

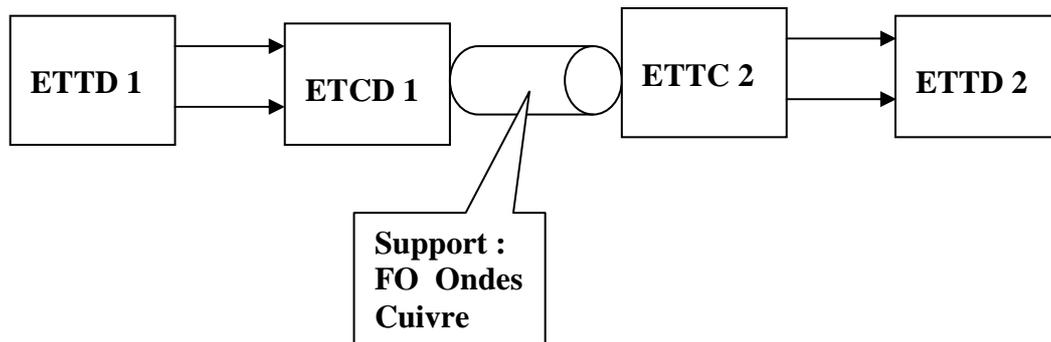
## Cours d'Électronique pour l'Option Réseaux Locaux et Informatique Industrielle.

### Chapitre 3 :

#### Le codage de canal en bande de base ou codage de transmission en bande de base.

##### 3-1 Le rôle du codage de transmission en Transmission Série Synchrone.

Nous avons détaillé au chapitre 2 le rôle de l'ETCD (Equipement Terminal de Circuit de Données), **qui doit fournir au support de transmission une suite de signaux physiques élémentaires, compatibles avec les caractéristiques du support.** (ondes hertziennes, fibre optique, cuivre, etc.).



##### La liaison point à point élément de base de tout réseau

Un ETCD pour FO est très différent d'un ETCD 802.3 bifilaire (Ethernet).

Rappelons les deux fonctions de l'ETCD émetteur assurant la Transmission Série Synchrone :

Les bits en série et l'horloge sont fournis au CODEUR avec un débit binaire  $D_b = 1 / T_b$ .

L'horloge bit est à la fréquence  $f = 1/T_b$ .

Le codeur forme le symbole (nombre)  $S$  constitué d'un groupement de  $L$  bits.

Puis les symboles alimentent le MODULATEUR avec un débit de symbole  $D_s = D_b / L$ .

**On verra que le but essentiel de grouper les bits en symboles est de réduire l'occupation spectrale, à débit binaire fixé et par conséquent à augmenter l'efficacité spectrale.**

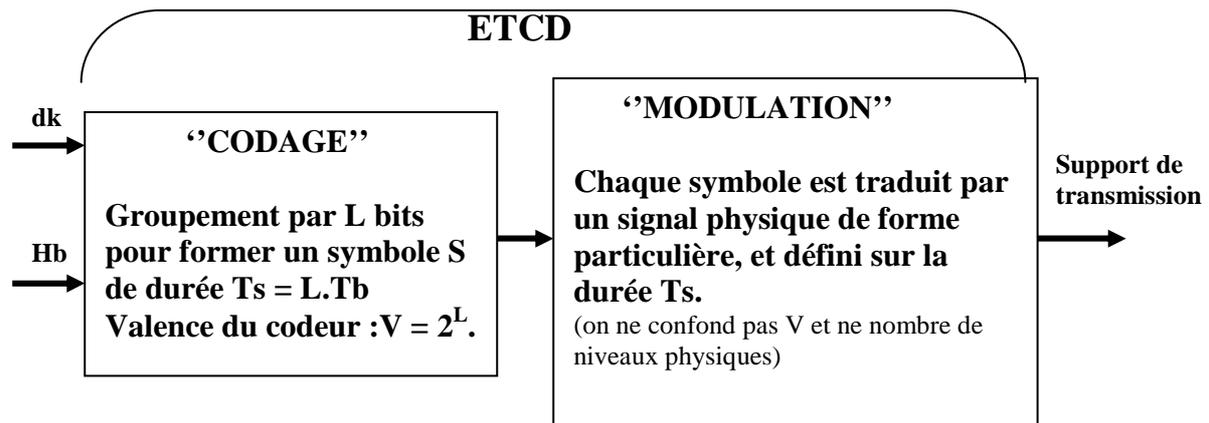


Figure 3-1 Le rôle de l'ETCD émetteur, constitué du CODEUR et du MODULATEUR.

Enfin le MODULATEUR associe à chaque symbole un signal physique défini sur la durée  $T_s$ .

**La forme du signal physique doit apporter des propriétés spécifiques pour assurer un transport de bout en bout avec les meilleures chances de réussite !**

**On “forme “ le signal physique pour qu’il soit compatible avec les propriétés du support de communication.**

**Attention au sens du mot MODULATION !**

Dans le cas du transport en bande de base le modulateur génère des signaux à niveau constant pendant une durée déterminée.

Dans le cas du transport en bande transposée le modulateur génère une porteuse sinusoïdale dont les caractéristiques sont figées pendant une durée déterminée (amplitude, fréquence, phase).

### 3-2 Comment “bien coder” en vue de la Transmission Série Synchronisée.

Quelles sont les qualités attendues d’un bon codage de canal ou de transmission, en vue du transport en TSS ?

Le signal physique émis sur le support doit garantir un ensemble de propriétés :

**Eviter les mauvaises interprétations du récepteur : seuils de décision identifiables aisément.**

**Présenter un spectre de puissance moyenne compris dans les limites de la bande permise par le support ou la norme.**

**Transporter un débit maximum compte tenu de la contrainte précédente, c’est l’importante caractéristique nommée efficacité spectrale, en bits/s/Hz.**

**Eviter d’ajouter de la puissance inutile dans le support.(par exemple une valeur moyenne qui ne porte aucune information !).**

**Assurer le maintien en synchronisme de l’horloge de réception avec celle d’émission, condition incontournable de la TSS.**

**Obligation de repérer ou non les fils.**

**Réduire le traînage ou interférence entre symboles (IES).**

(Liste non exhaustive).

On voit qu'une des urgences est de savoir caractériser le spectre de fréquence généré par le signal physique. **En quelque sorte il nous faut comprendre et utiliser un outil d'analyse en fréquence, adapté aux signaux rythmés non périodiques.** Nous serons donc amenés à décrire en fréquence les suites binaires périodiques en considérant exclusivement leur puissance moyenne. Ce sera l'occasion de vérifier la relation de Parseval. Puis nous décrirons la réalité avec des **suites binaires aléatoires** en étirant la période T vers l'infini.

### 3-3 La Rapidité de Modulation exprimée en Bauds (ou RM).

(Baudot Emile 1845-1903 précurseur des méthodes de codage et du multiplexage temporel)

**La RM est le nombre d'états physiques émis par seconde.**

Comme l'état physique dure  $T_s = L \cdot T_b$  on aura une rapidité de modulation généralement L fois inférieure au débit binaire :  $RM = D_b/L$  (avec  $1 < L < 8$ )

Pour les codages simples à valence  $V = 2$  (c'est-à-dire  $L = 1$ ), le signal physique est parfois constitué d'une suite de formes élémentaires de durée inférieure à  $T_s$ , comme dans la figure 3-2, par exemple.

Dans ce cas le signal physique prend deux niveaux pendant  $T_s = T_b$ , Par conséquent on a deux fois plus d'états physiques par seconde que de bits/s.

Alors  $RM = 2 \cdot D_b$ .

C'est le cas d'un code courant, comme le Manchester, avec  $T_s = T_b$  et  $RM = 2 \cdot D_b$

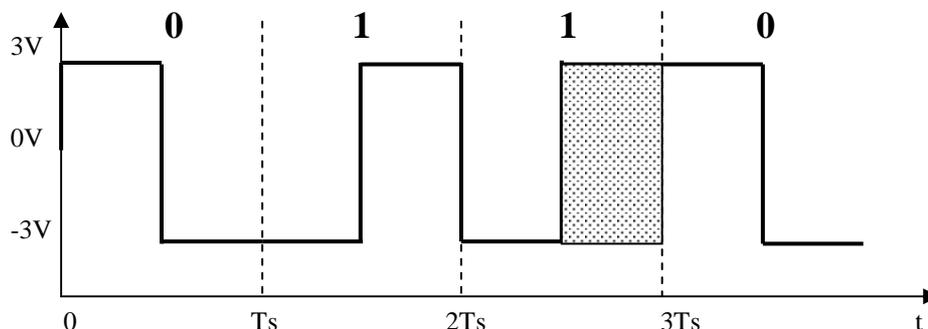


Figure 3-2 Un exemple de signal physique défini sur la durée  $T_s$  mais constitué de signaux élémentaires de durée  $T_s / 2 = T_b / 2$ . Une occurrence du signal physique élémentaire est en grisé.

**Autre définition :**

**La Rapidité de Modulation (RM) en Bauds, est le nombre maximum de transitions par seconde.**

**Il est donc interdit de faire la confusion entre débit binaire et Rapidité de Modulation. C'est rarement le même chiffre qui les caractérise !**

Un débit de 10 Mbits/s génère en code biphasé une RM de 20 Mbauds, ou 2,5 Mbauds en MAQ-16, ou 12 Mbauds en code 5B6B.

### 3-4 La suite binaire périodique, codée NRZ (Non Retour à Zéro).

Revenons à une situation très simple, courante en TSS (Transmission Série Synchrone), c'est-à-dire aux suites de signaux de forme rectangulaire ou 'porte', de durée  $T_s$ , positifs ou négatifs, arrivant au rythme d'une horloge de période  $T_s$ . Cette suite se renouvelle avec une période  $T$  égale à un nombre entier de  $T_s$ , par exemple  $T = 7T_s$ . (figure 3-3).

Nous en verrons sa réalisation très simple plus loin.

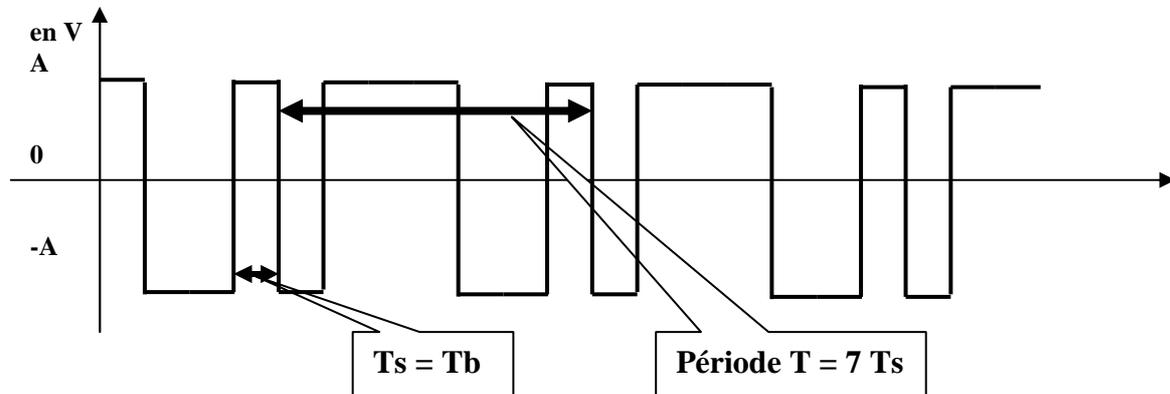


Figure 3-3 Exemple de Suite Binaire de Longueur Maximum, dite SBLM obtenue par Générateur de Hamming, dit aussi Générateur Pseudo Aléatoire, GPA. Pour un registre à  $N$  cellules la période vaut  $T = (2^N - 1) T_s$ . (ici  $N = 3$ ). C'est le format V28 associé au RS232

Acceptons tout de suite la dénomination "Suite Binaire de Longueur Maximum" ou SBLM. La réalisation d'un tel signal périodique, grâce à des fonctions logiques simples, sera détaillée plus loin.

Cette suite répétitive de type binaire (figure 3-3) définit deux paramètres :

**La durée  $T_s$  du signal élémentaire, qui fixe en général l'élargissement du spectre.**

**La période de répétition  $T = (2^N - 1) \cdot T_s$  qui définit, comme toujours, la fréquence fondamentale  $F = 1/T$ .**

**Comme le signal présente un caractère peu sinusoïdal, nous trouverons beaucoup d'harmonique de  $F = 1/T$  !**

**Tous ces harmoniques sont équidistants au pas de  $\Delta F = F = 1/T$ .**

Nous allons visualiser ces propriétés lors du dessin du spectre de puissance.

#### **Les caractéristiques du spectre d'une suite binaire périodique.**

**En télécommunications seul l'aspect puissance des signaux est utile !**

$$\text{Rappel : } X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \frac{1}{T} \int_T X^2(t) dt = A^2 \quad (\text{en } V^2)$$

Un calcul classique en série de Fourier donne l'amplitude des composantes (TD) et montre l'existence d'un **profil global** du spectre de puissance moyenne, (exprimé en Watt ou Volt<sup>2</sup>),

selon un profil en  $[\text{sincar } \pi f T_s]^2$  ou  $\left[ \frac{\sin . \pi . f . T_s}{\sin . f . T_s} \right]^2$ , avec  $f$  comme unique variable.

Ceci veut dire que la hauteur des composantes, exprimée en puissance, est limitée par le profil en sinus cardinal au carré, donné dans la figure 3-4.

Rappelons que la fonction sinus cardinal au carré  $[\text{sincar } \pi f T_s]^2$  ou  $\left[ \frac{\sin . \pi . f . T_s}{\sin . f . T_s} \right]^2$  est maximum en  $f = 0\text{Hz}$  et s'annule pour les fréquences  $1/T_s$  et  $-1/T_s$  et leurs multiples.

**Les fréquences  $+ et - 1/T_s$  délimitent le lobe principal du spectre, là où se trouve presque toute la puissance du signal binaire.**

**Dans le monde du transport de signaux, ou des télécommunications, seul le lobe principal est utile, puisque l'essentiel de la puissance y est présent !**

**C'est donc la durée  $T_s$  (ou  $T_b$ ) du signal élémentaire qui fixe la largeur du lobe principal, c'est-à-dire la largeur du spectre.**

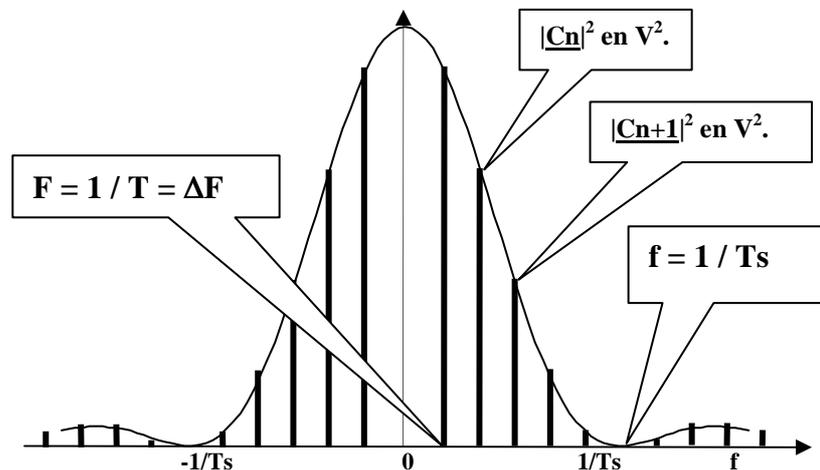


Figure 3-4 Le spectre de puissance moyenne d'une séquence binaire périodique, dont le profil est essentiellement limité aux premiers zéros  $+ ou - 1/T_s$  et dont le nombre de composantes est la longueur de la séquence  $2^N - 1$ .

La fréquence fondamentale  $F$  est définie par  $1/T$  ou encore par  $1/(2^N - 1)T_s$ .

L'harmonique numéro  $(2^N - 1)$  est à la fréquence  $= (2^N - 1)/T$  et par conséquent aussi à la fréquence  $(2^N - 1) / (2^N - 1)T_s$  c'est-à-dire à la fréquence  $1/T_s$ .

**Par conséquent, il y a autant de composantes de fréquence à droite et à gauche, que de bits (ou symboles) dans la suite périodique.**

**Les composantes de fréquence sont espacées du pas de valeur  $\Delta f = 1/T$ .**

**Si nous revenons à la définition de la rapidité de modulation  $RM$ , c'est elle qui fixe la largeur du lobe principal, et en restant sur l'aspect réel, l'Occupation Spectrale en Bande De Base (ou OSBDB) comptée à droite se chiffre par la rapidité de modulation :**

## Occupation spectrale en bande de base égale à la rapidité de modulation:

$$\text{OSBDB} = \text{RM} = 1/T_s \text{ en Hz.}$$

Attention, pour le signal de tension  $X_T(t)$ , nous utilisons aussi bien le terme ‘**puissance moyenne**’:

$$\text{Pour : } \frac{1}{R} \cdot X_{T,\text{eff}}^2 = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \int_T X_T^2(t) dt = \langle P_T \rangle \quad \text{exprimé en Watts}$$

$$\text{et pour : } X_T \text{ eff}^2 = \langle P_T(1\Omega) \rangle = \frac{1}{T} \int_T X_T^2(t) dt \quad \text{puissance sur } 1\Omega, \text{ exprimé en } V^2 .$$

Sans autre forme de procès nous admettrons que la somme des puissances moyennes de chaque composante sinusoïdale correspond à la puissance moyenne du signal complet. (Relation de Parseval)

Les TD ont montré l'importance des relations de Parseval définies sur tout l'espace des fréquences, pour exprimer la puissance moyenne de suites binaires périodiques.

**Ainsi la puissance moyenne d'une suite binaire de période  $T = (2^N - 1)T_s = (2^N - 1)T_b$  peut être exprimée par les différentes expressions suivantes.**

$$X_T \text{ eff}^2 = \langle P_T(1\Omega) \rangle = \frac{1}{T} \int_T X_T^2(t) dt = A_0^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2 \quad (\text{en } V^2)$$

L'amplitude  $Y_n$  de l'harmonique numéro  $n$  étant classiquement obtenue par la décomposition en série de Fourier de fonctions périodiques aux fréquences positives  $n.F$  ou  $n/T$

La dernière expression fait apparaître la description en fréquence négatives et positives, avec des composantes aux fréquences  $nF$  ou  $n/T$ .

Cette dernière expression correspond à la représentation bilatérale de la figure 3-4.

**Les amplitudes  $Y_n$  et les modules  $|C_n|^2$  sont alors liés par :**

$$\begin{aligned} |C_n| &= Y_n / 2 && (\text{en } V) \\ \text{ou } |C_n|^2 &= Y_n^2 / 4 && (\text{en } V^2) \end{aligned}$$

Il faut accepter la représentation mathématique bilatérale de la figure 3-4 (avec la fréquence 0Hz au centre), car c'est la seule qui permet d'avancer de manière simple dans la suite du cours.

**Cette représentation mathématique n'est pas en contradiction avec la réalité physique des fréquences positives.**

On peut comparer la représentation mathématique bilatérale de la figure 3-4, avec le spectre mesuré par un oscilloscope en mode FFT (Fast Fourier Transform) Mais attention, les analyseurs de spectre ne montrent que la partie droite, et affichent la puissance en dB<sub>V</sub> (figure 3-5).  $(10 \log_{10} (X_{\text{eff}})^2)$  ou  $20 \log_{10} (X_{\text{eff}})$  .

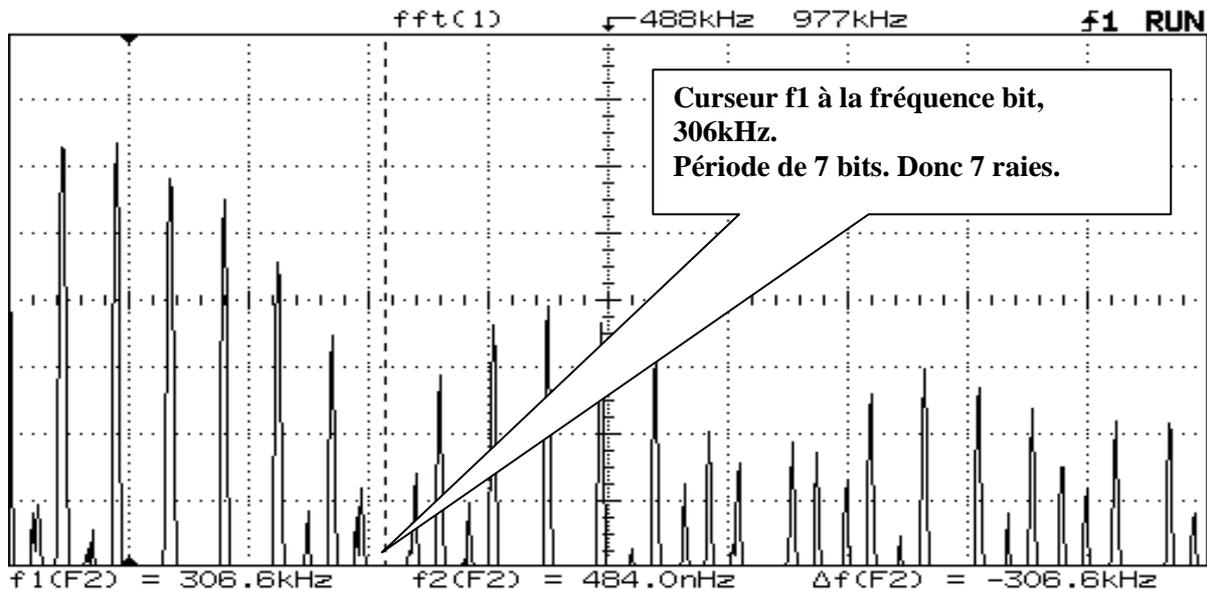


Figure 3-5 Les composantes de puissance portées par une suite binaire de période  $T = 7 T_s$  ou  $7 T_b$ .

Image fournie par un analyseur de spectre (FFT) L'occupation spectrale en bande de base (306kHz) est définie par la rapidité de modulation  $RM = 1/T_s = 306\text{kBauds}$ .

De 0 à  $1/T_s$  on compte 7 composantes, c'est-à-dire autant que de d'éléments dans la période  $T$ . Ici comme le codage de transmission est simple (bivalent)  $T_s = T_b$ , par conséquent le débit binaire vaut 306 kbits/s.

On imagine très bien, maintenant, l'évolution du spectre de puissance lorsque la période  $T$  croit, par exemple lorsque  $T$  passe de  $7.T_s$  à  $127.T_s$ .

La rapidité de modulation étant figée à 306kBaude, le lobe principal conserve sa largeur. Par conséquent l'occupation spectrale en bande de base est inchangée à 306 kHz.

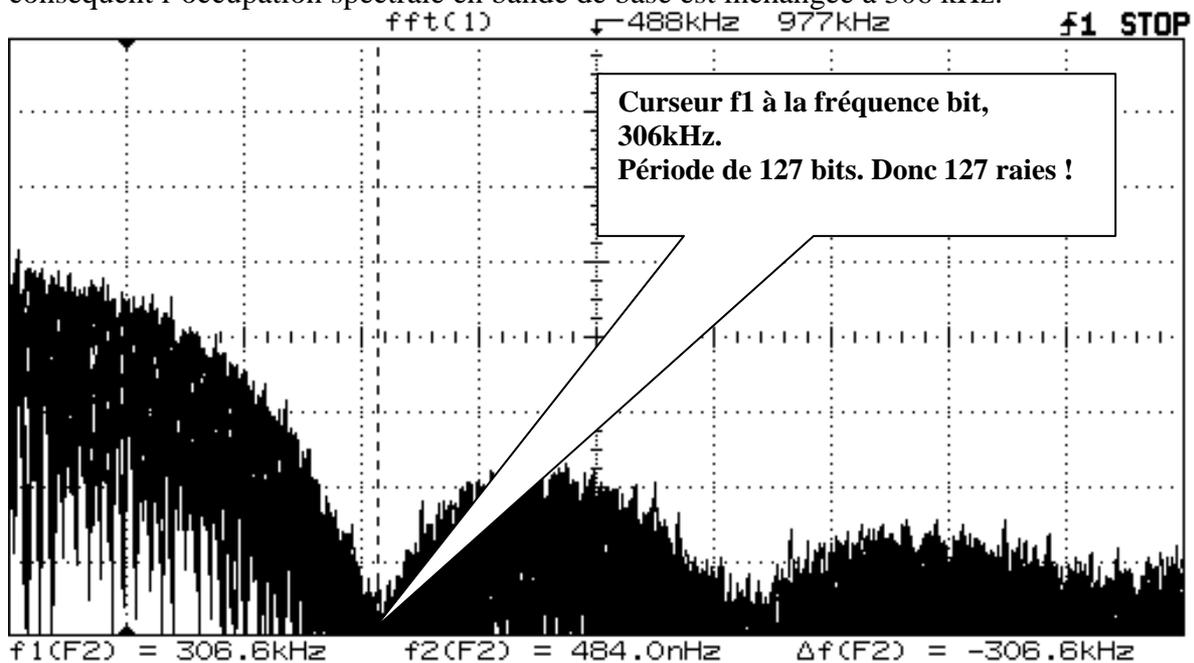


Figure 3-6 Les composantes de puissance portées par une suite binaire de période  $T = 127.T_s$  ou  $127.T_b$ .

Comme précédemment l'écran 3-6 est celui d'un analyseur de spectre (FFT)

L'occupation spectrale en bande de base (306kHz) est définie par la rapidité de modulation  $RM = 1/T_s = 306\text{kBauds}$ .

De 0 à  $1/T_s$  on "compte" 127 composantes, c'est-à-dire autant que de d'éléments  $T_s$ .

Ici comme le codage de transmission est simple (bivalent)  $T_s = T_b$ , par conséquent le débit binaire vaut 306 kbits/s.

**On comparera avec soin les deux écrans, en analysant sur l'axe des fréquences ce qui change et ce qui est figé ! (enveloppe en  $[\text{sinc} \pi f T_s]^2$  inchangée).**

Enfin une importante remarque concernant la puissance :

**Toutes les composantes du spectre de puissance à 127 composantes sont 12,6 dB plus faibles ! Et bien heureusement, car la puissance moyenne de la suite binaire est toujours la même  $\langle P(1\Omega) \rangle = A^2$  exprimée en  $V^2$ . C'est aussi simple que cela ! ( $10^{1,26} \approx 18$  ou  $10 \cdot \log_{10} = 12,6$ )**

**Dans les années 1800 Monsieur Parseval des Chènes l'avait prévu sans l'aide de la FFT !**

### 3-5 Le passage du périodique à l'aléatoire.

**Mais revenons à la réalité des signaux binaires en TSS, les trames réelles ne présentent aucune périodicité. Nous évoluerons vers cette réalité en faisant tendre la période T vers l'infini.**

**La durée  $T_s$  (ou  $T_b$ ) du signal élémentaire est figée, tant que l'on ne change pas le débit. Le lobe principal est toujours limité par les fréquences + et -  $1/T_s$ .**

**Seul le nombre de composantes tend vers l'infini, l'intervalle  $\Delta f$  entre chaque raie tendant vers 0 Hz !**

**La relation de Parseval indique que la somme des puissances de chaque composante représente toujours la puissance moyenne du signal, par conséquent la puissance portée par chaque composante tend vers zéro ! (comparaison des figures 3-5 et 3-6)**

**Pour être simple il suffit de dire que leur puissance est inversement proportionnel à leur nombre.**

La puissance moyenne du signal  $x \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2$  devient une somme continue sur l'axe des fréquences, dans laquelle la puissance  $|C_n|^2$  en  $V^2$  est remplacé par la **Densité Spectrale de Puissance Moyenne**, DSPM(f), en  $V^2/\text{Hz}$  ou  $W/\text{Hz}$ .

Précisons le passage à la limite :

La composante numéro n porte la puissance  $|C_n|^2$  au point de fréquence  $n \cdot \Delta F$  ou  $n/T$ .

A cette valeur discrète de la puissance, espacées de  $1/T = \Delta F$ , associons la **DENSITE** de puissance  $|C_n|^2 / \Delta F$ . (en  $W/\text{Hz}$  ou  $V^2/\text{Hz}$ )

Ainsi lorsque T tend vers l'infini, ce qui correspond à une suite binaire aléatoire.

$$\lim_{\Delta F \rightarrow 0} \frac{|C_n|^2}{\Delta F} = \lim_{T \rightarrow \infty} |C_n|^2 T = \text{DSPM}(f) = S_{xx}(f)$$

La DSPM(f) est chiffrée en W/Hz ou en V<sup>2</sup>/Hz

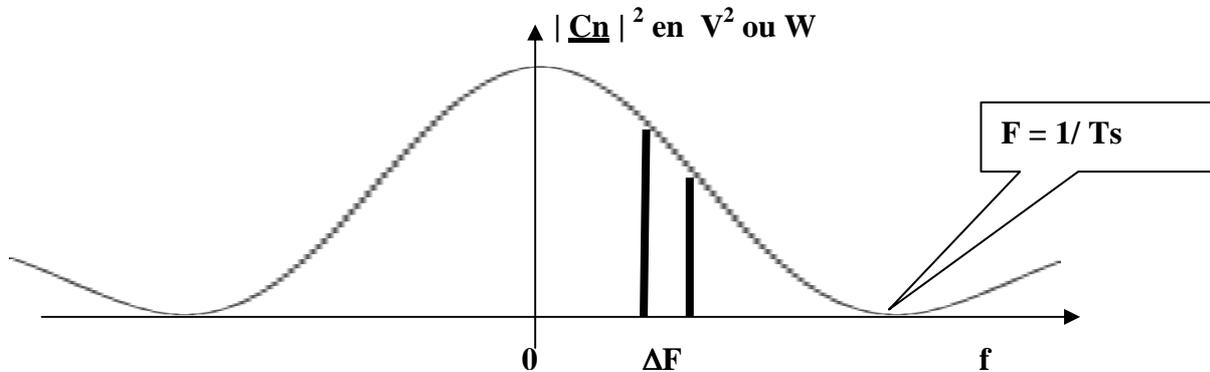
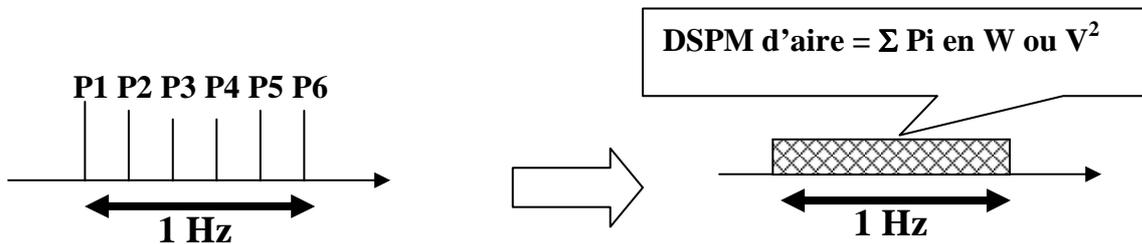


Figure 3-7. La puissance localisée sous forme de composantes discrètes.

La n ième composante harmonique, localisée à la fréquence n/T de puissance  $|C_n|^2$  (figure 3-7) est remplacée par la même puissance répartie sur l'espace  $\Delta F$ .

On a remplacé la somme discrète des puissances d'un nombre fini de composantes dans l'espace de 1 Hz, par une puissance uniformément répartie sur une bande de un Hz.



La représentation sous forme de DSPM (figure 3-8) montre une valeur  $|C_n|^2 / \Delta F$  en V<sup>2</sup>/Hz. Aux alentours de la fréquence n /  $\Delta F$  la puissance répartie sur l'espace  $\Delta f$  vaut toujours  $|C_n|^2$

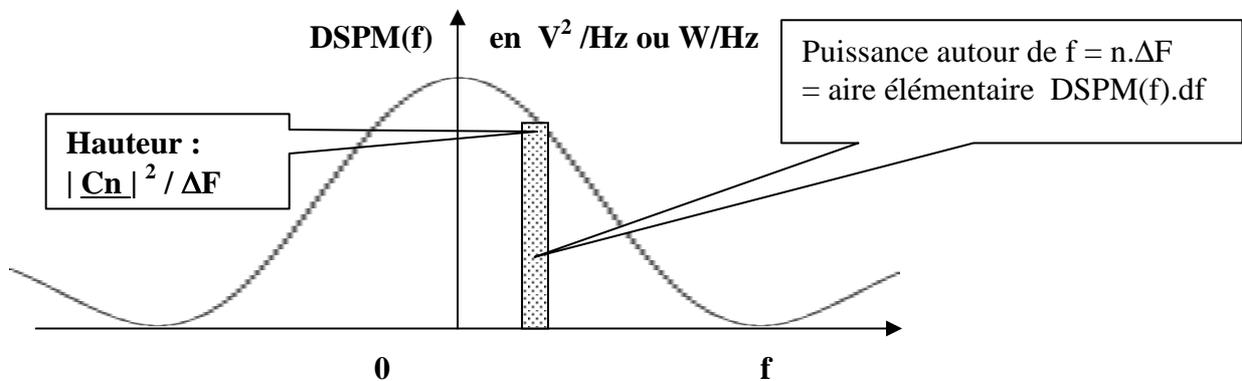


Figure 3-8. La puissance répartie sous forme d'aire DSPM(f)df dans une représentation de Densité Spectrale de puissance.

Par conséquent pour un signal non périodique ou aléatoire la puissance moyenne s'exprime maintenant sous la forme d'une somme continue sur l'espace complet de la fréquence f:

**La relation de Parseval devient une somme continue sur f, et l'aire de  $S_{xx}(f)$  est la puissance moyenne du signal.**

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T X^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \text{DSPM}(f) df \quad \text{en } V^2$$

**C'est l'une des expressions les plus utiles pour l'étude des signaux à puissance moyenne finie, rencontrés partout en Télécommunications.**

Mais comment prévoir, donc calculer cette Densité Spectrale de Puissance Moyenne DSPM(f) ? C'est grâce aux travaux de Bennett (1970) sur les signaux de type binaire codés que nous pourrons dans tous les cas calculer la DSPM(f).

### **3-6 L'outil universel donnant la DSPM(f) de signaux codés à puissance moyenne finie.**

Dans l'incontournable formule de Bennett, le paramètre  $T_s$  représente la durée des symboles toujours définie par  $T_s = L \cdot T_b$ .

$$\begin{aligned} \text{DSPM}(f) = S_{xx}(f) &= \\ &= \frac{1}{T_s} \left[ p_0 \cdot |G_0(f)|^2 + p_1 \cdot |G_1(f)|^2 - \left| p_0 G_0(f) + p_1 G_1(f) \right|^2 \right] \quad (\text{spectre continu en } V^2 / \text{Hz}) \\ &+ \frac{1}{T_s^2} \left[ \sum_{K=-\infty}^{\infty} \left| p_0 G_0(f) + p_1 G_1(f) \right|^2 \delta\left(f - \frac{K}{T_s}\right) \right] \\ &(\text{spectre discret en } V^2) \end{aligned}$$

NB : on lira avec attention l'emplacement des signes "module" !

Ici l'expression a été simplifiée pour un code bivalent (symbole à deux valeurs) fournissant des signaux physiques, décrits par leur forme temporelle  $g_0(t)$  et  $g_1(t)$ :

Les éléments nécessaires au calcul par la formule de Bennett sont :

**D'une part, la probabilité des deux valeurs du symbole  $p_0$  ou  $p_1$ , généralement admise comme égale à 0,5 (équiprobabilité).**

**D'autre part la transformée de Fourier des deux signaux temporels  $g_0(t)$  et  $g_1(t)$ .  
 $g_0(t) \Rightarrow G_0(f)$  et  $g_1(t) \Rightarrow G_1(f)$ .**

**L'expression  $\delta\left(f - \frac{K}{T_s}\right)$  signale un peigne de Dirac aux harmoniques de la fréquence  $1 / T_s$ .**

Il est important de comprendre l'aspect 'hybride' de l'expression donnée par Bennett :  
 La première ligne ou première parenthèse donne une DSPM(f) continue dont on lit immédiatement la dimension physique en  $V^2 / \text{Hz}$ .  
 Le deuxième terme ou deuxième parenthèse donne directement la puissance en  $V^2$  ou W des composantes aux harmoniques  $K / T_s$ .

### 3-7 La Transformée de Fourier du signal rectangle, ou porte, de durée T et hauteur A.

Nous rencontrerons essentiellement des formes de signaux physique  $g_0(t)$  ou  $g_1(t)$  de type porte de durée T et de hauteur A, nous aurons toujours à calculer une Transformée de Fourier de cette forme de base, faisons le une fois pour toute.

$$x(t) \Rightarrow \text{TF} \Rightarrow X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt$$

qui donne pour la porte centrée  $A \cdot \Pi_{Ts}(t)$

$$X(f) = \int_{-T/2}^{T/2} A e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt = A \left[ \frac{e^{-j2\pi \cdot f \cdot t}}{-j2\pi \cdot f} \right]_{-T/2}^{T/2} = A \frac{-2j \sin \pi f T}{-j2\pi f} = AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$$

ou de manière plus compacte  $x(t) = A \cdot \Pi_T(t) \Rightarrow X(f) = A \cdot T \cdot \text{sinc}(\pi \cdot T \cdot f)$

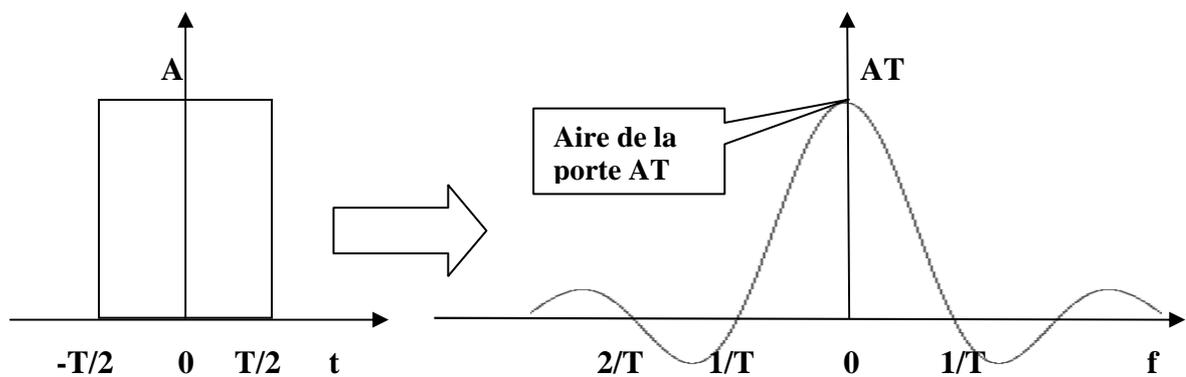


Figure 3-9 La transformée de la porte  $A \cdot \Pi_T(t)$ , d'aire AT.

Ce qui donne pour la porte retardée de  $t_0$  (théorème du retard).

$$A \cdot \Pi_T(t - t_0) \Rightarrow \text{TF} \Rightarrow$$

$$X(f) = \int_{t_0 - T/2}^{t_0 + T/2} A \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt = A \cdot e^{-j2\pi f t_0} \left[ \frac{e^{-j2\pi \cdot f \cdot t}}{-j2\pi \cdot f} \right]_{t_0 - T/2}^{t_0 + T/2} = A \frac{-2j \sin \pi f T}{-j2\pi f} e^{-j2\pi f t_0}$$

$$= AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} e^{-j2\pi f t_0}$$

ou de manière plus compacte  $x(t) = A \cdot \Pi_T(t - t_0) \Rightarrow X(f) = A \cdot T \cdot e^{-j2\pi f t_0} \text{sinc}(\pi \cdot T \cdot f)$

Nous pouvons maintenant étudier les spectres des formats ou des codes de canal les plus courants.

### 3-8 La densité spectrale de puissance moyenne du signal binaire au format logique TTL ou CMOS.

Bien que les formats logiques classiques (TTL ou CMOS) ne soient pas destinés au transport à distance, faisons un premier exemple simple de calcul de la DSPM(f) de signaux binaires au format CMOS ou TTL en 5V, au débit  $1/T_b$ .

Si l'on traite cet exemple sous l'aspect codage de transmission, on sait que la durée du symbole est définie par  $T_s = L \cdot T_b$ . Le nombre de valeurs prises par le symbole définit la **valence V du codage avec  $V = 2^L$** . Dans cet exemple de 'codage' bivalent (0 et 1) on a donc  $L = \log_2 V$  qui vaut un, et par conséquent  $T_s = T_b$ .

Enfin la forme du signal physique est définie par un signal porte de durée  $T_s$  (ou  $T_b$ ).

La loi de 'codage' est décrite par :

Le '1' fournit le signal physique porte  $A \Pi_{T_s}(t) = g_1(t)$

Le '0' fournit le signal physique porte nulle  $= 0 = g_0(t)$

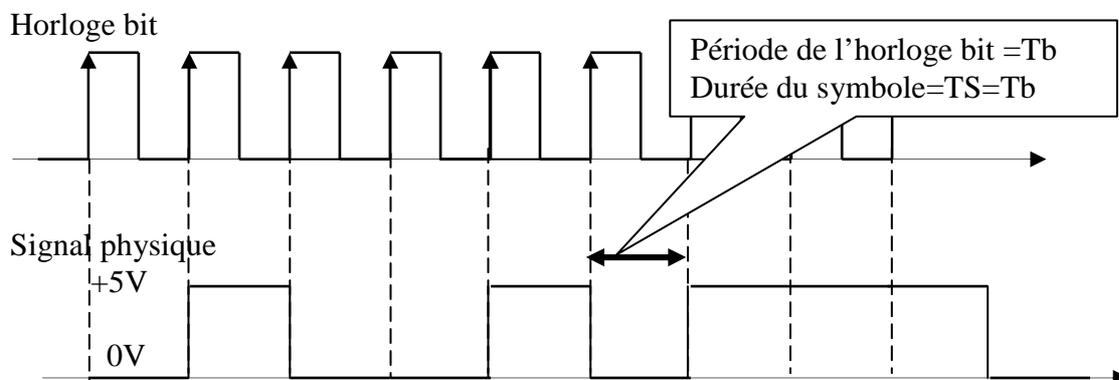
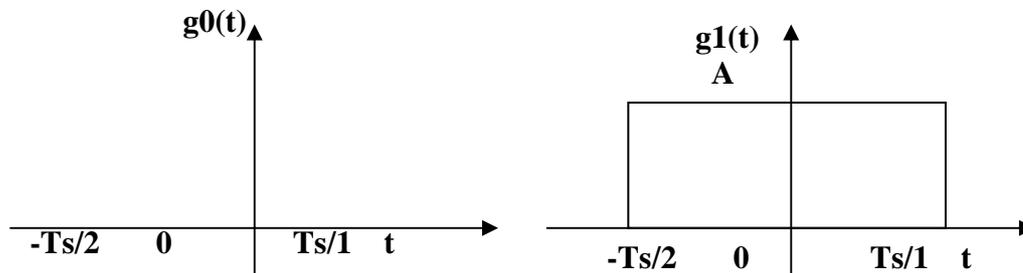


Figure 3-10 la règle de 'modulation' du signal au format logique TTL/CMOS

Par conséquent les transformées sont immédiates :  $\mathbf{G0}(f) = \mathbf{0}$  et  $\mathbf{G1}(f) = \mathbf{AT_s} \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}}$

Et l'équiprobabilité des deux symboles entraîne  $\mathbf{p0} = \mathbf{p1} = \mathbf{0,5}$

$$\begin{aligned} \mathbf{DSPM}(f) = \mathbf{S_{xx}}(f) = \\ \frac{1}{\mathbf{T_s}} \left[ .0 + 0,5 \left| \mathbf{AT_s} \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right|^2 - \left| .0 + 0,5 \mathbf{AT_s} \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right|^2 \right] \\ + \frac{1}{\mathbf{T_s}^2} \left[ \sum_{\mathbf{K}=-\infty}^{\infty} \left| .0 + 0,5 \mathbf{AT_s} \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right|^2 \delta\left(f - \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{T_s}}\right) \right] \end{aligned}$$

qui donne finalement :

$$\mathbf{DSPM}(f) = \frac{\mathbf{A}^2 \mathbf{T_s}}{4} \left[ \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right]^2 + \frac{\mathbf{A}^2}{4} \left[ \sum_{\mathbf{K}=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right)^2 \delta\left(f - \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{T_s}}\right) \right]$$

La première parenthèse décrit une densité spectrale de puissance moyenne 'continue', en  $\mathbf{V}^2/\mathbf{Hz}$  dont le profil est défini par  $\left[ \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right]^2$  et centré sur  $\mathbf{0Hz}$ .

La deuxième parenthèse décrit un peigne de Dirac dont les impulsions **sont localisées aux fréquences  $\mathbf{K}/\mathbf{T_s}$ , là où le profil en  $\left[ \frac{\sin \pi f \mathbf{T_s}}{\pi f \mathbf{T_s}} \right]^2$  est nul ! (sauf en  $f = \mathbf{0Hz}$  !)**

**Finalement seule l'impulsion de Dirac à la fréquence zéro subsiste et porte la puissance moyenne  $\mathbf{A}^2/4$  en  $\mathbf{V}^2$ .**

L'apparente complexité de l'expression de départ conduit à un résultat simple :

**Le signal au format TTL/CMOS porte en  $\mathbf{0Hz}$  une puissance ( $\mathbf{1\Omega}$ )  $\mathbf{A}^2/4$  en  $\mathbf{V}^2$  qui est la contribution de la valeur moyenne  $\mathbf{A}/2$ .**

**Au sens du transport de l'information c'est un gaspillage évident !**

**La partie continuum de fréquence montre un lobe principal limité aux fréquences  $f = -1/\mathbf{T_s}$  et  $1/\mathbf{T_s}$ . On considère en général que l'essentiel de l'information à transporter est comprise dans ce lobe principal.**

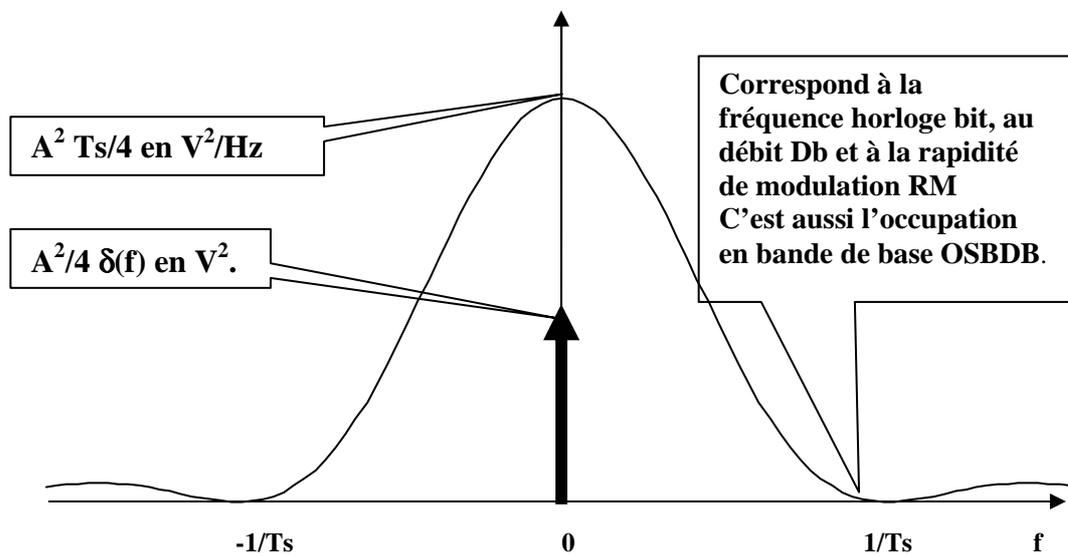


Figure 3-11 la DSPM(f) du binaire au format TTL/CMOS.

### L'occupation spectrale en bande base : (OSBDB)

C'est la caractéristique essentielle d'une transmission en bande de base, elle définit la limite de fréquence de la partie 'utile' comptée depuis 0Hz du côté droit ( $f > 0$ ). Pour ce format électrique elle a même valeur que la Rapidité de Modulation RM ou encore même valeur que le débit binaire Db, bien que chiffrée en Hz.

### Conséquence sur le transport à distance du binaire.

Nous remarquons une DSPM( $\Omega$ )(f) maximum, de valeur  $A^2 Ts / 4$  en  $V^2/Hz$ , autour de la fréquence nulle. Ceci montre l'impossibilité d'utiliser les supports les plus courants et fiables comme le bifilaire à transformateurs, qui interdisent les basses fréquences et le continu !

Les signaux logiques aux formats traditionnels ne peuvent être utilisés par exemple sur ligne d'abonné pour le RNIS, ou pour les réseaux 10bT ou 100bT d'Ethernet par exemple.

### Bilan des propriétés du code TTL-CMOS :

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

Durée du signal physique égale à la durée  $T_s$  du symbole.

Codage bivalent,  $V = 2$ .

Présence d'une moyenne égale à  $A/2$ .

Rapidité de Modulation RM égale numériquement au débit binaire Db.

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) forte en basse fréquence.**

**Format électrique incompatible avec le bifilaire insolé de la masse par transformateurs.**

Pas de composante de fréquence permettant la récupération du rythme.

Pas de garantie de maintien du rythme lors de longues suites de bits identiques.

Obligation de repérer les fils.

L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) égale à la fréquence horloge bit.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 90% de la puissance moyenne.  
La Bande de Nyquist (à 1/2Ts) correspond à 78% de la puissance moyenne.

Nous retrouverons ces propriétés spectrales sur beaucoup de formats électriques tels que les LAN utilisant la recommandation RS485 et tout les formats LVDS ainsi que V11.

### 3-9 Le format TTL/CMOS pris comme exemple de calcul de puissance.

A titre d'exercice appliquons pour ce signal TTL/CMOS la relation générale qui donne la puissance moyenne du signal connaissant la DSPM(f) en V<sup>2</sup>/Hz.

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T X^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \text{DSPM}(f) df \quad \text{en } V^2$$

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \frac{A^2 T_s}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin \pi T_s f}{\pi T_s f} \right]^2 df + \frac{A^2}{4}$$

On sait que l'aire totale du sinus cardinal mis au carré  $\int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin \alpha}{\alpha} \right]^2 d\alpha$  vaut  $\pi$ .

Dans cet exemple la variable  $\alpha$  vaut  $f \pi T_s$  et par conséquent,  $df = d\alpha / \pi T_s$ .

$$\text{Ainsi } \frac{A^2 T_s}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin \pi T_s f}{\pi T_s f} \right]^2 df \text{ devient } \frac{A^2 T_s}{4 \pi T_s} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin \alpha}{\alpha} \right]^2 d\alpha = \frac{A^2}{4}$$

On obtient alors la puissance moyenne du TTL/CMOS sous la forme de deux contributions De même puissance :

$$\langle P(1\Omega) \rangle = A^2/4 + A^2/4 \text{ en } V^2 \text{ que l'on évite de résumer par } A^2/2 !$$

En effet le premier terme résultat de l'intégrale, correspond à la contribution en puissance moyenne de la partie variable de  $x(t)$ , alors que le second terme représente la participation de l'unique composante (Dirac d'aire  $A^2/4$ ) en 0 Hz, ou contribution de la valeur moyenne du signal ( $p1.A = A/2$ ) pour la puissance.

**La moyenne du signal gaspille la moitié de la puissance transportée !**

Cet exemple rappelle l'universelle contribution du continu  $\langle x \rangle$  et de la partie variable  $[x - \langle x \rangle]_{\text{eff}}$  à la puissance moyenne du signal.

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \langle x \rangle^2 + [x - \langle x \rangle]_{\text{eff}}^2 \quad \text{en } V^2$$

On notera également que l'énergie (sur 1Ω) du symbole 1 vaut  $A^2 T_s$  et que celle du symbole 0 est nulle.

L'équiprobabilité des symboles entraîne une énergie moyenne par symbole de  $A^2 T_s / 2$ .

### 3-10 Le codage binaire à retour à zéro : Binaire RZ (50%) ou demi bit.

Le mot 'binaire' indique le non changement de signe (non antipolaire).

Ce codage peut être obtenu très simplement en opérant le ET logique entre les données binaires et l'horloge bit. (Hb ET dk).

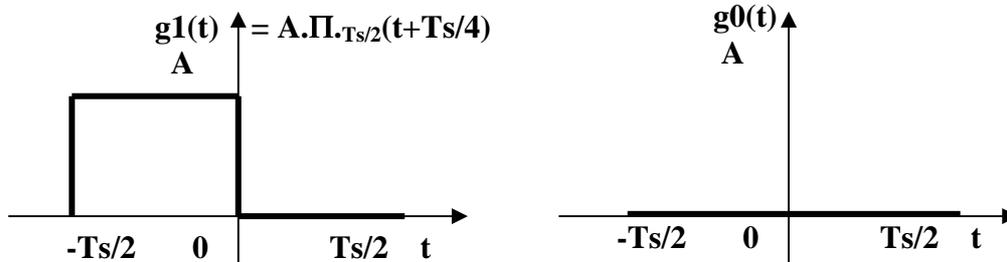


Figure 3-12 La règle de codage (ou modulation) du code binaire RZ(50%)

Avec équiprobabilité ( $p_0 = p_1 = 0,5$ ).

Avec les transformées de Fourier :

$$g_1(t) \Rightarrow TF \Rightarrow G_1(f) = \frac{AT_s}{2} \cdot \frac{\sin \pi f \frac{T_s}{2}}{\pi f \frac{T_s}{2}} \cdot e^{j2\pi f \cdot (T_s/4)} \quad \text{et} \quad g_0(t) \Rightarrow TF \Rightarrow G_0(f) = 0$$

Grâce à l'expression de Mr Bennett on obtient une DSPM(f) :

$$DSPM(f) = \frac{A^2 T_s}{16} \left[ \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right]^2 + \frac{A^2}{16} \left[ \sum_{K=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right)^2 \delta\left(f - \frac{K}{T_s}\right) \right]$$

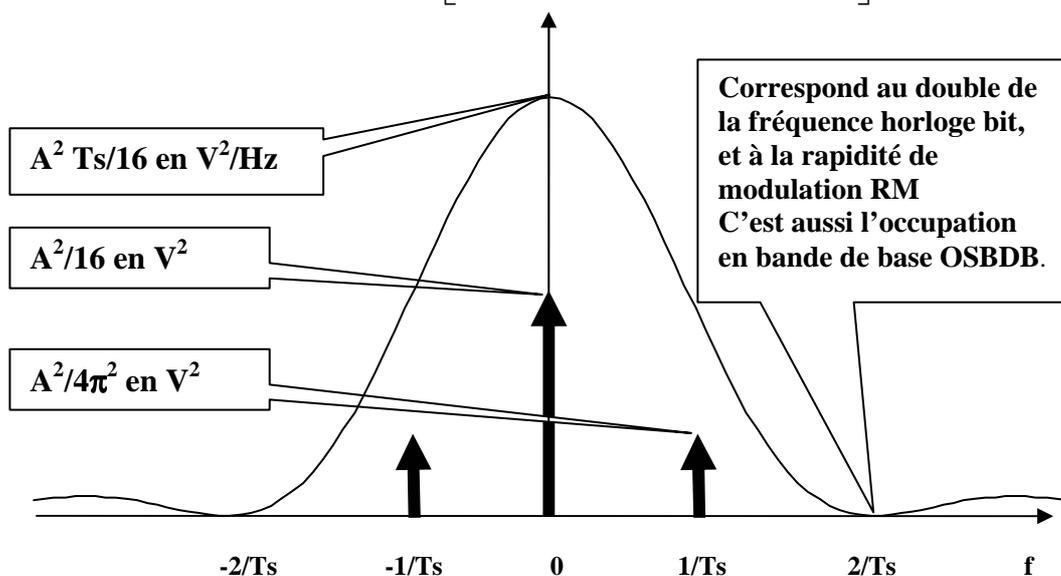


Fig. 3-13 La densité spectrale de puissance moyenne du codage Binaire RZ(50%).

Dont l'enveloppe montre une occupation spectrale doublée par rapport à la fréquence horloge bit et une composante à la fréquence horloge bit de puissance moyenne  $A^2 / 4\pi^2$ .  
 On remarque une puissance  $A^2/16$  due à la valeur moyenne.

Bilan des propriétés du code Binaire RZ(50%) :

Codage bivalent.

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

**Durée du signal physique égale à la moitié de la durée du bit  $T_b/2$ .**

Présence d'une moyenne égale à  $A/4$ .

**L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) égale au double de la fréquence horloge bit.**

**Rapidité de Modulation RM égale numériquement au double du débit binaire : 2 Db.**

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) forte en basse fréquence.**

**Format électrique incompatible avec le bifilaire insolé de la masse par transformateurs.**

**Présence d'une composante permettant la récupération du rythme.( $1/T_s$ )**

Pas d'obligation de repérage des fils : redressement.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 90% de la puissance moyenne.

La Bande de Nyquist (à  $1/2T_s$ ) correspond à 48% de la puissance moyenne.

IES reduite.

### 3-11 Le codage Bipolaire Non Retour à Zéro dit NRZ.

C'est le plus courant dans les codes simples car il décrit aussi bien le format électrique V28 associé à l'interface RS232 que le format V11 du RS485. Il est obtenu par translation de niveau et complémententation.

Le symbole prend la valeur du bit et  $T_s = T_b$ .

C'est un codage bivalent, avec une moyenne nulle.

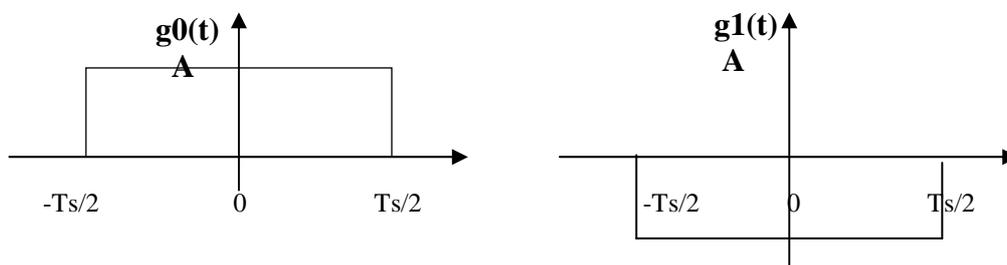


Figure 3-14 La règle de modulation du code NRZ

On obtient les transformées des deux signaux  $g_1(t)$  et  $g_0(t)$ .

$$g_1(t) \Rightarrow \text{TF} \Rightarrow G_1(f) = -AT_s \cdot \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \quad \text{et} \quad g_0(t) \Rightarrow \text{TF} \Rightarrow G_0(f) = -G_1(f)$$

ce qui donne immédiatement la  $DSPM(f) = A^2 T_s \left[ \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2$  ou  $A^2 \cdot T_s \cdot [\text{sinc}(\pi \cdot T_s \cdot f)]^2$

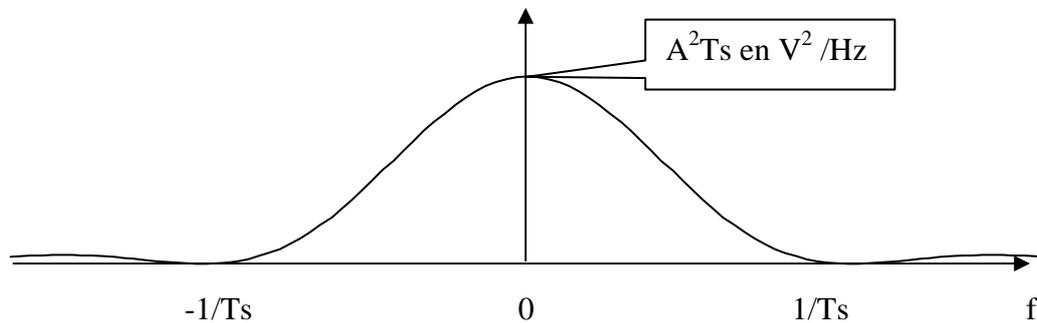


Figure 3-15 Densité spectrale du code Bipolaire NRZ.

On constate l'absence de toute composante discrète (pas de dirac) et une occupation spectrale en bande de base (OSBDB) limité à la rapidité de modulation  $1/T_s$  ou au débit binaire  $1/T_b$ . On pourra comparer la représentation mathématique bilatérale en  $V^2/Hz$  à la mesure par un oscilloscope en mode analyseur FFT.

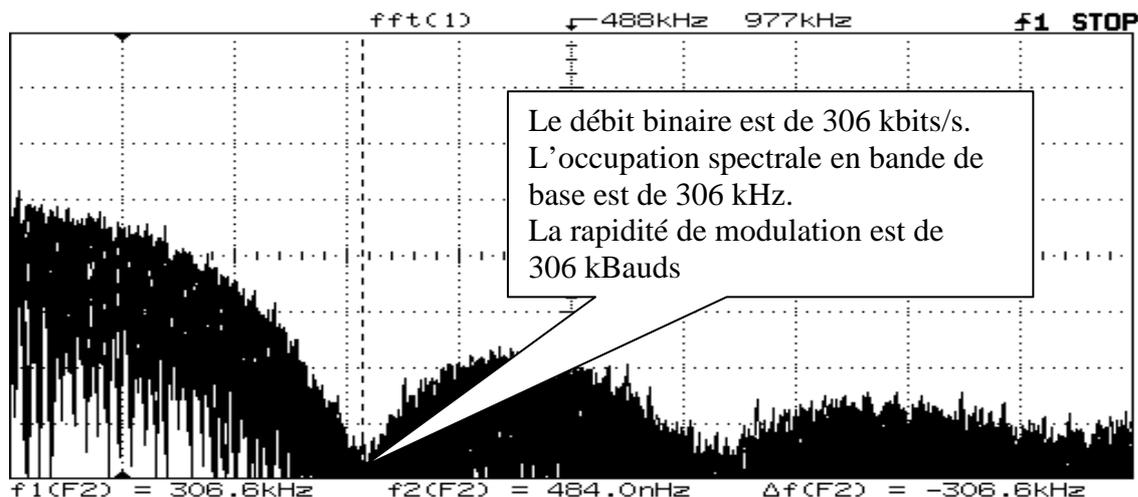


Figure 3-16 Le spectre du code Bipolaire NRZ au débit de 306kbits/s, mesuré par FFT. La séquence présente un aspect pseudo aléatoire, car constitué d'une suite de 127 bits. (il y a 127 composantes dans le lobe principal, au pas de 2409 Hz). (l'écran montre 500 points, la FFT ne peut plus distinguer les composantes séparément). Attention les puissances sont données en  $10\log(V^2/Hz)$ .

### Bilan des propriétés du code NRZ :

Codage bivalent.

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

Durée du signal physique égale à la durée  $T_s$  du symbole.

Signal physique à moyenne nulle si équiprobabilité.

Rapidité de Modulation RM égale numériquement au débit binaire  $D_b$ .

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) forte en basse fréquence.**

### **Format électrique incompatible avec le bifilaire insolé de la masse par transformateurs (fig 3-17)**

Pas de composante de fréquence permettant la récupération du rythme.

Pas de garantie de maintien du rythme lors de longues suites de bits identiques.

Obligation de repérer les fils.

L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) égale à la fréquence horloge bit.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 85% de la puissance moyenne.

La Bande de Nyquist (à  $1/2T_s$ ) correspond à 65% de la puissance moyenne.

## **3-12 Une propriété fondamentale du codage de transmission : La compatibilité du signal physique avec le support de transmission.**

Dans les exemples précédents, nous avons affirmé l'impossibilité de transmettre les signaux physiques TTL/CMOS, Binaire RZ, sur le support bifilaire longue distance. Expliquons cette affirmation.

**Il faut insister sur la constitution de la "paire cuivre" (comme celle du téléphone d'abonné) : Elle est nécessairement isolée voltaïquement des masses des matériels distants. Aucun des deux conducteurs ne porte les courants d'équilibrage de terre, qui peuvent être d'un ordre de grandeur bien supérieur au signal utile.**

**En clair le support cuivre longue distance ne perçoit aucune perturbation conduite ou induite, a condition d'être connecté aux matériels distants par deux transformateur d'extrémité "télécoms".**

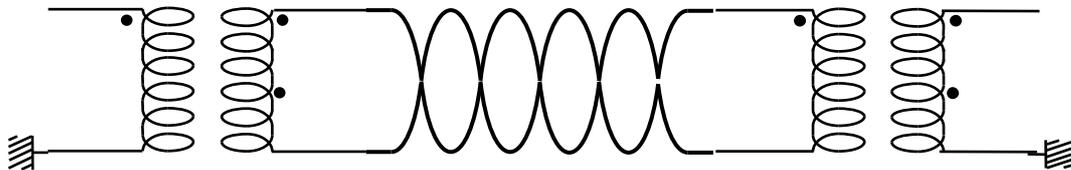


Figure 3-17 L'incomparable bifilaire muni des transformateurs d'extrémités. Ce support cuivre est réputé pour sa résistance aux perturbations induites et conduites.

C'est le support historique du téléphone analogique (POTS) permettant sans aucun composant actif la communication vocale sur plus de 15 km ! (bande 300 à 3400 Hz)

Les écrans suivants d'analyseur analogique montrent l'effet catastrophique d'une liaison par bifilaire longue distance :

**Figure 3-18 d'une part, montre le spectre du signal codé NRZ, au débit de 306 kbits/s, présent à l'entrée de la ligne.**

**En 3-19, on peut voir le spectre récupéré en bout de ligne, qui a été gravement amputé dans la zone essentielle, coté basse fréquence.**

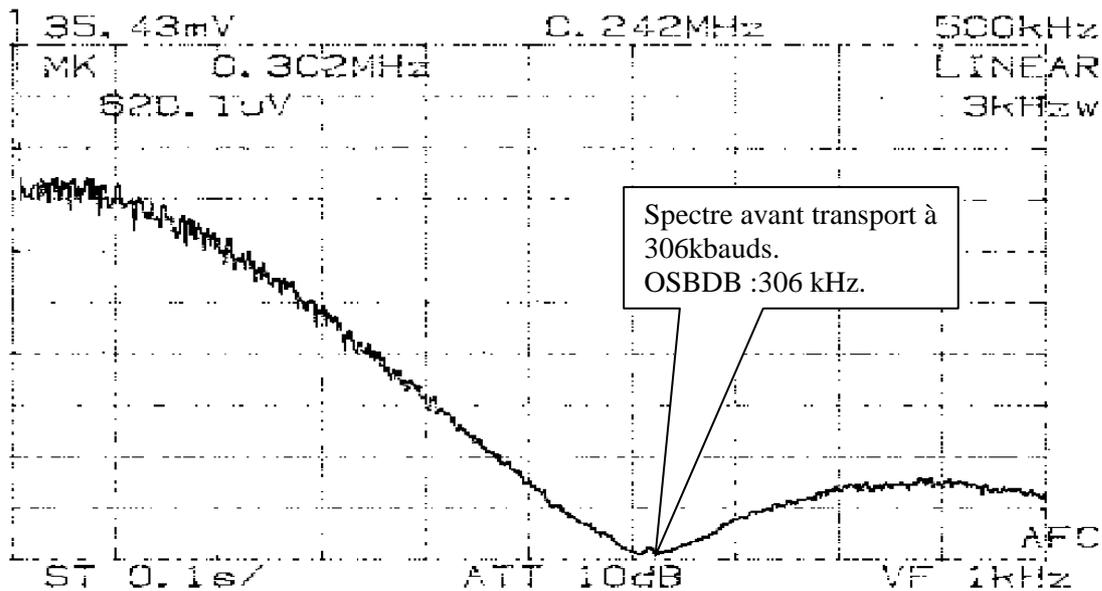


Figure 3-18 Le spectre du code de transmission NRZ présent à l'entrée du bifilaire longue distance à transformateurs.

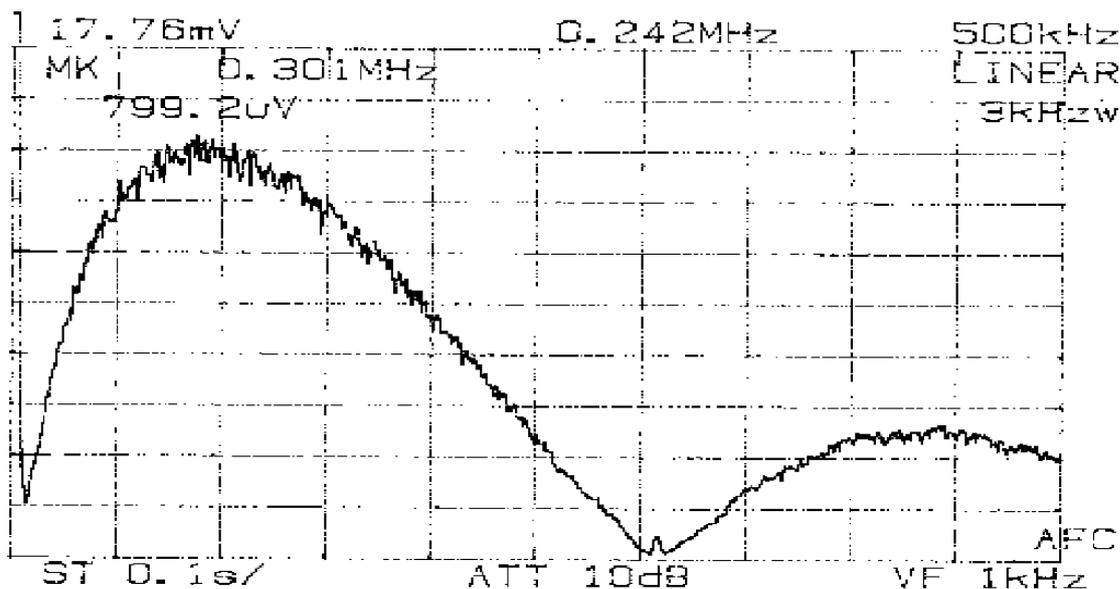


Figure 3-19 Spectre du code NRZ après 100m de bifilaire à transformateurs. L'essentiel des composantes basses fréquences a disparu.

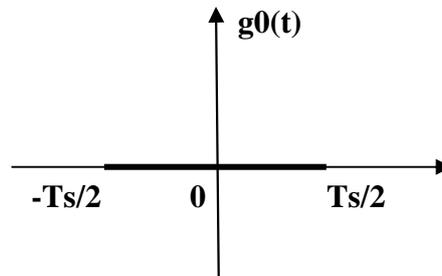
**La figure 3-19 montre l'incompatibilité du code NRZ avec le câble longue distance à transformateurs, la partie essentielle de la puissance a disparu. L'absence de composantes basses et très basses fréquences indique l'impossibilité de transmettre des suites de bits identiques consécutifs.**

**Tout l'art est d'inventer des codes de transmission qui présentent un spectre qui ne soit pas modifié par le support de transmission. En fait il faut des signaux physiques qui ne portent pas de composante basse et très basse fréquence, c'est ce que la suite devrait apporter !**

### 3-13 Le code Bipolaire Alterné RZ(50%) ou Alternate Mark Inverted dit AMI.

Il s'agit encore d'un code bivalent avec durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ . Mais on verra qu'il fournit un signal physique à trois niveaux.

Le zero correspond au signal nul sur  $T_s$ .



Le '1' correspond alternativement au signal RZ à 50%, de hauteur  $+A$  ou  $-A$ .

**Le signal elementaire physique dure  $T_s / 2$  ou  $T_b / 2$ .**

**On prévoit par conséquent une Rapidité de Modulation double du débit binaire.**

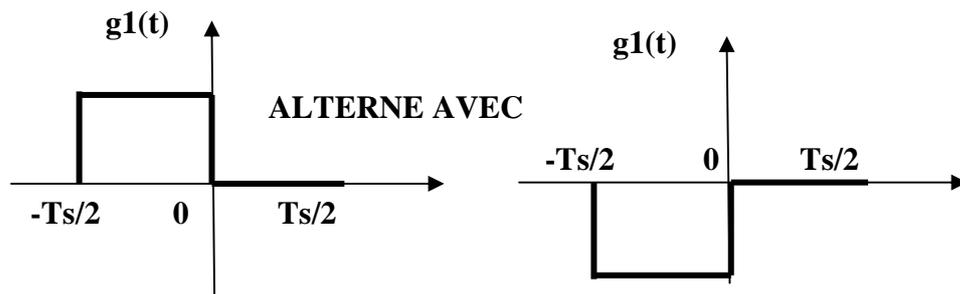


Figure 3-20 La règle de modulation du code Bipolaire Alterné RZ(50%)

Ici nous ne pouvons appliquer directement la règle de Bennett car les symboles ne sont plus indépendants.

Le résultat est plus long à obtenir mais reste très simple :

$$DSPM(f) = \frac{A^2 T_s}{4} \left[ \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right]^2 [\sin \pi f T_s]^2 \quad \text{en } V^2 / \text{Hz}$$

**On note que cette DSPM(f) présente une propriété précieuse, elle est quasi nulle en très basse fréquence.**

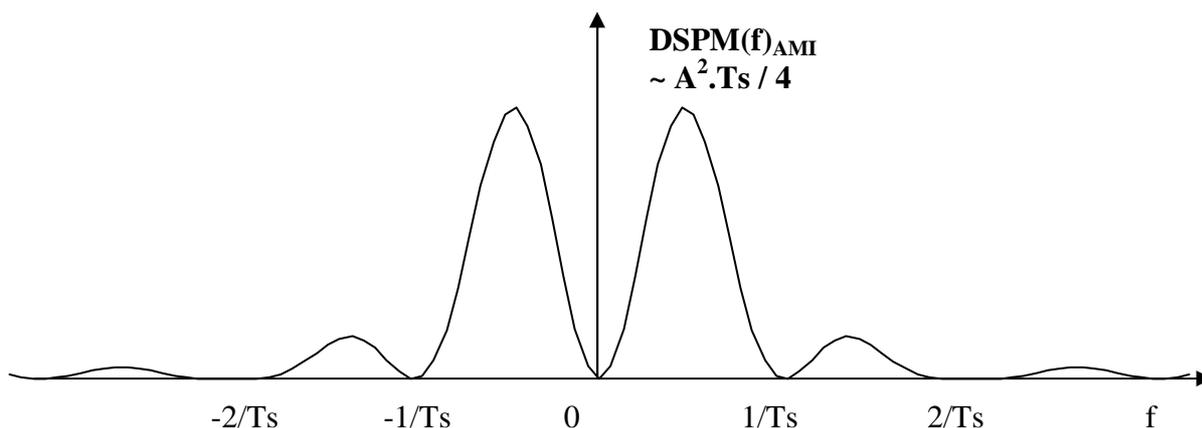


Figure 3-21 La représentation mathématique bilatérale de la DSPM(f) du code AMI.- RZ(50%) en  $V^2 / \text{Hz}$ .

L'occupation spectrale en bande de base correspond au débit binaire.

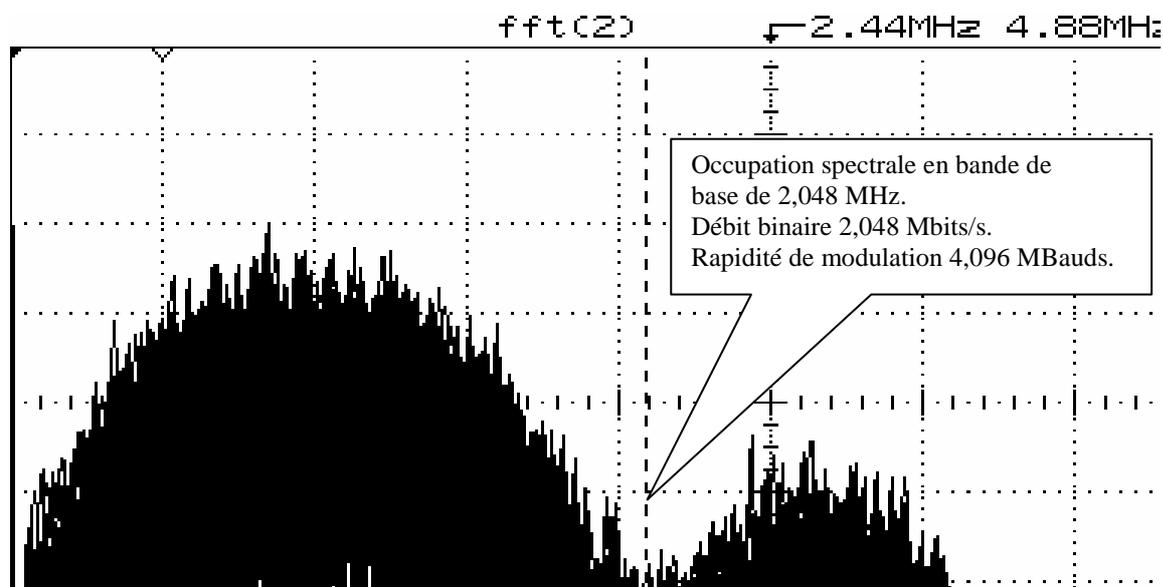


Figure 3-22 Le spectre AMI-RZ mesuré par analyseur FFT en  $10\log_{10}(V^2/\text{Hz})$ .

Spectre fait sur une séquence binaire de  $(2^{15} - 1)$  bits, au débit du RNIS de Francetélécom, soit 2,048 Mbits/s.

Le lobe principal contient 32767 composantes au pas de 62,5 Hz.

L'analyseur FFT affiche 500 points, mais la somme des puissances (sur  $1\Omega$ ) des 500 composantes affichées donne la puissance moyenne du signal.

**Notons que c'est le premier codage qui allie une DSPM(f) quasi nulle en basse fréquence ainsi qu'une Occupation Spectrale en Bande De Base réduite à la valeur du débit binaire. Ces qualités l'on fait choisir avec une modification pour le Réseau Numérique à Intégration de Service par Francetélécom.(voir plus loin).**

## **Bilan des propriétés du code AMI- RZ(50%) :**

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

**Durée du signal physique égale à la durée demi bit  $T_b/2$ .**

Codage bivalent.

Codage à valeur moyenne nulle.

**Rapidité de Modulation RM égale numériquement au double du débit binaire : 2 Db.**

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) quasi nulle en basse fréquence.**

**Format électrique compatible avec le bifilaire insolé de la masse par transformateurs.**

Pas d'obligation de repérage des fils (redressement).

L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) est égale à la fréquence horloge bit.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 80% de la puissance moyenne.

La Bande de Nyquist (à  $1/2T_s$ ) correspond à 45% de la puissance moyenne.

Puissance moyenne  $A^2/4$  en  $V^2$ , énergie du symbole  $E_s = A^2T_s/4$ .

Notons aussi qu'il réduit l'Interférence Entre Symboles (IES) par la durée du signal physique ramenée à  $T_b/2$ .

Après "redressement" du signal AMI, on obtient un code RZ(50%) et par conséquent on est assuré de la présence d'une composante à  $1/T_s$  permettant la récupération du rythme, à condition qu'il y ai des transitions fréquentes !

**C'est un code idéal pour la transmission sur bifilaire à 2Mbits sur le Réseau Téléphonique Commuté (RTC) ou pour le transport RNIS après égalisation plate jusqu'à 1,1MHz du bifilaire munis de transformateurs.**

**Mais le maintien du synchronisme n'est pas garanti lors d'une longue suite de "0" consécutifs.**

**Une amélioration a été apportée pour assurer le maintien du synchronisme lors de longues suites de "0" consécutifs avec le code AMI modifié en HDB3.**

## **3-14 Le code AMI modifié HDB3.**

**Codage dédié au Réseau Numérique à Intégration de Service : RNIS dit aussi ISDN.**

La signification du sigle est High Density Bipolar order 3 .

Haute Densité pour rappeler qu'il est issu du codage AMI très peu gourmand en spectre.

Bipolaire pour indiquer le changement de signe du signal physique.

Enfin ordre 3 pour indiquer que le signal physique ne porte pas plus de 3 zéros consécutifs, quelque soit le contenu binaire du message.

Le HDBn est dérivé du AMI, dans lequel on interdit plus de n symboles nuls consécutivement.

En effet le n+1 ième zéro consécutif est codé par  $\pm V$ , le signe étant choisi pour violer la règle d'alternance des signes, imposée par le code AMI.

De plus si la suite de zéro est très longue, on évite de fausser la moyenne nulle du signal, en imposant une alternance de signe sur les "groupes avec viols".

Le codeur travaille avec les 4 bits précédents, et son traitement n'est pas instantané ( $4,5T_s$ ).

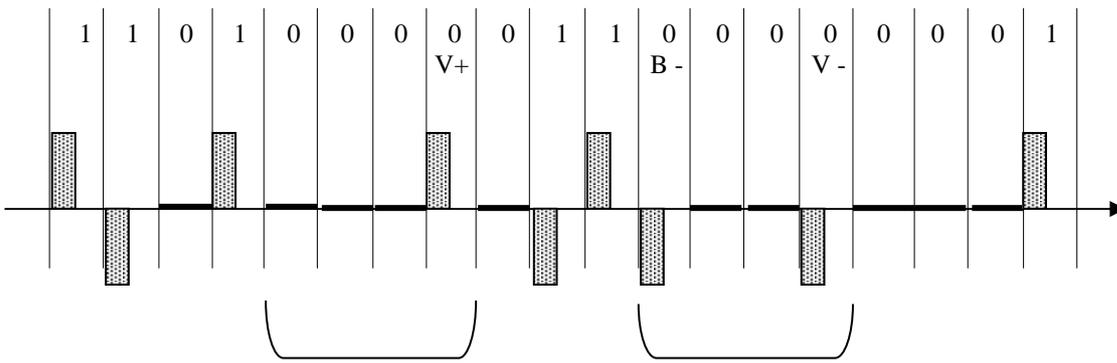


Figure 3-23 Le codage de plusieurs zéros consécutifs en HDB3.

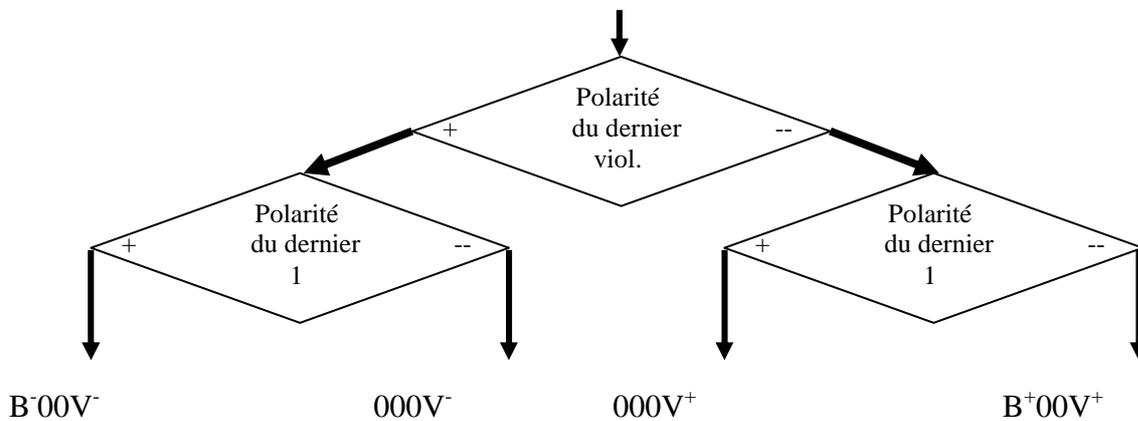


Figure 3-24 La règle de codage du HDB3 à partir de 0000, dans une longue suite de "0" consécutifs.

**Ainsi en ligne, quelque soit le nombre de zéros consécutifs, le signal physique ne comporte pas plus de 3 zéros consécutifs.** La moyenne nulle est respectée ce qui est impératif pour un signal destiné au bifilaire longue portée, c'est-à-dire munis de transformateurs aux extrémités.

La densité spectrale de puissance moyenne est pratiquement la même que celle du codage AMI. C'est la représentation faite en 3-20 et 3-21.

$$DSPM(f) = \frac{A^2 T_s}{4} \left[ \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right]^2 [\sin \pi f T_s]^2 \quad \text{en } V^2 / \text{Hz}$$

### Bilan des propriétés du code HDB3/RZ(50%) :

Codage bivalent.

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

**Durée du signal physique égale à la durée demi bit  $T_b/2$ .**

Réduction à 50% de la durée du signal physique pour diminuer l'IES).

Codage à valeur moyenne nulle quelque soit le contenu binaire.

**Rapidité de Modulation RM égale numériquement au double du débit binaire :**

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) quasi nulle en basse fréquence.**

**Signal physique compatible avec le bifilaire isolé de la masse par transformateurs.**

Pas d'obligation de repérage des fils.(redressement).

L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) est égale à la fréquence horloge bit.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 80% de la puissance du signal.

La Bande de Nyquist (à  $1/2T_s$ ) correspond à 45% de la puissance moyenne.

Puissance moyenne  $A^2/4$  en  $V^2$ , énergie du symbole  $E_s = A^2T_s/4$ .(en  $V^2.s$ )

**Et surtout la garantie du maintien du synchronisme par bits de viol et de bourrage.**

Le code HDB3 dédié au transport en bande de base sur bifilaire à transformateur, il est au premier niveau de la hiérarchie numérique TN1 fixé par le débit de 32 canaux de 64kbits/s multiplexés par procédé TDMA. Il relie les concentrateurs de quartier ou les entreprise munies d'autocommutateurs privés PABX( Private Automatic Branch eXange) aux centraux de Francetélécom.

Les écrans suivants montrent les différences entre le code AMI (50%) et le code HDB3.

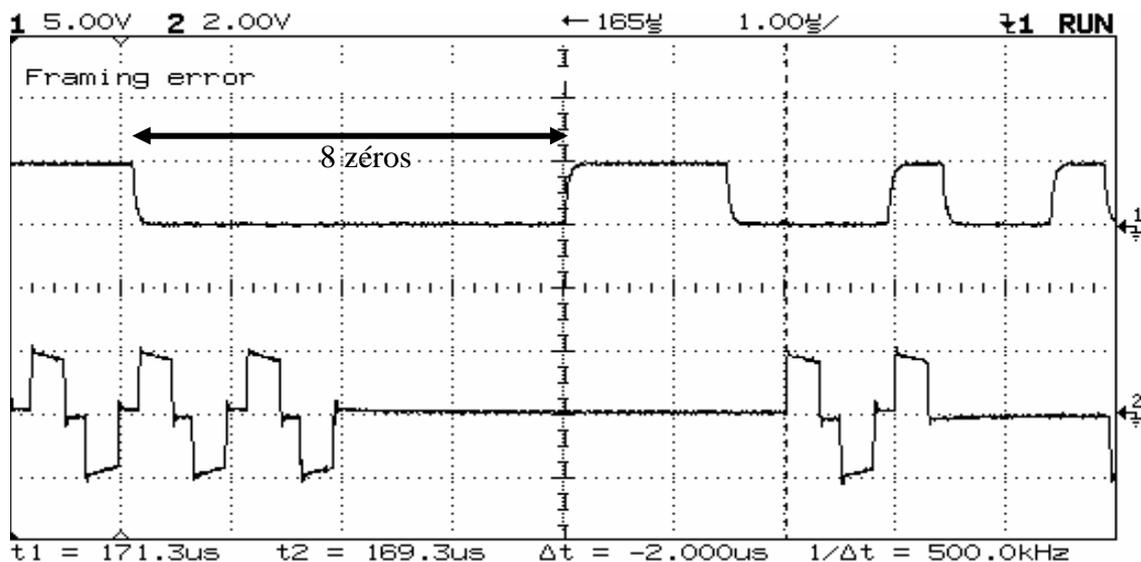


Figure 3-25. En haut, un détail de suite binaire montrant 8 zéros consécutifs.

En bas le signal physique codé selon AMI, qui engendre un silence de 8  $T_b$  néfaste au maintien du synchronisme à 2Mbits/s.

Notez le temps de traitement de 4 $T_b$  du codeur AMI .

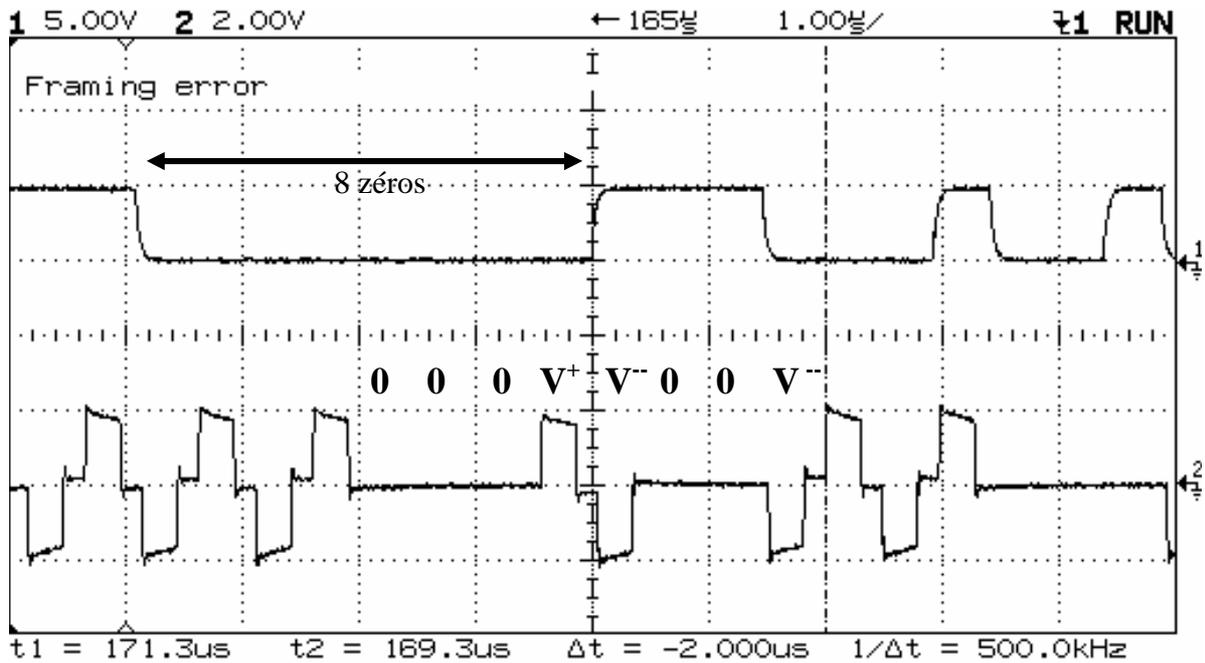


Figure 3-26 : En haut, la même suite de 8 zéros consécutifs.  
 En bas le signal physique codé selon HDB3, donnant  $000V^+$ , suivi de  $B^00V^-$   
 (voir figure 3-23). Trois impulsions ont été ajoutées (viol, bourrage, viol)

### 3-15 Le code MANCHESTER 1 dit BIPHASE.(802.3)

C'est le code dédié au standard de communication en bande de base d'ETHERNET en 10BT et 100BT ( avis 802.3).

C'est un code bivalent avec  $T_s = T_b$ .

Le codeur est réalisé par  $b_k = a_k \oplus H_b$ , suivi par un translateur au format bipolaire (V28).

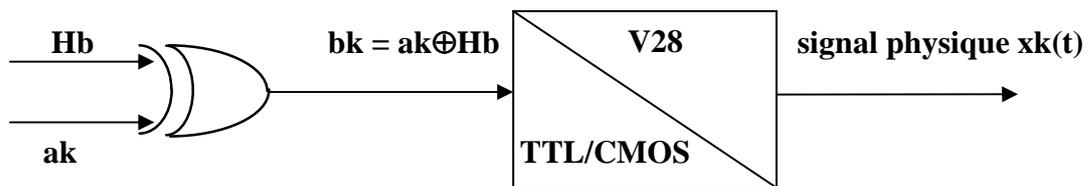


Figure 3-27 Le codeur Biphase ou Manchester, nécessite l'horloge bit.

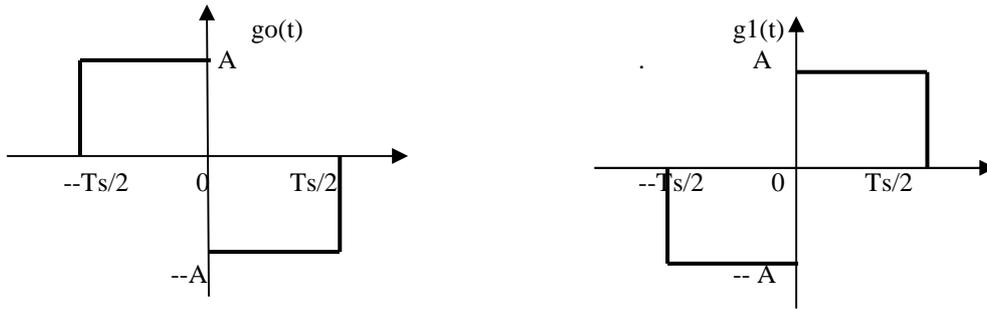


Figure 3-28 La règle de codage du Manchester.

Elle définit des signaux physiques de durée demi bit avancé ou retardé de  $T_s / 4$ .

La transformée de Fourier  $G_o(f)$  de  $g_o(t)$  comprend une porte en avance de  $T_s/4$  et d'aire  $AT_s/2$  suivie d'une porte retardée de  $T_s/4$  et d'aire  $AT_s/2$ , on a donc

$$\begin{aligned}
 G_o(f) &= AT_s/2 \frac{\sin \pi f T_s/2}{\pi f T_s/2} e^{j2\pi f T_s/4} - AT_s/2 \frac{\sin \pi f T_s/2}{\pi f T_s/2} e^{-j2\pi f T_s/4} \\
 &= AT_s/2 \frac{\sin \pi f T_s/2}{\pi f T_s/2} \left[ e^{j2\pi f T_s/4} - e^{-j2\pi f T_s/4} \right] = AT_s/2 \frac{\sin \pi f T_s/2}{\pi f T_s/2} \left[ 2j \sin \pi f T_s/2 \right]
 \end{aligned}$$

et bien entendu  $G_1(f)$  est égal à  $-G_o(f)$ .

la symétrie des transformées annule les termes conditionnant le peigne de Dirac.

On obtient finalement une DSPM(f) ressemblant à celle du code AMI, mais avec un étalement double de l'occupation spectrale en bande de base.

$$\text{DSPM}(f) = A^2 T_s \left[ \frac{\sin \pi f T_s/2}{\pi f T_s/2} \right]^2 \left[ \sin \pi f T_s/2 \right]^2$$

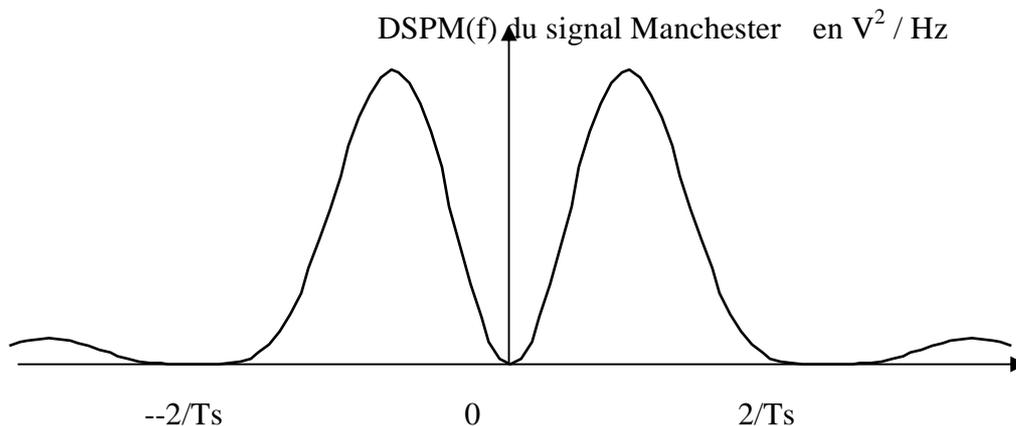


Figure 3-29 La Densité Spectrale de Puissance Moyenne du codage dédié à Ethernet 10BT et 100BT dit codage Manchester 1.

L'occupation spectrale en bande de base vaut  $2 / T_b$  ou  $2 / T_s$ , elle est aussi égale à la rapidité de modulation.

Les deux écrans d'analyseur analogique qui suivent montrent le spectre du signal Manchester avant et après transport sur ligne bifilaire longue distance munie de ses transformateurs d'extrémité.

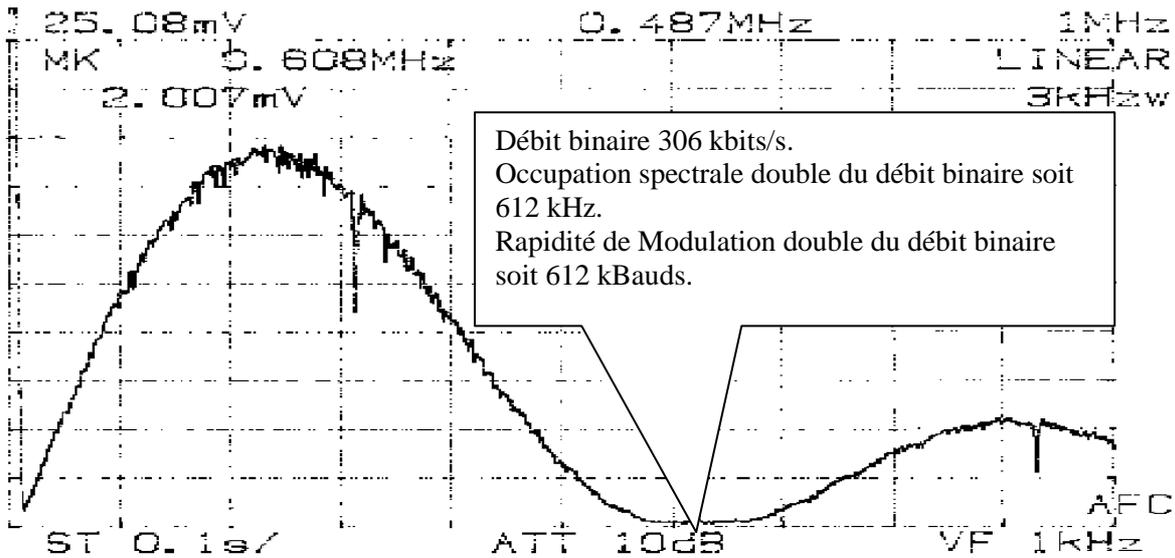


Figure 3-30 Le spectre du code Manchester mesuré avant transport sur bifilaire à transformateurs. **Le débit est de 306 kbits/s l'occupation spectrale est de 612 kHz. La composante importante en 0 Hz doit être ignorée, puisque présente dans tout analyseur de spectre sans signal à l'entrée.**

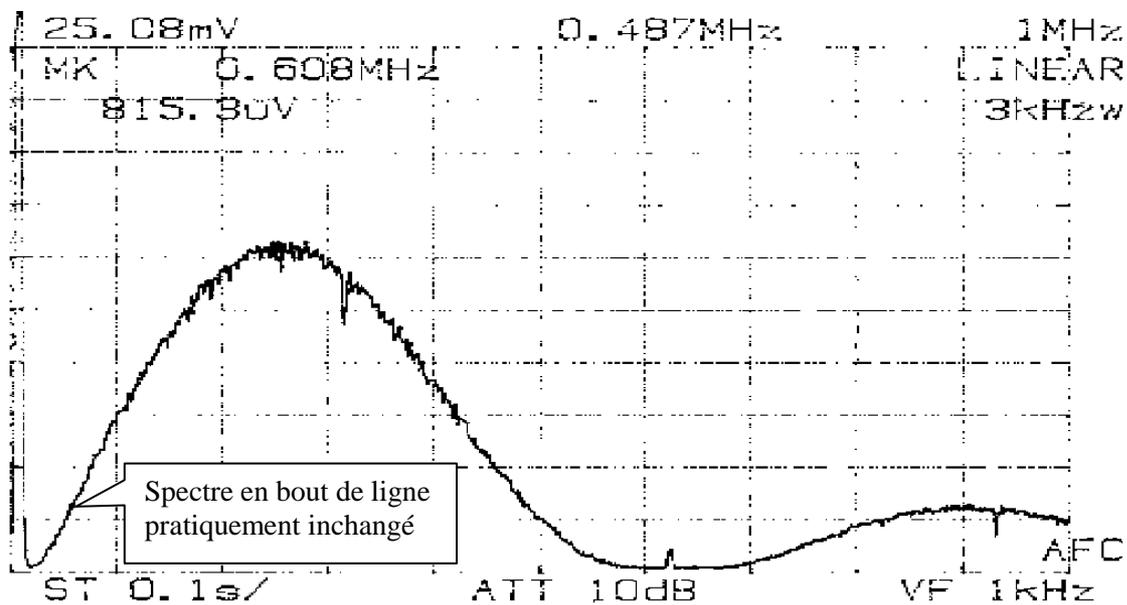


Figure 3-31 Le spectre du code Manchester mesuré après transport sur 100 mètres de bifilaire à transformateurs. Le spectre initial est quasi inchangé, ceci est la preuve de la parfaite compatibilité avec le support bifilaire longue distance. **Le débit est de 306 kbits/s l'occupation spectrale en bande de base vaut 612 kHz. La bande passante des transformateurs d'extrémité s'étend de environ 30 kHz à 4 MHz.**

Donnons l'essentiel des propriétés du code Manchester 1 :

Durée du symbole  $T_s$  égale à la durée du bit  $T_b$ .

**Durée du signal physique égale à la durée demi bit  $T_b/2$ .**

Codage bivalent.

Codage à valeur moyenne nulle quelque soit le contenu binaire du message.

**Quelque soit le contenu, le code garantit le maintien du synchronisme, chaque symbole portant une transition.**

**Rapidité de Modulation RM égale numériquement au double du débit binaire :  $2 D_b$ .**

**Densité Spectrale de Puissance Moyenne ( $1\Omega$ ) quasi nulle en basse fréquence.**

**Format électrique compatible avec le bifilaire insolé de la masse par transformateurs.**

Obligation de repérage des fils.

L'occupation Spectrale en Bande De Base (en Hz) est égale au double de la fréquence horloge bit.

L'occupation Spectrale en Bande De Base correspond à 93% de la puissance moyenne.

Puissance moyenne  $A^2$  en  $V^2$ , énergie du symbole  $E_s = A^2 T_s$ .

### 3-16 Le pré codage différentiel.

La plupart des codes déjà cités obligent à repérer la paire de fils, c'est une contrainte pour tout transport bifilaire, mais on peut s'y soustraire par un pré codage différentiel.

C'est une variante intelligente des codeurs précédents, constituée à partir du bit de donnée actuel et du bit de donnée précédent :

$$b_k = a_k \oplus a_{k-1}$$

Le symbole est porté non pas par la valeur du signal physique, mais par le changement ou non de valeur :

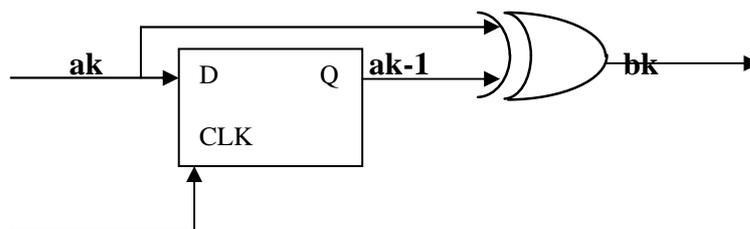


Figure 3-32 Le pré codeur différentiel.

Dans le récepteur il faudra assurer un décodage :

$$b_k \oplus a_{k-1} = a_k \oplus a_{k-1} \oplus a_{k-1} = a_k$$

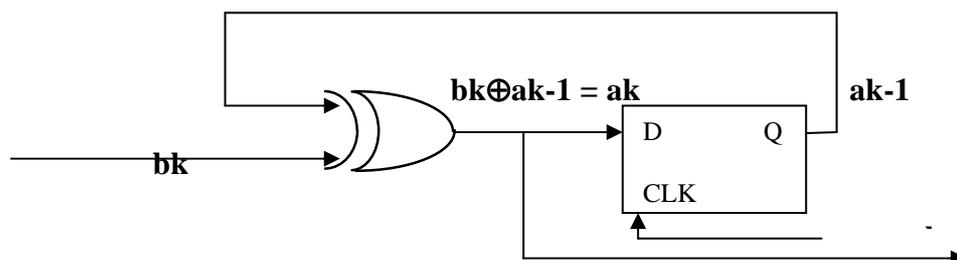


Figure 3-33 Le décodeur différentiel.

On peut aussi procéder au départ avec  $b_k = b_{k-1} \oplus a_k$  et par conséquent à l'arrivée avec  $b_k \oplus b_{k-1}$ .

Dans tous les cas le décodage nécessite évidemment de disposer de l'horloge régénérée au niveau du récepteur.

Cet ensemble de traitement ajouté aux codeurs classiques comme NRZ, Manchester, élimine la contrainte, souvent impossible à satisfaire, du repérage des deux fils.

Bien entendu ces méthodes sont inutiles avec RZ(50%), AMI, HDB3 etc.

### 3-17 Une autre propriété fondamentale du code en Transmission Série Synchrones : La garantie du maintien du synchronisme en TSS.

On a insisté au chapitre 1 sur l'incontournable nécessité de maintenir le synchronisme de l'horloge (symbole ou bit) du récepteur avec celle de l'émetteur en transmission série synchrone, TSS.

Les trois méthodes classiques pour assurer cette garantie sont :

**Le codage par transition déjà vu avec le code Manchester.**

**Le remplacement de suite de n+1 bits identiques par une séquence particulière, déjà vu avec les codes du type HDBn.**

**Le "brouillage" des données par une suite de type SBLM connues et obtenue par une structure de GPA comme les générateurs de type Hamming.**

**Cette méthode porte le nom de Brassage Debrassage auto synchronisant.**

Pour comprendre l'architecture du Brasseur Debrasseur, nous devons décrire le générateur de Suites Binaires de Longueur Maximum SBLM. Il est utilisé dans ce chapitre à partir du paragraphe 3-5 pour obtenir des suites binaires réalistes et pas trop bégayantes.

#### Principe du générateur de Séquence Binaire de Longueur Maximum dit SBLM.

On rencontre souvent le sigle PRBS en littérature anglo-saxonne, il est équivalent à SBLM..

Sa taille N est fixée par le nombre de cellules qui implique l'utilisation de la valeur  $a_{k-N}$ .

Le bouclage fournit la sortie  $p_k$  définie par :

$$p_k = p_{k-N} \oplus p_{k-P} \text{ avec } P < N.$$

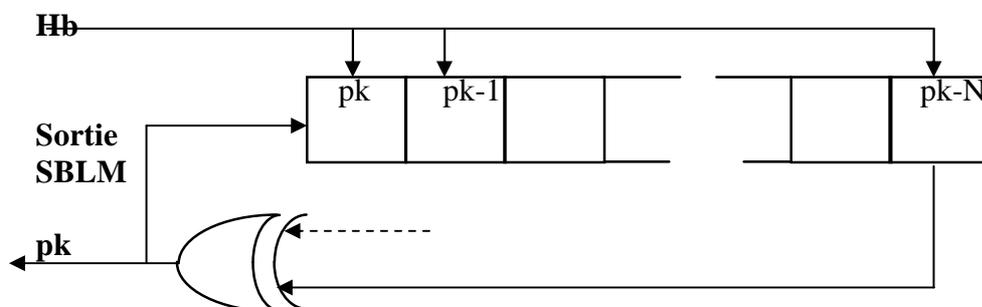


Figure 3-34 Le générateur de Séquence Binaire de Longueur Maximum dit SBLM.

Aussi nommé Générateur Pseudo Aléatoire de type Hamming.

$$p_k = p_{k-N} \oplus p_{k-P} \text{ avec } P < N.$$

L'horloge bit Hb, de période Tb cadence les "glissements à droite" dans le registre à N cellules.

**La séquence se renouvelle après  $2^N - 1$  bits, sa période dure  $(2^N - 1)Tb$**

On obtient des "probabilités" des deux symboles selon :

$$p1 = 2^{N-1} / 2^N - 1 \quad \text{et} \quad po = 2^{N-1} - 1 / 2^N - 1$$

Expressions qui tendent rapidement vers l'équiprobabilité lorsque la taille N du registre croit.

**Seules les configuration suivantes fournissent une SBLM.**

N :=3	3⊕2	3⊕1				
4	4⊕3	4⊕1				
5	5⊕3	5⊕1 *	5⊕2			
6	6⊕5	6⊕1				
7	7⊕6	7⊕1	7⊕4	7⊕3		
8	8⊕7⊕5⊕3					
9	9⊕5	9⊕4				
10	10⊕7	10⊕3				
11	11⊕9	11⊕2				
12	12⊕11⊕8⊕6					
13	13⊕10⊕6⊕4					
14	14⊕13⊕8⊕4					
15	15⊕14	15⊕1	15⊕11	15⊕4	15⊕8	15⊕7

De telle séquences sont utilisées pour tester les équipements sur réseaux .

Exemple : la séquence à 127 bits pour Ethernet, Fibre Channel, les canaux vidéo numériques haut débit. La séquence  $2^{23} - 1$  pour SONET et SDA.

### 3-18 Le brassage et le débrassage.

Les longues suites de 1 ou de 0 sont très néfaste en transmission série synchrone :

**D'une part, elles créent une unique composante de fréquence portant toute la puissance** du signal, les éléments actifs déforment et écrêtent celle-ci.

**D'autre part, l'absence de transitions engendre la perte du synchronisme en peu de bits.**

Le rôle du brassage est de maintenir un spectre homogène quelque soit le contenu binaire transmis et d'ajouter des transitions.

En d'autres termes il faut répartir la puissance du signal physique sur toute la largeur spectrale du canal de transmission. La solution consiste à donner un caractère aléatoire au contenu binaire, au cas ou il ne le serait pas. Il suffit de "brasser" les données source avec une suite pseudo aléatoire type SBLM, grâce à un OUEX.

C'est là qu'intervient la structure du générateur de SBLM légèrement modifiée.

Les données  $a_k$  de départ sont brassées avec la séquence  $p_k$ , les données  $b_k$  brassées et transmises en ligne sont définies par :

$$b_k = a_k \oplus p_k$$

où  $p_k$  est fournie par le registre de taille N

$$\text{et } p_k = b_{k-N} \oplus b_{k-P} \quad \text{avec } P < N$$

L'horloge bit est commune aux données de départ et au registre de taille N.

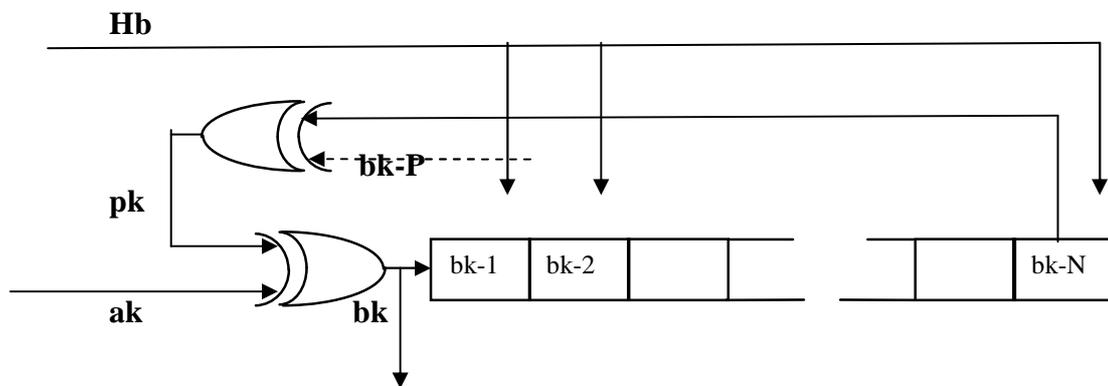


Figure 3-35 Le brasseur qui fournit les données bk brassées à partir des données sources ak.

Le débrasseur assure :  $dk = b'k \oplus p'k$

Avec  $p'k = b'k-N \oplus b'k-P$  correspondant à la même structure que le brasseur.

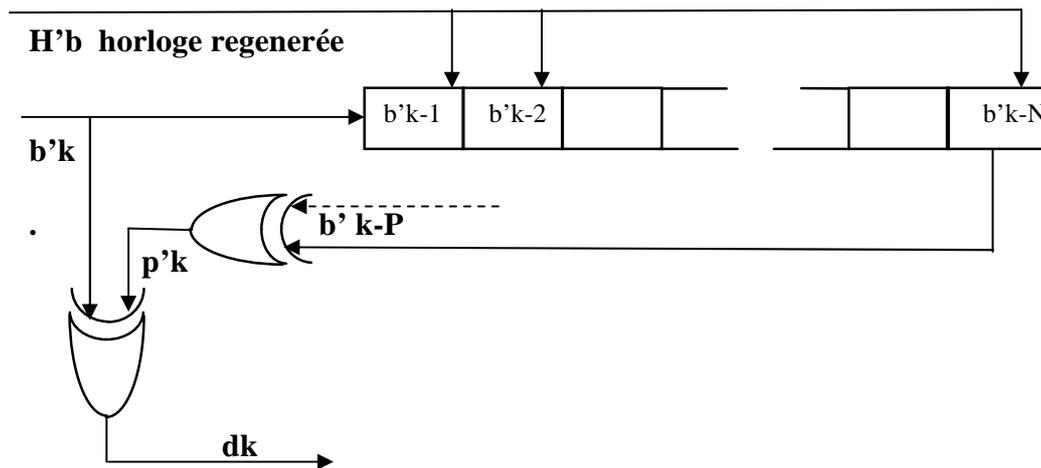


Figure 3-36 Le débrasseur qui restitue les données débarrassées dk à partir des données brassées reçues b'k. Le brasseur doit obligatoirement disposer de l'horloge locale du récepteur parfaitement maintenue en synchronisme avec l'horloge bit de départ.

S'il n'y a pas d'erreurs de transmissions  $b'k = bk$  et par conséquent  $p'k = pk$ .

Alors  $dk = bk \oplus pk = ak \oplus pk \oplus pk = ak$ .

**Bien entendu l'horloge du débrasseur est synchronisée sur celle de départ.**

Le début de la transmission demande N bits perdus pour assurer un contenu identique des registres pk et p'k. Cela impose un préambule pour 'synchroniser' le brasseur et le débrasseur.

Cet ensemble est auto synchronisant, et une fois le fonctionnement établi les données débarrassées sont fournies instantanément.

Ce qu'il est important de comprendre c'est le résultat obtenu sur le signal physique transporté.

Quelque soit le contenu binaire du message source le flot binaire transmis présente la densité spectrale de la suite de brassage à caractère aléatoire, donc constante et homogène. Rappelons que le nombre de composantes du spectre de puissance d'une SBLM est égal au nombre de bits de la séquence,  $2^N - 1$ . Ainsi le signal brassé en ligne voit sa puissance répartie sur un lobe principal de largeur en bande de base  $1 / T_s$ .

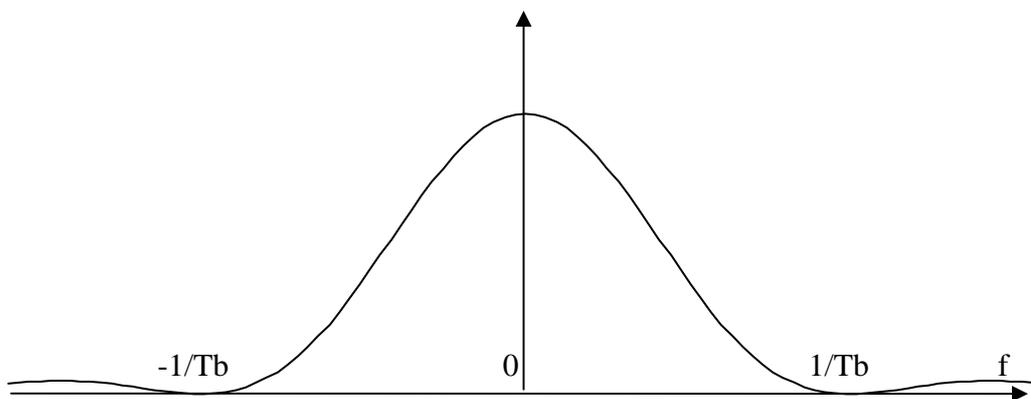


Figure 3-37 La DSPM du message binaire brassé ne dépend pas du contenu de celui-ci. Une longue suite de bits identiques laisse le spectre invariant.

Par ailleurs le brassage apporte des transitions même pendant les longues suites de bits identiques.

Par conséquent on donnera un caractère quasi aléatoire en fixant la taille N du brasseur suffisante pour cela : par exemple pour des modems sur connexion d'abonné les brasseurs sont définis comme suit : Modem avis V90 N = 23.

### 3-19 Retour sur l'Interférence Entre Symboles, IES. Teste du diagramme de l'œil.

Nous avons vu que les supports classiques présentent en bande de base le défaut de la dispersion temporelle, ou étalement du signal physique de type porte rectangulaire (chapitre 2) : Le bit  $b_k$  s'étale sur son ou ses successeurs  $b_{k+1}$ . Le comparateur échantillonneur ne peut donc interpréter sans erreur.

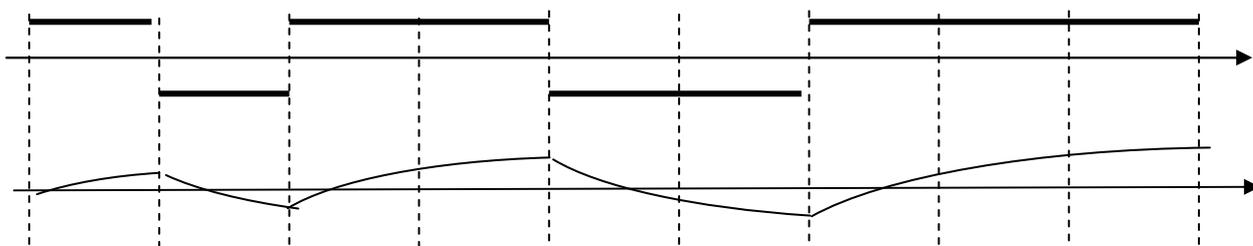


Figure 3-38 Exemple d'IES provoqué par le bifilaire en bande de base.

On voit sur la figure 3-38 que la forme dépend du nombre de symboles identiques consécutifs.

Il y a donc lieu de contrôler sans ambiguïté la forme des signaux reçus et d'assurer un placement exact du moment propice à l'échantillonnage et du niveau de décision (comparaison à seuil). Ces deux conditions se vérifient sur le **diagramme en œil** obtenu en bout de ligne en observant les signaux sur une durée  $T_s$  de symbole ou de bit. La construction est la somme des signaux superposés sur une période d'horloge  $T_s$  ou  $T_b$ .

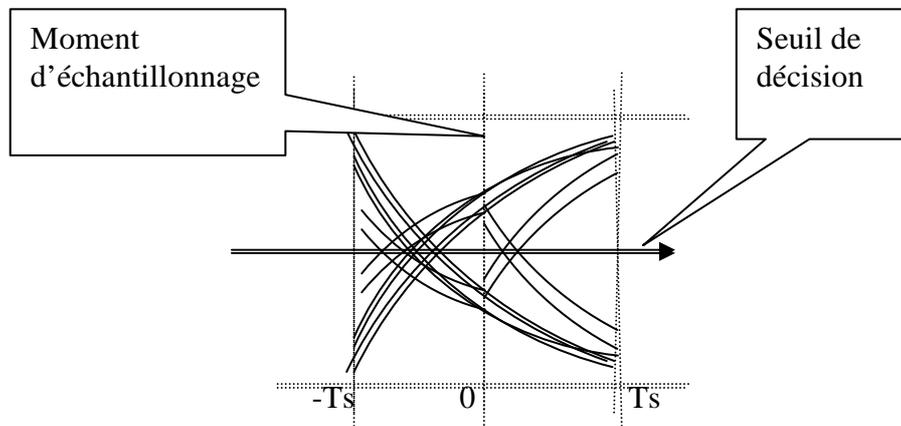


Figure 3-39 La superposition des signaux sur une période d'horloge du récepteur. Ou diagramme en œil.

Plus la partie centrale de l'œil est ouverte, plus le taux d'erreur binaire TEB ou BER est faible.

### 3-20 La réduction de l'IES. (sera détaillé en chapitre 8).

**L'IES est grandement réduite si les contributions des différents symboles précédents sont nulles aux moments d'échantillonnage.**

Il suffit que la réponse temporelle du support (ou canal) passe par zéro à tous les instants multiples de  $T_s$  autre que  $t = 0$ .

C'est par exemple le cas du filtre de réponse temporelle  $R(t) = \text{sinc}(\pi.t / T_s)$

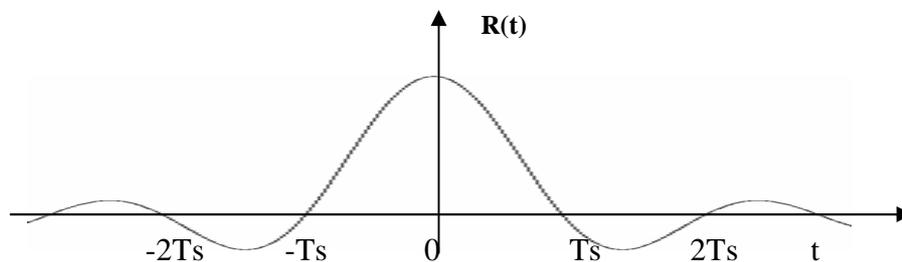


Figure 3-40 la réponse temporelle du filtre de Nyquist.

Un tel résultat correspond à une reponse rectangulaire depuis la fréquence  $-1/2T_s$  jusqu'à  $1/2T_s$ , bien entendu irréalisable.

Il existe des filtres réalisables donnant une réponse temporelle conforme, par exemple le filtre en **cosinus surélevé**.

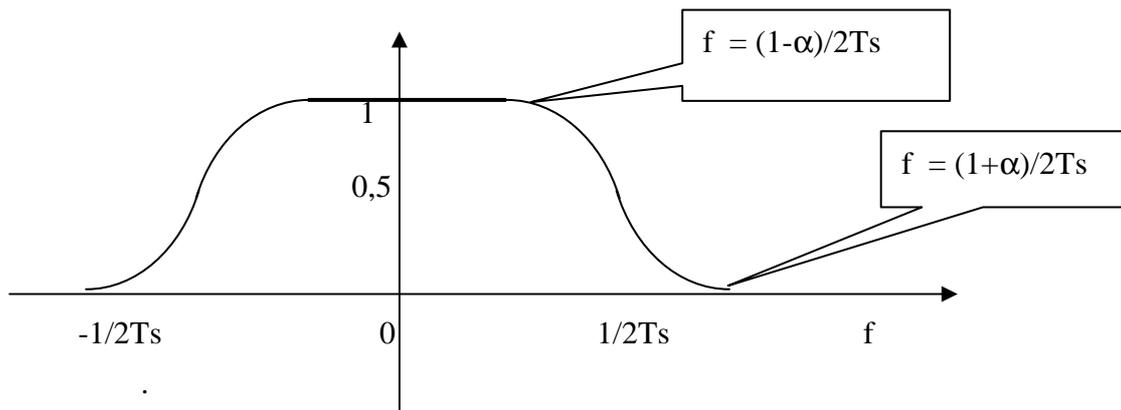


Figure 3-41 La réponse en fréquence du filtre de Nyquist de type cosinus surélevé ou “raised cosinus”

Le module de la transmittance vaut 1 de la fréquence nulle jusqu’à la fréquence  $(1 - \alpha) / 2T_s$   
 .....0,5 à la fréquence  $1 / 2T_s$ .

.....0 de la fréquence  $(1 + \alpha) / 2T_s$ .

Nous retrouvons un résultat essentiel :

**La bande passante  $1/2T_s$  permet une réponse optimum aux symboles de durée  $T_s$  .**

Mais ce type de filtre exploite une bande passante allant jusqu’à  $(1 + \alpha) / 2T_s$ .

Note éditeur :un mot sur les codes nBmB :

Les bits groupés en mots de n bits et codés sur m bits avec  $m > n$ .

Exemple : code 1B2B.

“0” codé 01

“1” codé alternativement 11 ou 00

Un tel code garantit le maintien du synchronisme.