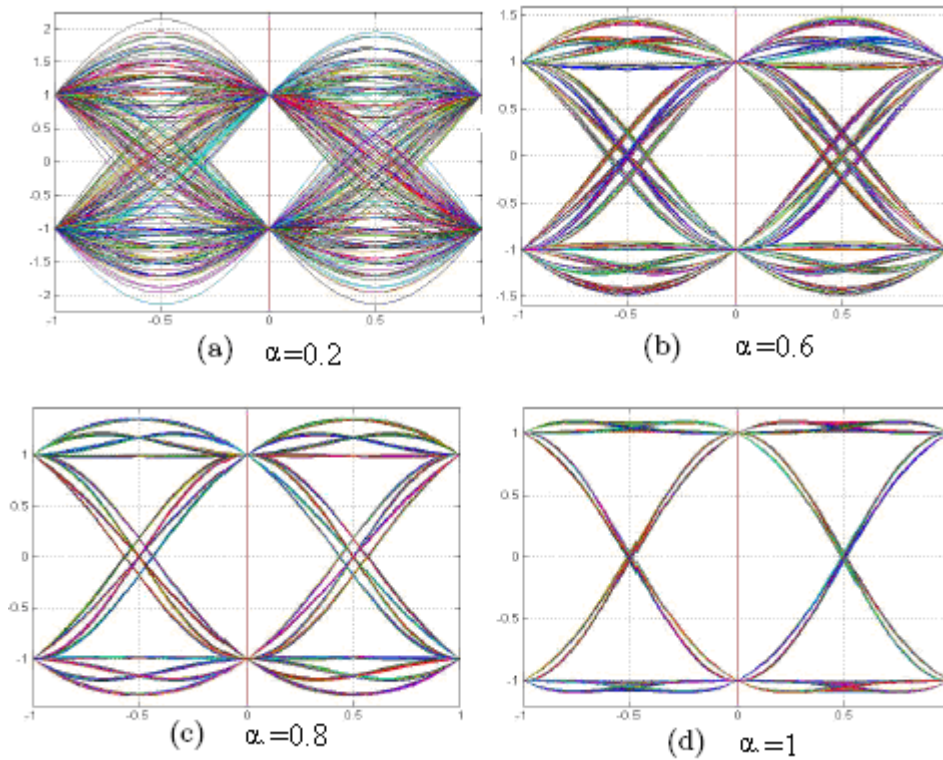


Figure 4.04 : trace d'un diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est un outil très intéressant car sa lecture fournit les performances du canal de transmission :

- L'ouverture verticale ou la hauteur de l'œil donne la marge en termes de bruit sur les niveaux. Plus l'ouverture est faible, plus la présence de bruit causera d'erreur de décision.
- L'ouverture horizontale ou la largeur de l'œil donne la marge en termes d'écart temporel entre l'instant d'échantillonnage idéal et tout autre temps d'échantillonnage. L'instant d'échantillonnage idéal se situe à l'abscisse de la plus grande ouverture, où la probabilité d'erreur est minimale.
- La pente de fermeture ou d'ouverture donne la sensibilité à une erreur lors de l'instant d'échantillonnage idéal.

D'une manière générale, plus l'œil est fermé, plus l'effet de l'IES est grave. En pratique, le diagramme de l'œil permet :

- D'ajuster un égaliseur afin d'annuler l'IES
- D'ajuster l'horloge locale du régénérateur afin d'échantillonner au moment où l'IES s'annule
- De contrôler ces réglages durant le fonctionnement du récepteur.

#### 4.2.4. Expression de la probabilité d'erreur.

Nous avons vu précédemment, la chaîne de transmission à structure optimale du point de vu filtrage. Maintenant, nous allons étudier cette structure en termes de la probabilité d'erreur.

Considérons la transmission d'une suite des symboles binaires équiprobables  $a_n = \pm 1$ . En

tenant compte qu'il n'y pas d'IES et en posant  $\rho = \frac{r(t_0)}{\sigma\sqrt{2}}$  ; alors la probabilité d'erreur  $P_{eb}$

sur les symboles  $a_n$  est égale à :  $P_{eb} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\rho)$

(4.14)

$\sigma^2$  : représente la variance de l'échantillon de bruit  $b(t_0 + nT)$  :

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |G_r(f)|^2 df \quad (4.15)$$

Or, on a les relations suivantes :

$$|G_r(f)| = \sqrt{K} \sqrt{|R(f)|} \quad (4.16)$$

$$R(f) = r(t_0) N_y^{(t_0)}(f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (4.17)$$

Alors le rapport  $\rho$  devient :  $\rho = \sqrt{\frac{r(t_0)}{KN_0}}$  (4.18)

La constante  $K$  est reliée à la puissance moyenne  $P_m$  du signal émise par la relation :

$$P_m = \frac{r(t_0)}{KT_b} \quad (4.19)$$

Soit  $T_b$  la durée d'un élément binaire,  $E_b$  l'énergie utilisée pour transmettre un élément binaire ; le rapport  $\rho$  a pour expression :

$$\rho = \sqrt{\frac{P_m T_b}{N_0}} \quad (4.20)$$

Et finalement, la probabilité d'erreur  $P_{eb}$  sur les symboles a pour expression :

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (4.21)$$

En conclusion, pour obtenir les structures optimales, il fallait satisfaire deux conditions :

- ✚ Il ne doit pas y avoir d'IES aux instants de décision ;
- ✚ Il faut que la probabilité soit minimale.

Ces deux conditions n'étaient compatibles que si la fonction  $N_y^{(t_0)}$  est réelle positive.

#### **4.2.5. Conclusion.**

Quand on cherche à réaliser une liaison numérique, les données suivantes sont nécessaires afin de planifier la transmission :

- Le débit binaire de la source
- La bande passante du canal utilisé.
- La densité spectrale du bruit et le rapport signal sur bruit minimal au niveau du récepteur
- La densité de probabilité des erreurs
- La puissance d'émission disponible et tolérable.

Une fois ces données connues, il faut :

- Déterminer le débit binaire et le nombre de bits qui dépendent de la largeur de bande et de la probabilité d'erreur.
- Déterminer la forme des signaux élémentaires, afin de fixer l'encombrement spectral, la présence ou non d'une composante continue, la récupération de l'horloge.
- Déterminer le taux d'erreurs binaires dans le cas d'une transmission numérique et la marge de bruit dans une transmission analogique.

Partie  
SIMULATION

## CHAPITRE 5 : SIMULATION SOUS MATLAB 7.0 DES DIFFERENTES CODES EN LIGNE.

### 5.1. Présentation du Matlab 7.0 [13] [17]

Matlab est un langage simple et très efficace optimisé pour le traitement des matrices, élaboré par la société " The MATH WORKS Inc ". MatLab est un puissant outil de calcul numérique, de programmation et de visualisation graphique. Son nom signifie *MATrix LABoratory* c'est à dire un environnement interactif de travail avec des matrices. Il est beaucoup plus concis que les "vieux" langages (C, Pascal, Fortran, Basic).

La facilité de développement des applications dans son langage fait qu'il est pratiquement devenu le standard dans son domaine. Actuellement, on trouve des nombreuses boîtes à outils

- **Toolbox** : qui contient des fonctions spécialisées permettant d'utiliser l'environnement MatLab pour résoudre des classes spécifiques de problèmes.
- **Simulink**: qui est l'extension graphique de MATLAB permettant de travailler avec des diagrammes en blocs.

Avec ses fonctions spécialisées, MATLAB peut être considéré comme :

- un langage de programmation adapté pour les problèmes scientifique.
- un interpréteur : les instructions sont interprétées et exécutées ligne par ligne, il fonctionne dans plusieurs environnements.

### 5.2. Simulations des codes. [1] [2] [13] [15] [16] [17]

#### 5.2.1. Présentation

Cette simulation consiste à transmettre les différents codes en lignes en transmission en bande de base avec un câble à paire coaxiale.

#### 5.2.2. Fonctionnement.

On va simuler les différents codes en lignes en transmission en bande de base avec une donnée de 8bits chacune. L'amplitude et la fréquence sont constantes, on utilise comme support de transmission le câble coaxial :

- Câble à paire coaxiale :

Un coaxiale est constituée de deux conducteurs concentriques. Le conducteur intérieur (cœur), est centré à l'aide d'un diélectrique assurant son isolation par rapport au conducteur extérieur. Cette dernière en forme de tresse peut être en cuivre ou en aluminium et se présente soit sous

forme de tresse soit sous forme de ruban enroulé hélicoïdalement ou longitudinalement autour du diélectrique.

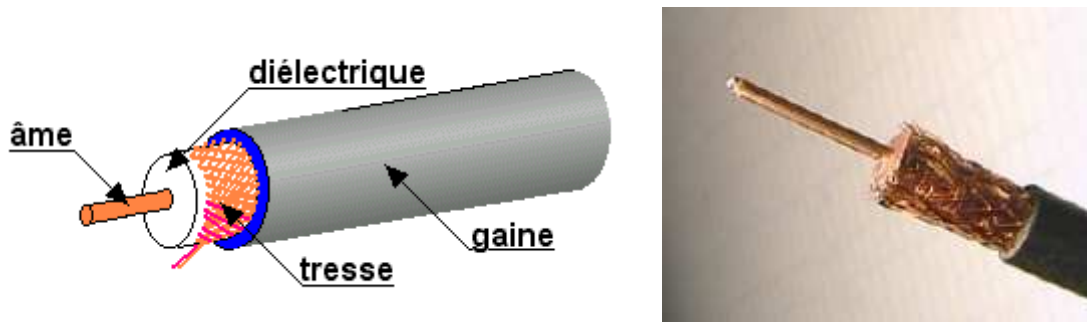


Figure 5.01 : Forme du câble coaxial

Ils existent deux types de câbles coaxiaux définis dans les protocoles **10Base2** et **10Base5**

▪ **Le protocole 10Base2** définit un câble sous le nom RG<sub>59</sub> aussi appelé Ethernet fin. Ce câble doit présenter les caractéristiques suivantes :

- Impédance caractéristique  $Z_c=50\Omega$ ,
- Vitesse de propagation théorique  $v=0.8$ , avec  $c=300\ 000\text{km/s}$
- Diamètre du câble =5mm

10Base2 signifie que le réseau doit assurer un débit de 10Mbits (10), utiliser une transmission en bande de base et que la longueur maximale d'un segment est 200m (2)

▪ **Le protocole 10Base5** définit un câble sous le nom RG<sub>11</sub> aussi appelé Ethernet épais (ou jaune). Ce câble possède 4 blindages consécutifs ce qui permet d'accroître l'immunité aux perturbations électromagnétiques. Il doit présenter les caractéristiques suivantes :

- Impédance caractéristique  $Z_c=50\Omega$ ,
- Vitesse de propagation théorique  $v=0.78c$ ,
- Diamètre du câble =10mm.

### Choix d'un câble coaxial

Il se fait d'abord en fonction :

- de l'impédance caractéristique  $Z_c$  (en ohms) en fonction de l'impédance de la charge (antenne) et de la source (émetteur-récepteur)
- des pertes à 10, 100 ou 1000 MHz (en dB/100m)
- de la souplesse, diamètre extérieur (en mm)

- du coût (EUR/m)
- et de la tension maximum (kV)

### 5.2.3. Organigramme.

Notre simulation a suivi l'organigramme suivant:

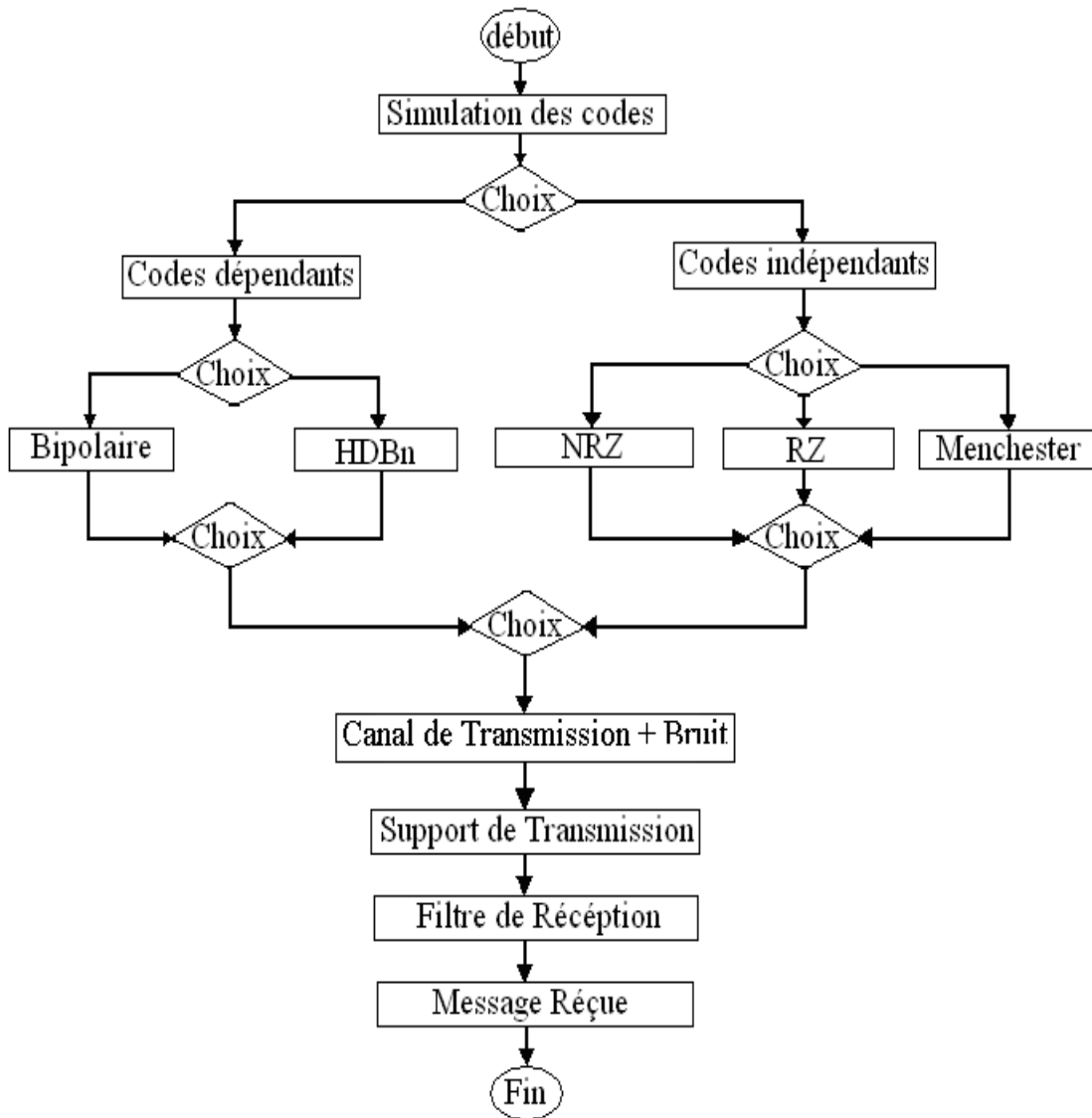


Figure 5.02 : Organigramme de la simulation

### 5.2.4. Début du Programme.

#### 5.2.4.1. Fenêtre d'accueil

Pour accéder à la Fenêtre d'accueil, écrire « cd Mémoire » dans la Fenêtre de commande Matlab suivi de la touche entrée, puis taper le nom de la Fenêtre « F\_accueil » suivi de la touche entrée.





Figure 5.03 : Fenêtre d'accueil.

#### 5.2.4.2. Fenêtre de début de la simulation

Pour aller à l'étape suivante, appuyer sur le bouton « Simulation » puis choisir un code entre les différents codes en ligne qui va appeler la fenêtre correspondante (nrz.m, rz.m, mench.m, bipolaire.m et hdb3.m).

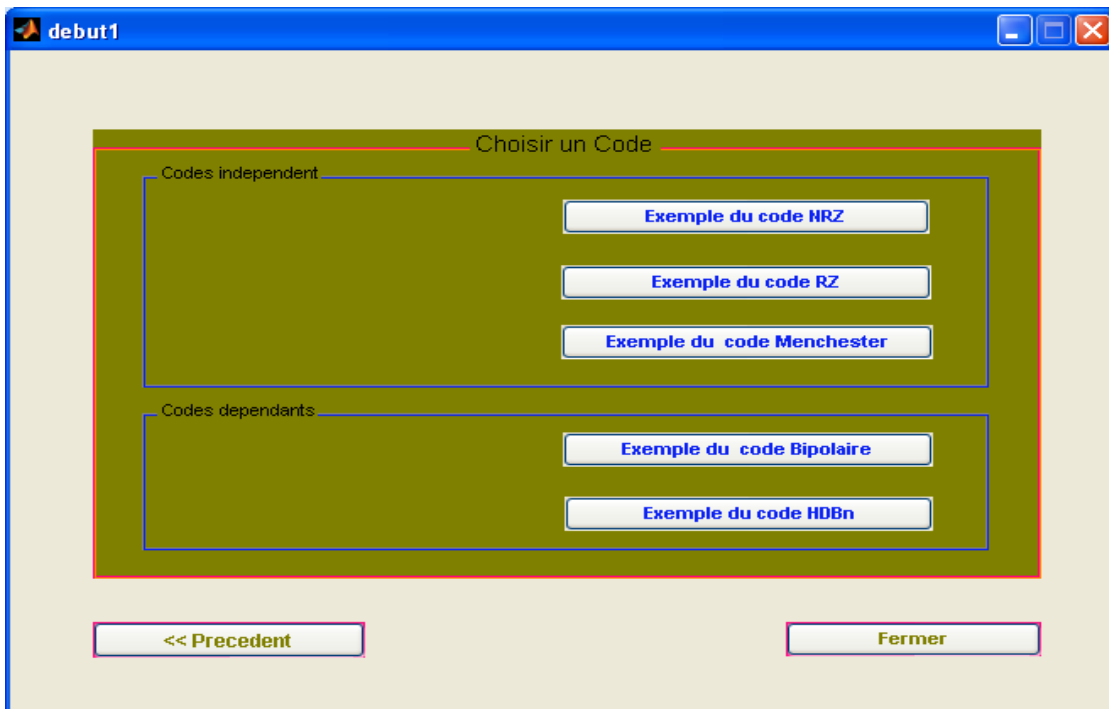


Figure 5.04 : Fenêtre de début de la simulation

### 5.2.4.2.1. Code indépendant

#### 5.2.4.2.1.1. Programme permettant la simulation de code

% 1- Simulation générant les messages à émettre

Nous allons saisir l'amplitude (Amp) de la forme d'onde, la fréquence (fs) symbole et les messages numériques représentés par la capacité du canal (mess) (des 8bits), puis appelons les programmes : `chrono_nrz.m`, `chrono_rz.m`, `chrono_mench.m`, `chrono_bipol.m`, et fin `hdbn.m`.

Voici un exemple de programme de message codé en NRZ :

```
function chronogramme=chrono_nrz(varargin)
```

```
global Amp fs mess
```

```
A=Amp;
```

```
a1=str2double(mess(1)); %bit1
```

```
a2=str2double(mess(2)); %bit2
```

```
a3=str2double(mess(3)); %bit3
```

```
a4=str2double(mess(4)); %bit4
```

```
a5=str2double(mess(5)); %bit5
```

```
a6=str2double(mess(6)); %bit6
```

```
a7=str2double(mess(7)); %bit7
```

```
a8=str2double(mess(8)); %bit8
```

```
if a1==1;
```

```
    b1=1;
```

```
elseif a1==0;
```

```
    b1=-1;
```

```
end
```

```
if a2==1;
```

```
    b2=1;
```

```
elseif a2==0;
```

```
    b2=-1;
```

```
end
```

```
if a3==1;
```

```
    b3=1;
```

```
elseif a3==0;
```

```
    b3=-1;
```

```

end
if a4==1;
    b4=1;
elseif a4==0;
    b4=-1;
end
if a5==1;
    b5=1;
elseif a5==0;
    b5=-1;
end
if a6==1;
    b6=1;
elseif a6==0;
    b6=-1;
end
if a7==1;
    b7=1;
elseif a7==0;
    b7=-1;
end
if a8==1;
    b8=1;
elseif a8==0;
    b8=-1;
end
% 1- Affichage des signaux numériques
t=[0:1/(100):10];
x=b1*rectpuls(t-0.5,1)+b2*rectpuls(t-1.5,1)+b3*rectpuls(t-2.5,1);
y=b4*rectpuls(t-3.5,1)+b5*rectpuls(t-4.5,1)+b6*rectpuls(t-5.5,1);
z=b7*rectpuls(t-6.5,1)+b8*rectpuls(t-7.5,1);
w=x+y+z;
plot(t,w,'b')
axis([0 9 -1.5 1.5])

```

```

grid
ylabel('Amplitude en "V"')
xlabel('Temps en "s"')
title('Chronogramme du code NRZ','color','b')

```

Pour l'affichage de la dsp\_nrz.m, dsp\_rz.m, dsp\_mench.m, dsp\_bipol (Densité spectrale de puissance), on procède au même processus qu'avant.

```

% 2-Densité spectrale de puissance d'un code NRZ
f=[0:1:2*fs];
G=(A^2).*(1/fs).*(sinc(f/fs)).^2;
%figure(2)
subplot(2,2,2)
plot(f,G,'b')
grid
ylabel('Amplitude en "V"')
xlabel('Fréquence en "Hz"')
title('Densité Spectrale de Puissance du code NRZ','color','b')
h = legend('dsp');

```

On définit d'abord les paramètres du canal :

- longueur du câble (lo)
- bruit additif ou rapport de signal sur bruit (SNR)
- et l'amplification supplémentaire (amplification)

Après nous allons utiliser les programmes : sglSort\_nrz.m, sglSort\_rz.m, sglSort\_mench.m, sglSort\_bipol.m.

```

% 3-Simulation du canal de transmission
%Forme d'onde en sortie du canal
global lo SNR amplification

```

Vérification de l'envoi du message sur le canal

```

t1=[0:1/(100*fs):10/fs];
br=bruit*randn(size(t1));
f=[0:1:2*fs];
a1=(signal_emis/A)*amplification;

```

```

%figure(3)
%subplot(2,2,3)
plot(t1,Zc*(br+signal_emis/A)*amplification,'b')
grid
ylabel('Amplitude en "V"')
xlabel('Temps en "s"')
title('Forme du signal en sortie du canal','color','b')

```

On choisit le filtre en cosinus surélevé pour effectuer le filtrage du signal reçu en appliquant au fichier sglFiltr\_nrz.m, sglFiltr\_rz.m, sglFiltr\_mench.m, sglFiltr\_bipol.m.

```

% 4- Forme du signal après filtre de réception
signal=(Zc*(br+(signal_emis/A)));
fe=5*fs;
r=0.5;
dl=3;
filtre=rcosine(fs,fe,'sqrt',r,dl);
signal_filtree=filter(filtre,3,signal);
%figure(4)
subplot(2,2,4)
plot(t1,signal_filtree,'b')
grid
ylabel('Amplitude en "V"')
xlabel('Temps en "s"')
title('Forme du signal reçu après filtrage','color','b')

```

Lorsque le message est restitué à la réception, on régénère la forme d'onde filtrée avec un seuil de décision (seuil\_nrz.m, seuil\_rz.m, seuil\_mench.m, seuil\_bipol.m).

```

% 5- Message restitué
seuil=input('seuil de décision = ')
%interpolation de la forme d'onde filtrée
s1=num2str(seuil);
x=signal_filtree;
%interpolation bit 1
xi=0.5/fs;

```

```

y0=interp1(t1,x,xi);
if y0>=seuil;
    a11=1;m1=1 ;
elseif y0<-seuil;
    a11=-1;m1=0;
else
    a11=0;m1=0;
end
%interpolation bit2
x1=0.5/fs;
y1=interp1(t1,x,x1);
if y1>=seuil;
    a21=1;m2=1 ;
elseif y1<-seuil;
    a21=-1;m2=0;
else
    a21=0;m2=0;
end
%interpolation bit3
x2=0.5/fs;
y2=interp1(t1,x,x2);
if y2>=seuil;
    a31=1;m3=1 ;
elseif y2<-seuil;
    a31=-1;m3=0;
else
    a31=0;m3=0;
end
%interpolation bit4
x3=0.5/fs;
y3=interp1(t1,x,x3);
if y3>=seuil;
    a41=1;m4=1 ;
elseif y3<-seuil;

```

```

    a41=-1;m4=0;
else
    a41=0;m4=0;
end
%interpolation bit1
x4=0.5/fs;
y4=interp1(t1,x,x4);
if y4>=seuil;
    a51=1;m5=1 ;
elseif y4<-seuil;
    a51=-1;m5=0;
else
    a51=0;m5=0;
end
%interpolation bit6
x5=0.5/fs;
y5=interp1(t1,x,x4);
if y5>=seuil;
    a61=1;m6=1 ;
elseif y5<-seuil;
    a61=-1;m6=0;
else
    a61=0;m6=0;
end
%interpolation bit7
x6=0.5/fs;
y6=interp1(t1,x,x6);
if y6>=seuil;
    a71=1;m7=1 ;
elseif y4<-seuil;
    a71=-1;m7=0;
else
    a71=0;m7=0;
end
end

```

```

%interpolation bit1
x7=0.5/fs;
y7=interp1(t1,x,x7);
if y7>=seuil;
    a81=1;m8=1 ;
elseif y7<-seuil;
    a81=-1;m8=0 ;
else
    a81=0;m8=0 ;
end
x1=a11*rectpuls(t1-0.5,1)+a21*rectpuls(t1-1.5,1)+a31*rectpuls(t1-2.5,1);
y1=a41*rectpuls(t1-3.5,1)+a51*rectpuls(t1-4.5,1)+a61*rectpuls(t1-5.5,1);
z1=a71*rectpuls(t1-6.5,1)+a81*rectpuls(t1-7.5,1);
w1=x+y+z;
figure(2)
%subplot(2,2,1)
plot(t1,w1,'b')
%axis([0 9 -1.5 1.5])
grid
ylabel('Amplitude en "V"')
xlabel("Temps en "s")
title('message restitué','color','b')

```

Affichage des messages numériques :restitue\_nrz.m, restitue\_rz.m, restitue\_mench.m, restitue\_bipol.m reçus après le seuil de décision :

```

sms1=num2str(m1);
sms2=num2str(m2);
sms3=num2str(m3);
sms4=num2str(m4);
sms5=num2str(m5);
sms6=num2str(m6);
sms7=num2str(m7);
sms8=num2str(m8);
sms=[sms1 sms2 sms3 sms4 sms5 sms6 sms7 sms8]

```



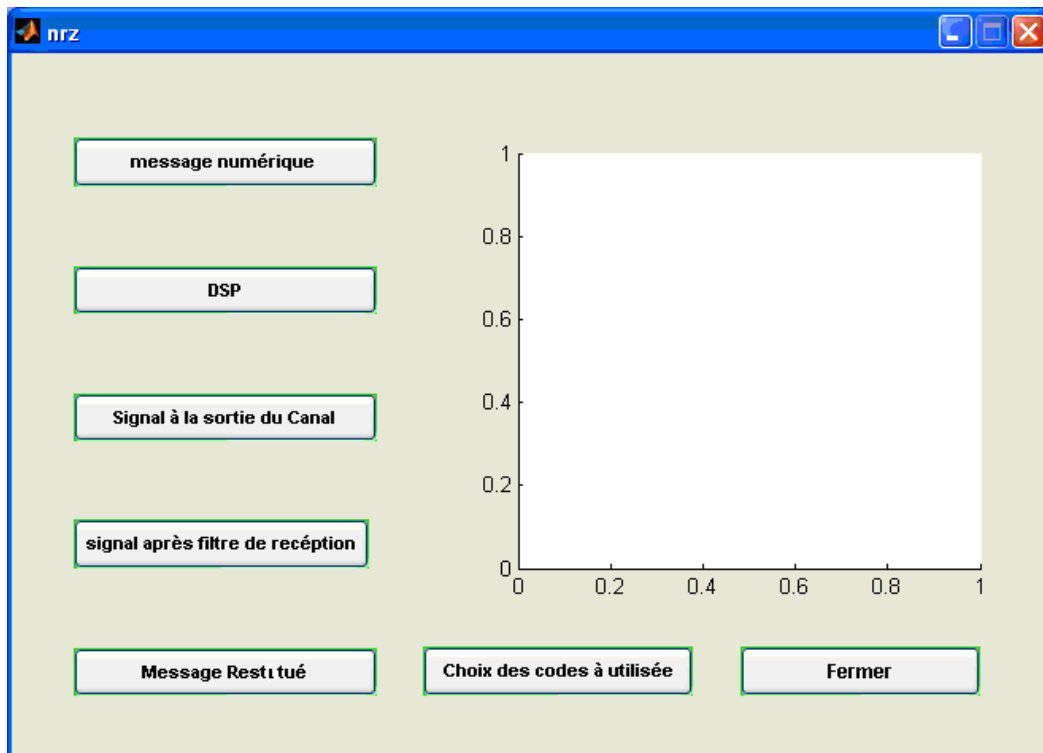


Figure 5.05 : Affichages des différentes courbes

#### 5.2.4.2.1.2. Courbe du message codé en NRZ

Avec le rapport signal sur bruit=35

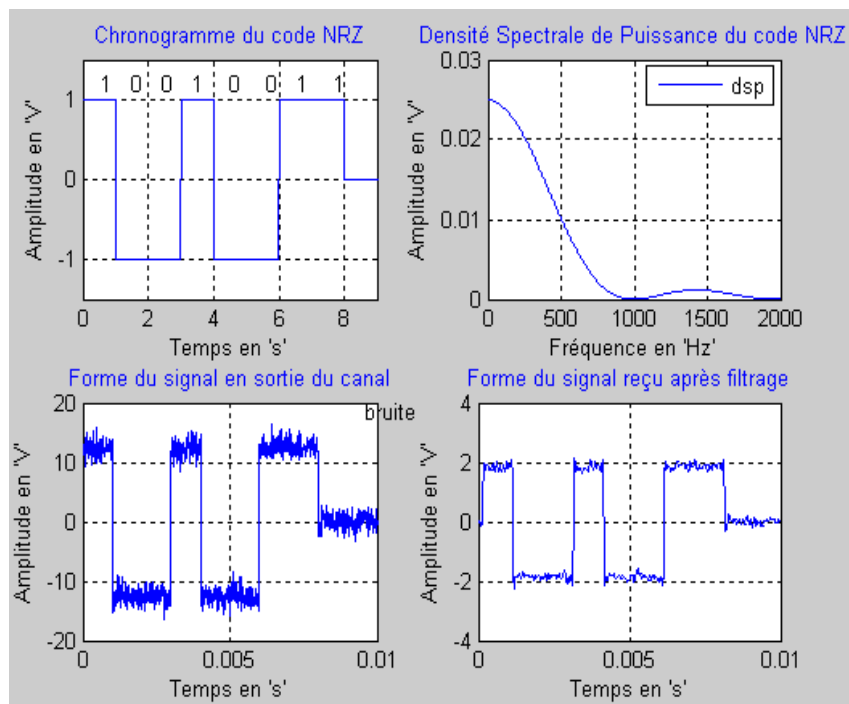


Figure 5.06 : Courbe du message codé en NRZ



### 5.2.4.2.1.3. Courbe du message codé en RZ

Avec rapport signal sur bruit=25

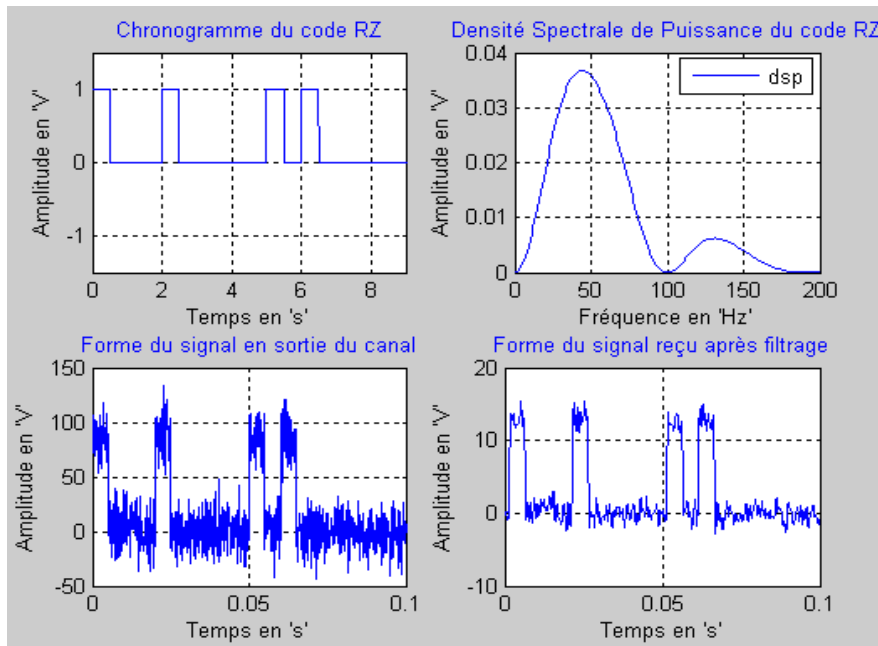


Figure 5.07 : Courbe du message codé en RZ

### 5.2.4.2.1.4. Code Manchester

Rapport signal sur bruit=30

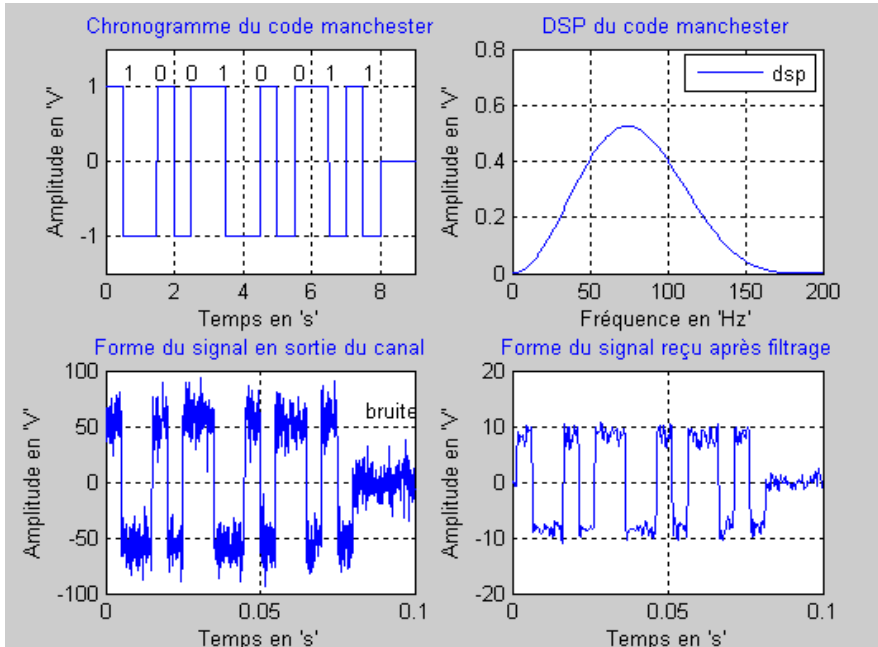


Figure 5.08 : Courbe du message codé en Manchester

### 5. 2.4.2.2. Code dépendant

#### 5.2.4.2.2.1. Code Bipolaire

Avec un rapport signal sur bruit=30

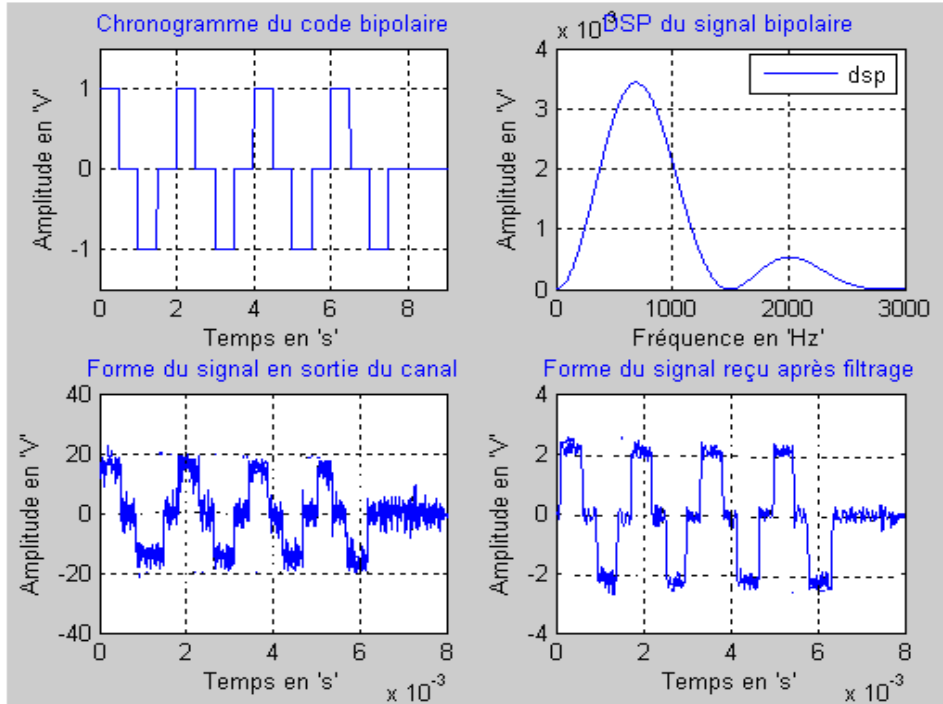


Figure 5.09 : Courbe du message codé en Bipolaire

#### 2.4.2.2.2. Chronogramme du message codé en HDBn

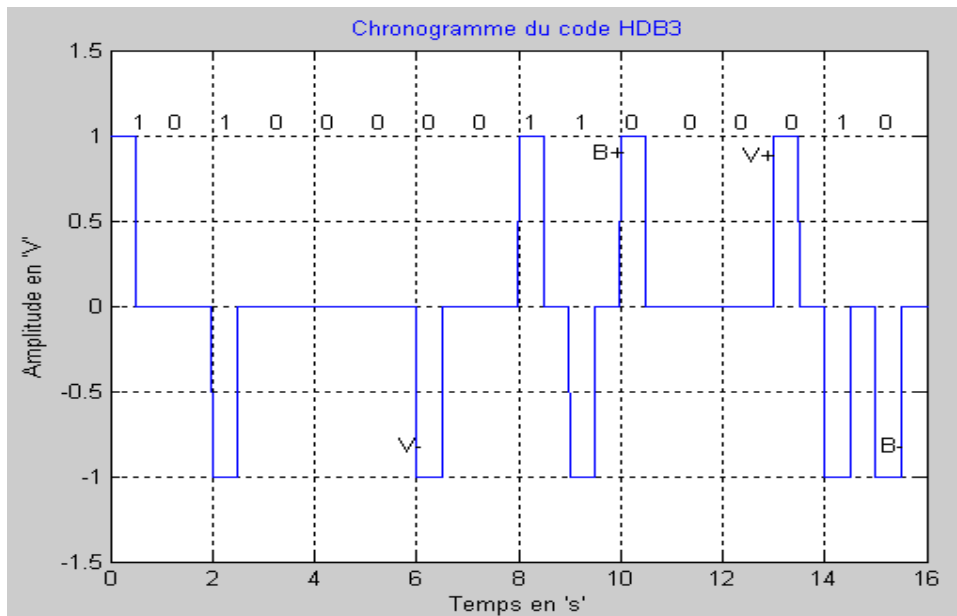


Figure 5.10 : Chronogramme du message codé en HDB3 (code de 16bits)

## 2.5. Récapitulation :

Résultat de la simulation

<b>Rapport signal sur bruit [dB]</b>	<b>Probabilité d'erreur [dB]</b>	<b>Message reçu</b>
10	$1.2698.10^{-10}$	(Avec erreur)
20	$2.7174.10^{-13}$	(Avec erreur)
30	$7.5509.10^{-15}$	(Avec erreur)
40	$5.9661.10^{-16}$	(Sans erreur)

*Tableau 5.01* : Type de message reçu en fonction du rapport signal sur bruit et de la Probabilité d'erreur

## CONCLUSION GENERALE

Notre étude théorique a commencé par la numérisation d'un signal, une introduction sur la transmission numérique, ensuite nous avons décrit et fait une étude détaillée de la transmission en bande de base en deux chapitres.

On a :

- ✚ précisé en particulier le principe des codes en ligne indépendants (NRZ, RZ, Manchester) et dépendants (Bipolaire, HDBn) et donné des caractéristiques de ces codes.
- ✚ étudié théoriquement l'envoi d'un symbole binaire unique et d'un symbole M-aire unique sur un canal idéal.
- ✚ terminé la première partie en faisant la description d'une chaîne de réception en bande de base.

Les résultats obtenus ont été utilisés pour vérifier le fonctionnement de chaque code en ligne.

La partie simulation consiste à l'étude de la transmission de chacun des codes en ligne sur un support de transmission tel que le câble coaxial.

Pour conclure, on peut dire que la transmission numérique en bande de base est avantageuse sur la fiabilité des informations reçues et la sécurité des informations...

## ANNEXE 1 Liste de quelques Fonctions Matlab 7.0 [17]

Cette liste non exhaustive regroupe les commandes et les fonctions les plus usuelles. Elle illustre également la richesse des possibilités offertes. Pour plus de détails, il faut évidemment consulter l'aide en ligne offerte par Matlab et profiter des nombreux exemples qui y sont proposés.

### A.1.1. Environnement Matlab

- Commandes et fonction :

help Aide

demo Lance la démonstration

- Information sur l'espace de travail

Save Sauve l'espace de travail sur disque

Close Ferme la fenêtre courante

- Commandes système

cd Change le répertoire courant

pwd Affiche le répertoire courant

dir Liste les fichiers

- Fenêtre de commandes

clc Efface le contenu de la fenêtre de commandes

quit, exit Ferme Matlab

- Caractères spéciaux

., ..., ... Point décimal, Répertoire parent, Indique une ligne suite

, Séparent les arguments ou les instructions

; Fin de lignes (matrices) ou suppression de l'affichage

- Opérateurs logiques

<, >= Inférieur à, Supérieur ou égal à

&, ~ Et, Non

- Variables prédéfinies

pi  $\pi$

NaN Not a Number

- Instruction de contrôle

if,else,elseif Test conditionnel

for Instruction de repetition avec test

end Terminaison de if, for ,while

return Retour

- Instructions spécifiques

menu Génère un menu de choix pour l'utilisateur

pause Attente

### ***A.1.2. Matrices et algèbre linéaire***

- Opérateurs sur les matrices

' ,+,-,\*,^ Transposition conjuguée, addition, multiplication, puissance

/, \ Division à droite, Division à gauche

- Matrices prédéfinies

zeros Matrice de 0

diag Matrice diagonale

- Opérateur sur les matrices

det Déterminant

poly Polynôme caractéristique

- Décomposition et factorisation de matrices

Inv, null Inversion, noyau

cdf2rdf Forme complexe diagonale vers la forme réelle diagonale par blocs

rsf2csf Forme réelle diagonale par blocs vers la forme complexe diagonale

- Textes et chaînes de caractères

abs Convertit une chaîne en valeurs numérique Ascii

num2str Convertit un nombre entier en chaîne

hex2dec Convertit une chaîne hexadécimale en entier

### ***A.1.3. Fonctions graphiques***

- Graphique 2D

plot Dessine le graphe d'une fonction

semilogx Graphe en échelle en abscisse

stem Graphe de raies

- Annotation de graphiques

title Titre du graphe

xlabel Légende pour l'abscisse

grid Dessin d'une grille

gtext Placement de texte avec la souris

- Contrôle des fenêtres graphiques

figure Ouvre une fenêtre graphique

gcf Retourne le numéro de la figure courante

delete Ferme la figure courante

subplot Sous fenêtres graphiques

axis Contrôle l'apparence et l'échelle des axes

#### ***A.1.4. Analyse de données statiques***

- Traitement des signaux

conv Matrice de convolution

filter Filtrage monodimensionnel

fft FFT monodimensionnel (Fréquences de 0 et 1)

ifft FFT inverse

- Génère des signaux

rectpuls Fonction rectangulaire aperiodique

tripuls Fonction triangulaire aperiodique

- Interpolation

interp1 Interpolation monodimensionnel



## ANNEXE 2 : Les Etapes de Numérisation d'un signal [2] [11]

### A.2.1 : Echantillonnage imparfait (réel)

$$t_m = mT_e \text{ (Multiple de la période)}$$

$$\text{Avec : } s_m = \int_{m-\frac{\tau}{2}}^{m+\frac{\tau}{2}} s(t) dt \text{ (le coefficient de Fourier d'ordre } m)$$

$$s_m = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{t - mT_e}{\tau}\right) s(t) dt$$

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m \delta(t - mT_e)$$

$$\text{Et } TF[s^*(t)] = S_*(v) = \frac{1}{T_e} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S\left(v - \frac{m}{T_e}\right) \cdot \text{sinc}\left(v\tau - \frac{n\tau}{T_e}\right)$$

$\frac{1}{\tau} \gg \frac{1}{T_e}$  Avec ( $\tau$  temps de réponse du circuit)

On doit avoir  $\tau$  qui a une valeur aussi faible que possible, donc  $\frac{1}{\tau}$  doit être aussi grand que possible (cf. figure A.2.01)

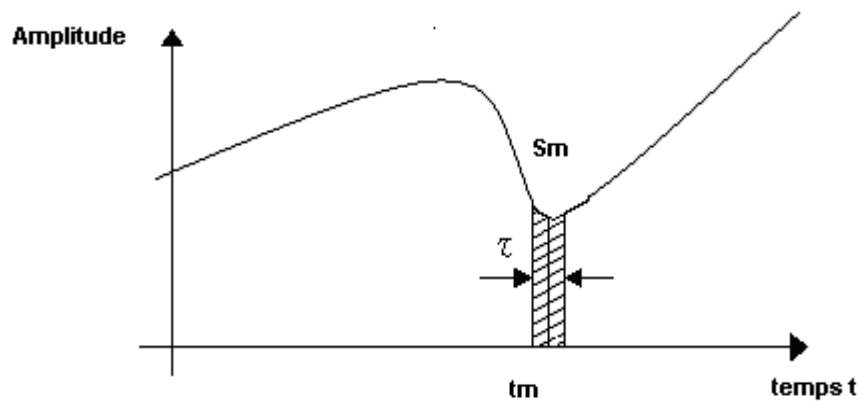


Figure A.2.01 : Echantillonnage réel d'un signal au temps  $t = t_m$ .

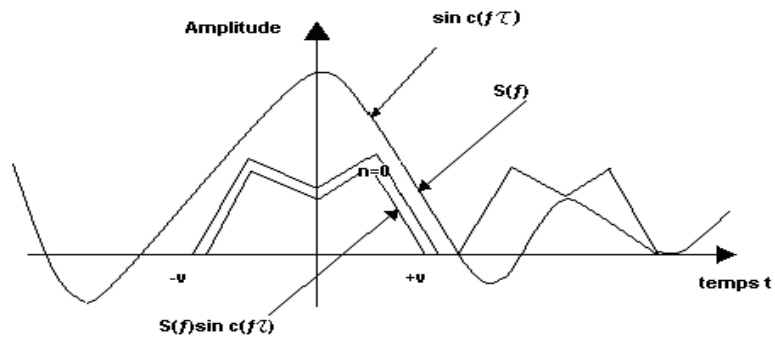


Figure A.2.02 : Représentation dans le plan fréquentiel de l'échantillonnage imparfait (réel)  
 En réalité, l'échantillonnage en instant  $t_m$  s'effectue durant un intervalle de temps très court  $\tau$ .

### A.2.2 Echantillonneur/Bloqueur

#### A.2.2.1 Principe de fonctionnement

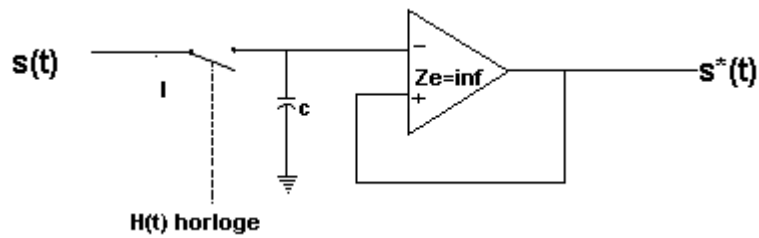
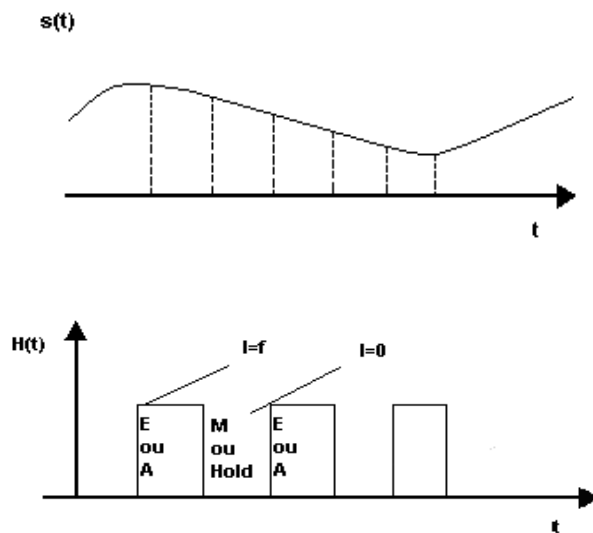


Figure A.2.03: Schéma Electronique Idéal de l'échantillonneur/Bloqueur



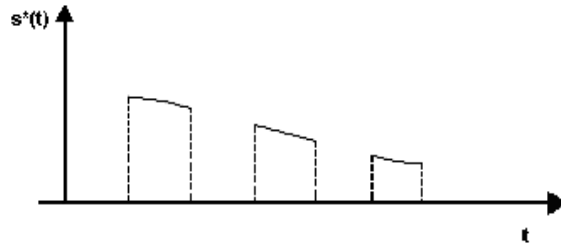


Figure A. 2.04 : Exemple d'échantillonnage d'un signal

Un signal  $s(t)$  est appliqué à l'entrée de l'échantillonneur bloqueur.

Un signal d'horloge sert de commande pour la fréquence d'échantillonnage en agissant sur l'interrupteur électronique I.

L'amplificateur opérationnel est monté en suiveur pour effectuer l'adaptation d'impédance du signal.

Le temps de maintien ou « Hold » est le temps pour lequel l'interrupteur est ouvert ( $I = 0$ ).

Lorsqu'on ferme l'interrupteur ( $I = f$ ), le signal est appliqué aux bornes du condensateur qui va se charger. Ensuite, ce signal passe par l'amplificateur opérationnel pour former le signal utile échantillonné  $s^*(t)$ . Lorsque l'interrupteur I se ferme à nouveau, le condensateur se décharge instantanément et le signal ne passe pas.

#### A.2.2.2 : Schéma réaliste de l'Echantillonneur/Bloqueur.

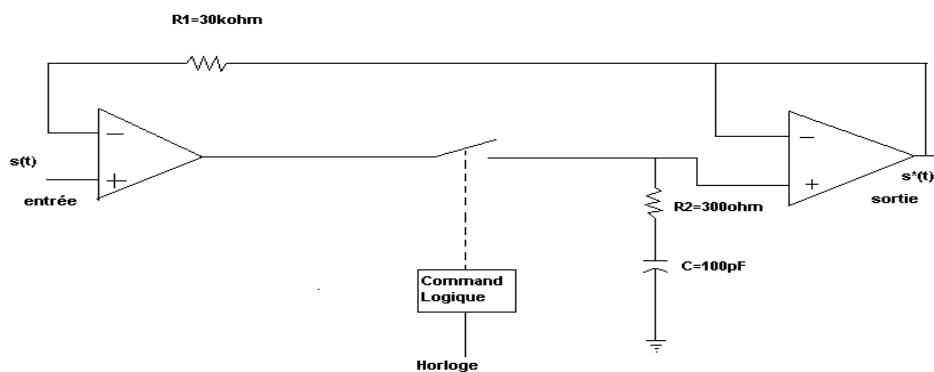


Figure A.2.05 : Schéma électronique réel d'un Echantillonneur/Bloqueur.

#### A.2.3 : Conversion de signal Analogique en Numérique (CAN).

La conversion Analogique en Numérique d'une grandeur consiste à exprimer sa valeur par un nombre. Ceci est obtenu à l'aide d'un procédé de comparaison selon la relation :  $U_x = D.U_R$ .

Avec  $U_R$  qui est la tension de référence :

$$D = \sum_{i=1}^n a_i * 2^{-i} \text{ avec } a_i = \{0,1\} \quad \forall i$$

On calcule  $D_{\max}$

$D_{\max}$  est obtenu pour  $a_i = 1 \quad \forall i$

Soit  $D_{\max} = (1 - 2^{-n})U_R$

Deux valeurs successives de  $U_x$  diffèrent de n d'une quantité  $q = 2^{-n}U_R$  appelée pas de quantification.

Il existe plusieurs sortes de CAN selon le principe de fonctionnement et des circuits utilisés:

#### A.2.3.1 : CAN à approximations successives

La détermination de la valeur d'une tension à l'aide d'un nombre de n bits par la méthode d'approximation successive se fait en n étapes. A chaque étape, on obtient la valeur du bit d'un certain rang en commençant par le bit le plus significatif (le MSB ou « Most Signified Bit » (cf. figure A.2.06)

Donc, le procédé consiste en une suite de comparaison qui détermine si dans le rang  $i$ , le bit  $i$  est 0 ou 1.

$$U_x = U_R (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n})$$

##### A.2.3.1.1 : Détermination de $a_i$

- Détermination de  $a_i$

Posons la tension  $U_1 = 2^{-1}U_R$

On compare  $U_x$  et  $U_1$  : Si  $U_x > U_1 \rightarrow a_i = 1$

Si  $U_x < U_1 \rightarrow a_i = 0$

- Détermination de  $a_2$

On a  $U_2 = a_1 2^{-1}U_R + a_2 2^{-2}U_R$

On compare  $U_x$  et  $U_2$ , et on procède de la même façon et ainsi de suite

Détermination de  $a_i$

$$U_i = U_R \left[ 2^{-i} + \sum_{n=1}^{i-1} a_n 2^{-n} \right]$$

On compare ensuite  $U_x$  et  $U_i$ , et on procède aussi de la même façon que pour  $a_i$ .

Et ainsi de suite...

- On peut donc en déduire que le système fonctionne en acceptant ou en rejetant dans le

pas  $i$  le terme  $2^{-i}U_R$  de la somme :  $\sum_{n=1}^i a_n 2^{-n}$



Figure A.2.06: Schéma externe d'un CAN à approximations successives

#### A.2.3.1.2 : Schéma du Commutateur Electronique utilisé

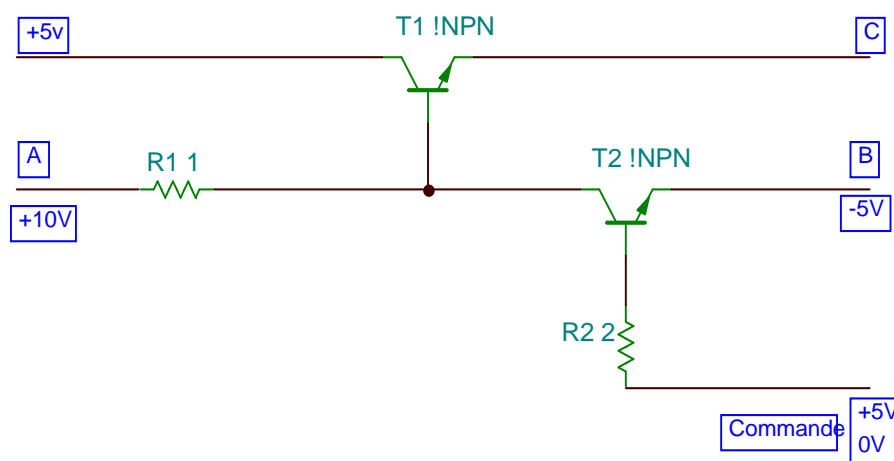


Figure A.2.07 : Commutation Electronique réalisée avec des transistors (BJT) de type NPN bipolaire

C désigne la charge à alimenter

Lorsque la commande est à :

- 0V  $\Rightarrow$  la tension à la charge est différente de la tension sur A :  $V_A \neq V_C$

- 5V  $\Rightarrow$  la tension à la charge est égale à la tension sur A :  $V_A = V_C$

A.2.3.2 : CAN réalisé à l'aide d'un Générateur de Tension Linéairement Variable (GTLV)

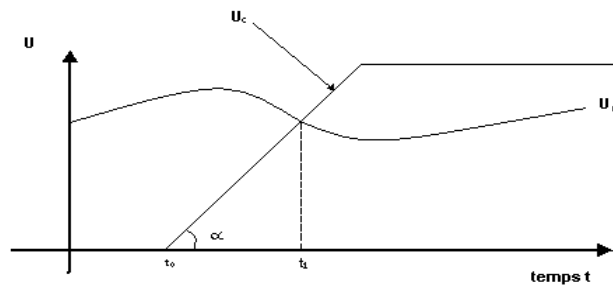


Figure A.2.08 : Comparaison entre une tension quelconque  $U_x$  et une Tension Linéairement Variable  $U_c$

Dans le cas où la tension inconnue  $U_x$  est comparée à une tension linéairement variable, il faut qu'on connaisse la pente de  $U_c$  et le temps de variation de celle-ci (cf. figure. A .2.08 ( $t_{12}$ )).

On peut aussi remarquer que la tension de comparaison est continue, mais pas discrète, donc la grandeur qui est mesurée numériquement est le temps.

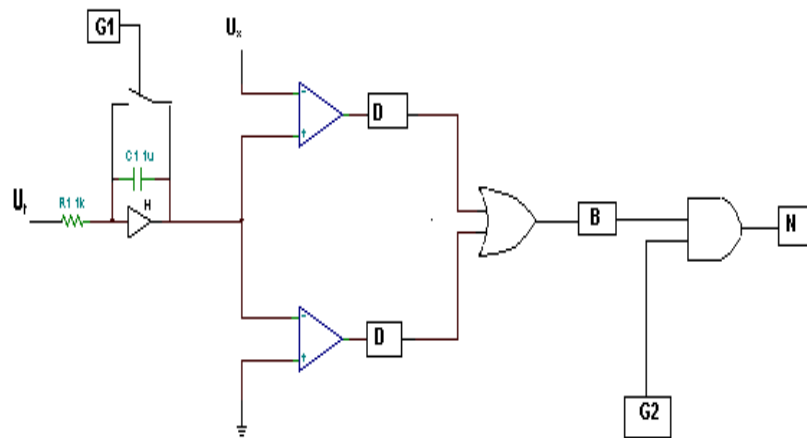


Figure A.2.09 : Schéma synoptique du CAN réalisé à l'aide d'un GLTV

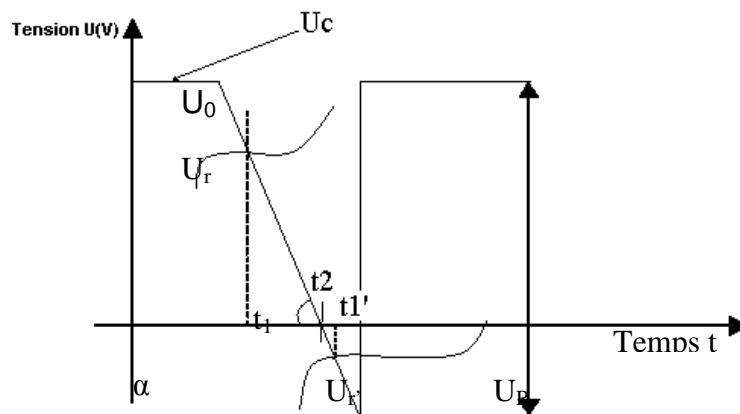


Figure A.2.10 : Tension de sortie du CAN réalisé à l'aide d'un GLTV

### A.2.3.2.1 : Fonctionnement

Le GTLV est réalisé à l'aide d'un intégrateur. Si  $t$  est ouvert, alors  $U_R$  est intégré obtenant

ainsi à la sortie une tension  $U_c = -\frac{U_R}{RC}t$ . Il est évident que quand on ferme  $T$ , alors  $C$  se

décharge et la tension  $U_c$  tombe brusquement à 0.

D'habitude, afin de pouvoir mesurer des tensions des 2 polarités, on déplace d'une quantité

$U_0$  la tension de sortie, obtenant ainsi la tension  $U_c = -\frac{U_R}{RC}t + U_0$

Les comparateurs  $C_1$  et  $C_2$  produisent des impulsions à travers les circuits de différentiation

$D$  quand leur tension de sortie changent de signe c'est à dire  $C_1$  donne une impulsion si

$U_x = U_c$  et il en est de même de  $C_2$  si  $U_x = 0$

A l'aide du bistable  $B$ , la porte est ouverte entre les moments  $t_1$  et  $t_2$ , moment où  $C_1$  et  $C_2$

fournissent des impulsions. Durant cet intervalle  $(t_1 - t_2)$ , à travers la porte  $P$ , passent les

impulsions venant de  $G_2$  avec une fréquence étalon  $f_e$ . Des impulsions sont comptées dans le

numérateur  $N$  qui affiche le nombre  $N = (t_2 - t_1)f_e$  et  $U_x = U_c = (t_2 + t_1) \cdot \frac{U_R}{RC}$ .

On trouve finalement que :

$$U_x = \frac{U_R}{RCf_e} \cdot N$$

La tension  $U_x$  à convertir est proportionnelle au contenu du nombre  $N$  du numérateur.

#### **Remarque**

Il faut que  $N$  soit grand c'est à dire que la pente  $\frac{U_R}{RC}$  soit petite et  $f_e$  élevée (Fréquence

étalon) mais la pente ne doit pas être petite car d'une part, la détermination de  $t_1$  et  $t_2$  ne serait pas précise et d'autre part, cela conduirait à l'augmentation du temps de conversion.

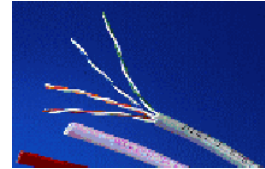
### ANNEXE 3 : Les différents types de canaux de transmission [14] [15] [16]

Le propre d'une transmission est de se faire à distance. Un milieu physique assure le lien entre la source et le destinataire. Le milieu de transmission peut être constitué de l'un des éléments suivants :

#### A.3.1 Communication électrique filaire

On trouve deux catégories de lignes utilisées en télécommunications :

- câble bifilaire, de bande passante faible et réservé pour les transmissions à bas débit (inférieur à 2 Mbits/s sur le réseau téléphonique). Il s'agit le plus souvent de paires de fils torsadés.



- câble coaxial, de bande passante plus importante et qui permet de réaliser des transmissions avec un débit relativement élevé (jusqu'à 565 Mbits/s sur le réseau téléphonique). Le câble coaxial est notamment utilisé pour connecter les centraux téléphoniques entre lesquels transite un grand nombre de communications. Son avantage par rapport au câble bifilaire est d'être blindé et de présenter un milieu de propagation quasi uniforme le long de la ligne.



La principale caractéristique d'un câble est son impédance caractéristique. Celle-ci est définie par les dimensions géométriques de la ligne et des caractéristiques du milieu de propagation (constant diélectrique). Cette impédance ne correspond pas à une impédance au sens électrique du terme, il s'agit en fait du rapport du champ électrique sur le champ magnétique qui s'exprime en  $\Omega$  (équation 1) et qui conditionne la propagation de l'onde à travers le câble.

$$Z_c = \frac{E_{(V/m)}}{H_{(A/m)}} \quad (\text{Équation 1})$$

L'impédance caractéristique permet de déterminer la valeur optimale de la charge terminale de la ligne  $Z_{load}$ . Une ligne est dite adaptée si on vérifie l'égalité suivante :  $Z_c = Z_{load}$ . Dans le cas d'une ligne adaptée, toute l'énergie de l'onde incidente est fournie à la charge finale. Par contre, toute rupture d'impédance conduit à la réflexion d'une partie de l'onde incidente, cette partie est d'autant plus grande que la désadaptation est importante. L'onde réfléchie se combine avec l'onde incidente conduisant à l'apparition d'une onde stationnaire. Les effets sur le signal peuvent être :

- Un retard à l'établissement du signal
- Des surtensions, sous-tensions et des oscillations pouvant conduire à des erreurs de transmission.



Un autre paramètre essentiel est l'atténuation du câble liée aux différentes pertes (ex : les pertes dans le diélectrique). Cette atténuation augmente en général avec la fréquence.

### **A.3.2 Communication optique filaire**



Les fibres optiques sont aussi un guide pour des ondes électromagnétiques, mais celles-ci ont des fréquences de l'ordre du spectre visible. Elle oblige la lumière à se propager le long de la fibre par réflexions multiples. Elles présentent des bandes passantes très élevées ainsi qu'une faible atténuation. Elle permet de transporter un débit atteignant plusieurs dizaines de Gbits/s. Les principaux avantages de la fibre optique par rapport aux autres supports de propagation sont d'être insensible aux perturbations externes, de ne pas introduire de distorsions au signal, de permettre des multiplexages fréquentiels très efficaces, et d'assurer une sûreté de confidentialité. Aujourd'hui, la plupart des liaisons transocéaniques sont réalisées par des fibres optiques. Les principales difficultés concernent la fragilité de fibres et de leurs connecteurs.

### **A.3.3 Autres supports**

D'autres supports existent comme les supports de stockage que sont les CD, les DVD ou les disques durs. Ils représentent eux aussi des moyens de transfert d'information et sont aussi soumis à des contraintes spécifiques en terme de taux d'erreur. Il est important de connaître les caractéristiques d'un support de transmission ainsi que leurs limitations pour le dimensionnement d'un canal de transmission (capacité max. d'information transmise, bande passante), techniques à adopter pour assurer la qualité de service. Enfin, il faut s'assurer des réglementations associées à l'utilisation d'un support.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. BELLANGER, *Traitement Numérique du Signal*, Masson Paris Milan Barcelone, 1994
- [2] E. RANDRIANTSIRESY, *Cours communication numérique*, 3<sup>ème</sup> Année licence, Département Télécommunication, ESPA, A.U. :2005-2006
- [3] Prof. F. Mudry, *Signaux et systèmes*, a l'Institut d'Automatisation Industrielle, ©2005  
[freddy.murdy@eivd.ch](mailto:freddy.murdy@eivd.ch)
- [4] J.CLAVIER, G. Conffinet, M. Niquil, F. Behr, Francis TOME I Système de Télé information : *Théorie et technique de la transmission des données*, Masson, Paris 1984
- [5] J.CLAVIER, G. Conffinet, M. Niquil, F. Behr, TOME II Système de Télé information : *Théorie et technique de la transmission des données*, 2<sup>e</sup> édition Masson, Paris, 1984
- [6] P. Horowitz, W. Hill, Elektor. *Traité de l'Electronique Analogique et Numérique– volume 1 : Techniques Analogiques*, Paris, 1986
- [7] G. Baudoin, *Radiocommunications Numériques : Principes, Modélisation et simulation*, Dunod, 2002.
- [8] Al Agha, *Réseaux de mobiles & Réseaux sans fil*, Pujolle, Vivier, Eyrolles, 2001.
- [9] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, *Réseaux GSM-DCS – 4<sup>e</sup> édition revue et augmentée*, Hermes Sciences, 1999.
- [10] J. Marie Dilhac, *Introduction aux Télécommunications : Notes de cours*, INSA de Toulouse, 2002-2003.
- [11] L. Wehenkel, *Théorie de l'information et du codage : Notes de cours*, Université de Liège – Faculté des Sciences Appliquées, septembre 2003.

[12] A. Boyer, *Canaux de Transmission bruités*, à l'Institut National des Sciences appliquées, 4<sup>ème</sup> Année RT, Version 2006

[13] R. YOUNES, *Initiation sur Matlab*, Enseignant-chercheur à la Faculté de Génie – Université Libanaise, Beyrouth-01/09/2005

[14] Un excellent site sur le Google, <http://www.google.fr>, *Transmission en bande de base*, ©2007

[15] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Cable\\_coaxial](http://fr.wikipedia.org/wiki/Cable_coaxial) ©2006

[16] “Related” [http://www.conrad.fr/webapps/cable\\_coaxial\\_audio.html](http://www.conrad.fr/webapps/cable_coaxial_audio.html), ©2006

[17] Un excellent site sur le Google, <http://www.mathsworks.com>, ©2006

## RENSEIGNEMENTS

Nom : RAKOTOMALALA

Prénoms : Njakarivony Rado

Téléphone : +261324212393

+2612245360

Adresse de l'auteur :- Lot IVL 177 Anosivavaka Ambohimananarina, Antananarivo

101, Madagascar

-e-mail : [njakarivony34@yahoo.fr](mailto:njakarivony34@yahoo.fr)

Titre du mémoire :

### « ETUDE DE LA TRANSMISSION NUMERIQUE EN BANDE DE BASE »

Nombre de pages : 60

Nombre de tableaux : 1

Nombre de figures : 38

Mots clés : CAN, Commande Numérique, Transmission Numérique, Bande de Base, Matlab, Simulation, Canal Idéal.

Directeur de mémoire : Monsieur **RANDRIANTSIRESY Ernest**