

Codage en bande de base (ou codage par modes)

Références: Cours de Claude Brielmann
<http://www.uqtr.ca/~bensaber/GPA785/cours3B.pdf>

1 Introduction

Les informations d'une source numérique sont codées à plusieurs niveaux conformément au modèle OSI. Le codage par modes fait partie du **niveau physique (couche 1)**. Il consiste à faire correspondre une forme de signal électrique ou optique à un ou plusieurs éléments binaires de la source.

Les raisons de coder l'information par modes sont :

- De produire un signal sans composante continue qui puisse être transmis sur les lignes avec séparation galvanique: lignes d'abonnés, ligne du réseau local, etc.
- D'enrichir le signal en transitions pour faciliter la récupération d'horloge dans les régénérateurs. Les longues suites de 0 ou de 1 doivent donc être codées pour éviter des états durables sans transitions.
- De concentrer ou de déplacer la puissance dans une plage spectrale adaptée au milieu de transmission. Même sans composante continue, un signal NRZ a une densité spectrale de puissance concentrée sur $f=0$, plage qui n'est pas transmise convenablement dans certains canaux (forte distorsion).

Le codage par modes est aussi appelé **codage de ligne** puisqu'il consiste à adapter la forme du signal à la ligne ou plus généralement au milieu de propagation.

2 Transmission en bande de base

La **transmission en bande de base** consiste à transmettre directement des signaux numériques sur un support (bande passante limitée, distorsions, etc.) de longueur en principe limitée. Cette opération est réalisée par un **codeur**.

Le codeur transforme une suite de bits $\{a_i\}$ en une suite de symboles $\{d_k\}$ pris dans un alphabet de q symboles. Les d_k ont en principe tous la même durée.

La transmission en bande de base est simple et peu coûteuse; elle est largement répandue dans les réseaux locaux.

Si on veut multiplexer plusieurs signaux fréquentiellement, il faut passer à la **modulation**, plus compliquée à réaliser. Certains signaux, comme le RDS, sont codés en bande de base avant d'être modulés en AM, puis en FM...

2.1 Emission et réception

Le schéma de principe à l'émission est illustré par la Figure 1.

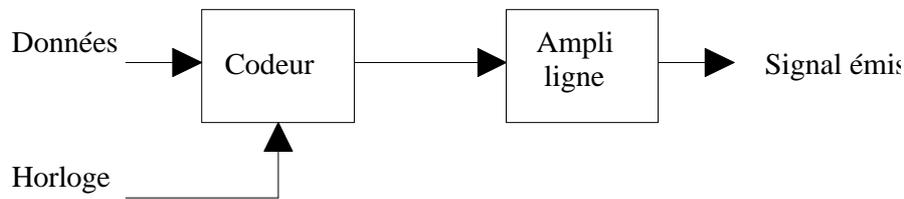


Figure 1

Le schéma de principe à la réception est illustré par la Figure 2.

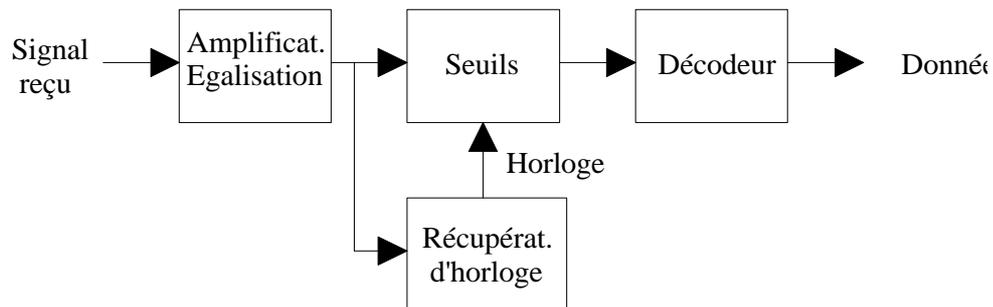


Figure 2

2.2 Brouillage

Dans certains cas on évite les longues suites de 0 ou de 1 en brouillant le signal. Cette opération consiste à additionner modulo 2 (porte EX-OR) les données binaires émises et reçues par la même séquence binaire pseudo-aléatoire (voir Figure 3).

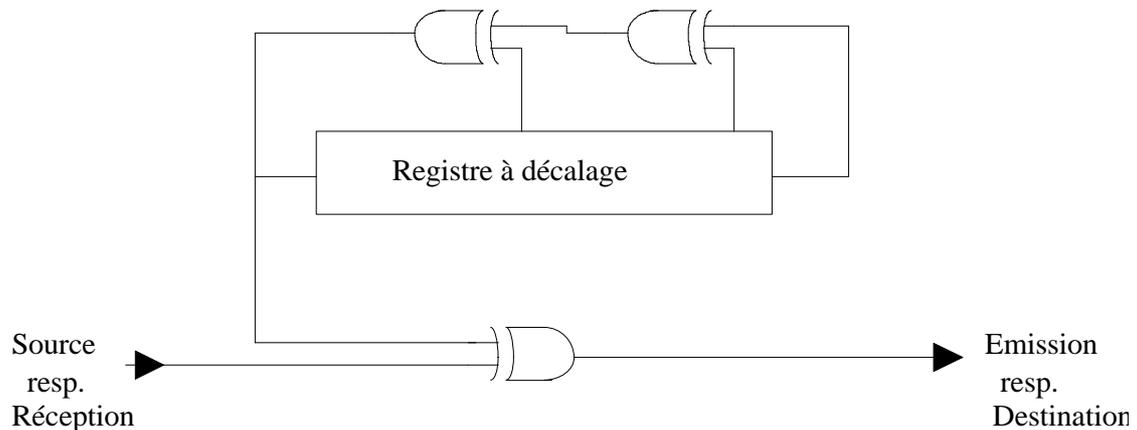


Figure 3

La synchronisation des séquences pseudo-aléatoire se fait par corrélation des données brouillées avec des séquences décalées. Le maximum de la corrélation indique la bonne synchronisation.

3 Principaux modes à deux états

3.1 Mode NRZ (Non Return to Zero)

C'est le mode le plus simple. On a la correspondance suivante :

"0" $\rightarrow -A$

"1" $\rightarrow A$

Un exemple de signal NRZ est illustré par la Figure 4.

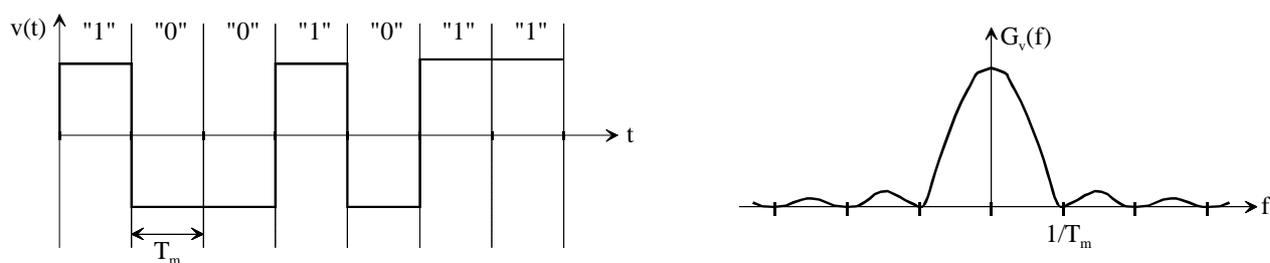


Figure 4

3.1.1 Caractéristiques

Comp. continue Elle n'est nulle que si les états $-A$ et $+A$ sont équirépartis.

Bande passante $B \approx 1/T_m$

dsp La densité spectrale de puissance d'un signal NRZ est centrée en $f=0$. Ce mode est donc mal adapté au milieu qui ne passe pas les basses fréquences et le continu. On a (états $-A$ et $+A$ équirépartis) :

$$G_v(f) = A^2 \cdot T_m \cdot \sin^2(T_m \cdot f) \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (1)$$

Récup. d'horloge La récupération d'horloge par un PLL n'est pas garantie, puisque ce mode n'évite pas les longues suites sans transitions. Pour remédier à ce problème, il faut soit brouiller les données, soit être sûr que les bits transmis sont bien "brassés".

Repérage des fils Nécessaire.

3.1.2 Utilisation

Les signaux transmis selon les normes V24, RS232, RS421, RS422, RS485 utilisent le mode NRZ.

3.2 Mode NRZI avec "bit stuffing" (NRZ Inverted with bit stuffing)

C'est le mode du bus USB. Le bus commence en 'idle state' (état haut à $+A$). Chaque fois qu'un bit est "1", il n'y a pas de changement de l'état de la ligne. Chaque fois qu'un bit est "0", la ligne change d'état (toggle). Lorsque six "1" consécutifs sont transmis, un "0" artificiel est inséré afin de garantir la récupération d'horloge.

3.2.1 Exemple

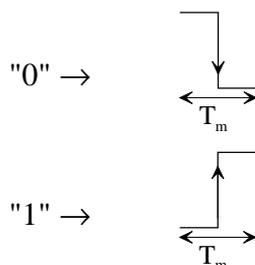
Soient $-A$ et $+A$ les états respectifs bas et haut de la ligne. voici comment serait codé le message binaire suivant :

1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1
+A	+A	+A	+A	-A	-A	+A	-A	+A	+A	-A						

stuff.

3.3 Mode biphase, ou diphasé, ou Manchester

On a la correspondance suivante :



Un exemple de codage Manchester est illustré par la Figure 5.

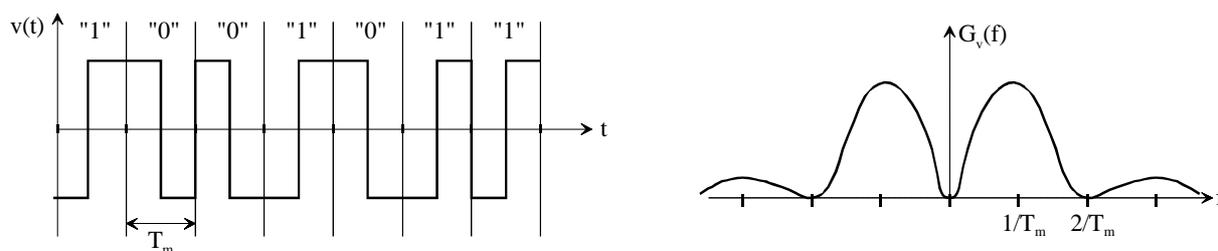


Figure 5

Comp. continue Nulle.

Bande passante $B \approx 2/T_m$

dsp La densité spectrale de puissance d'un signal Manchester est centrée en $f=1/T_m$. Ce mode est donc bien adapté à un milieu qui ne passe pas les basses fréquences et le continu, au prix d'une bande passante doublée par rapport au codage NRZ. On a (états $-A$ et $+A$ équirépartis) :

$$G_v(f) = A^2 \cdot T \cdot \sin^2\left(\frac{T}{2} \cdot f\right) \cdot \sin^2\left(\pi f \cdot \frac{T}{2}\right) \quad (V^2/Hz) \quad (2)$$

Récup. d'horloge Aucun problème, puisque ce mode garantit au moins une transition par moment T_m .

Repérage des fils Nécessaire.

3.3.1 Utilisation

- Ethernet sur câble coaxial (tous les 10base-T).
- Profibus, transmission MBP.

3.4 Mode Manchester différentiel

En se basant sur le codage Manchester, on crée la correspondance suivante :

$$\begin{aligned}
 \text{"0"} &\rightarrow v(t) = v(t-T_m) && \text{l'état précédent est répété} \\
 \text{"1"} &\rightarrow v(t) = -v(t-T_m) && \text{l'état précédent est inversé}
 \end{aligned}$$

L'avantage du différentiel est qu'il n'est pas nécessaire de repérer les fils; on peut les croiser sans autres.

3.4.1 Utilisation

- Token ring.
- Codage du signal RDS (Radio Data System). Le signal numérique biphase module ensuite la sous-porteuse à 57 KHz.

3.5 Mode de Miller

Ce mode est obtenu à partir du mode biphase. Les transitions positives de celui-ci font basculer le flip-flop.

Ce mode est illustré par la Figure 6.

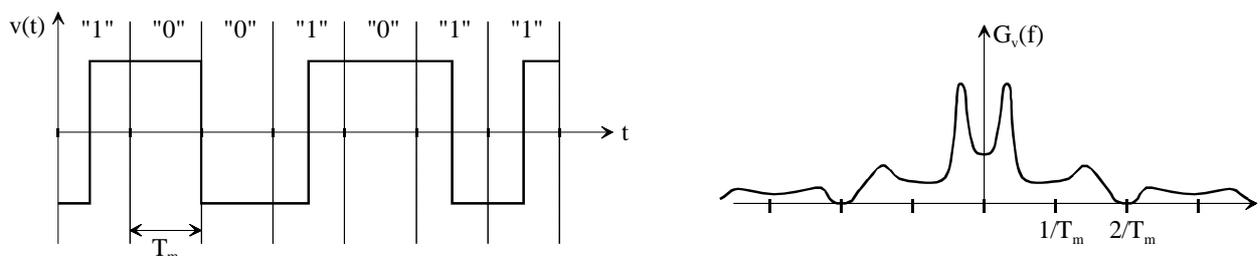


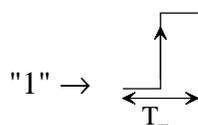
Figure 6

Décodage	Une transition au milieu d'un intervalle T_m signifie qu'on a l'état 1. Sinon on a zéro.
Comp. continue	Nulle.
Bande passante	$B \approx 1/T_m$ mais ne s'annule pas en $1/T_m$!
dsp	Le spectre de puissance est plus étroit mais ne s'annule pas en $f=0$. Il permet de transmettre, à largeur de bande égale, environ deux fois plus vite qu'en mode biphase.
Récup. d'horloge	Aucun problème.
Repérage des fils	Pas nécessaire.

3.6 Code CMI (Coded Mark Inversion – avis G.703)

On a la correspondance suivante :

$$\text{"0"} \rightarrow -A \text{ ou } +A \quad \text{alternativement}$$



Codage en bande de base

Ce mode est illustré par la Figure 7.

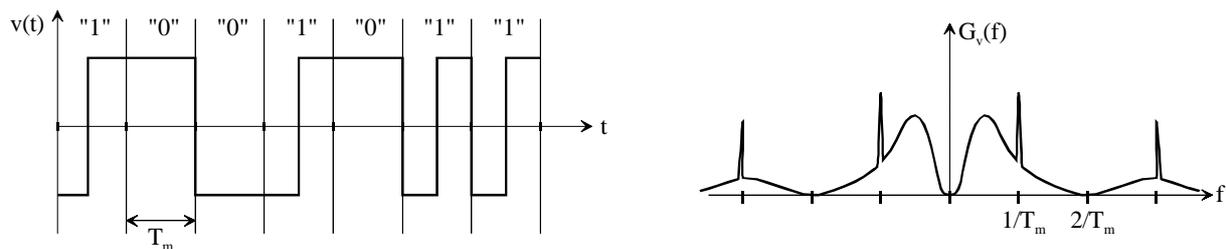


Figure 7

Comp. continue	Nulle.
Bande passante	$B \approx 2/T_m$
dsp	La densité de puissance s'étend jusqu'à $1,8/T$ avec un maximum à $0,4/T$. Elle contient en plus, des raies à $1/T$ et $3/T$ qui facilitent la récupération d'horloge.
Récup. d'horloge	Aucun problème.
Repérage des fils	Nécessaire.

3.6.1 Utilisation

Le mode CMI se rencontre sur les multiplex pour lignes coaxiales et fibres optiques. Sur fibres l'état +A correspond à un flux donné et l'état 0 à un flux nul. La composante continue ainsi produite n'est pas gênante.

4 Principaux modes à trois états

Les signaux à 3 états ou plus ont une densité spectrale de puissance plus ramassée que les signaux à trois états. Leur sensibilité au bruit (et donc aux erreurs de transmission) est cependant bien plus grande.

4.1 Mode bipolaire simple ou mode AMI (Alternate Mark Inversion)

Comme sa désignation anglophone le précise (Alternate Mark Inversion), on alterne les impulsions. On a la correspondance suivante :

$$\begin{aligned} "0" &\rightarrow 0 \text{ V} \\ "1" &\rightarrow -A \text{ et } +A \text{ alternativement} \end{aligned}$$

Un exemple de codage AMI est illustré par la Figure 8.

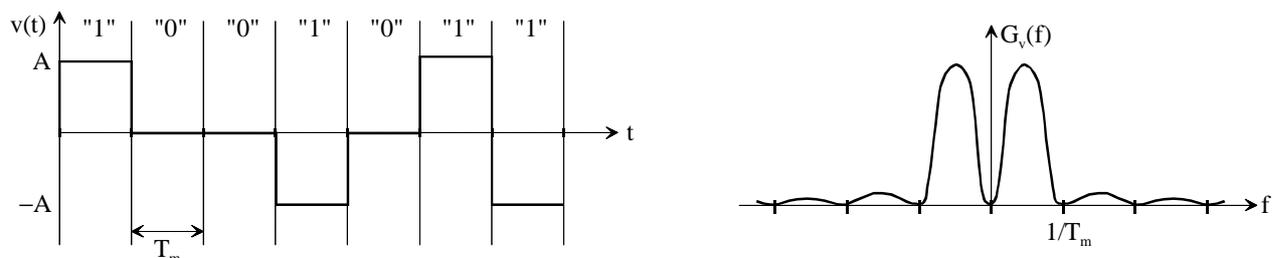


Figure 8

Codage en bande de base

Comp. continue Nulle.

Bande passante $B \approx 1/T_m$

dsp La puissance est bien concentrée entre 0 et $0,8/T$. La composante continue est annulée par le principe d'inversion. On a (états logiques "0" et "1" équirépartis) :

$$G_v(f) = A^2 \cdot T_m \cdot \sin^2(T_m \cdot f) \cdot \sin^2(\pi \cdot T_m \cdot f) \quad (V^2/Hz) \quad (3)$$

Récup. d'horloge Ce mode ne permet pas d'éviter sans autres une longue suite de "0". Pour remédier à ce problème, il faut soit brouiller les données, soit être sûr que les bits transmis sont bien "brassés".

Repérage des fils Pas nécessaire.

4.1.1 Utilisation

- ISDN (bus S reliant les périphériques entre eux).
- Anciennes liaisons téléphoniques numériques.

4.2 Mode HDB3 (Haute Densité Bipolaire d'ordre 3)

Ce mode est une adaptation du mode AMI pour éviter les pertes d'horloge. On établit une violation d'alternance volontaire pour les suites de quatre zéros :

$$"0000" \rightarrow B00V \quad \text{avec} \quad B = -\sum \text{impulsions émises}$$

$V = \text{violation d'alternance}$

4.2.1 Exemple

Soient $-A$, $0V$ et $+A$ les trois états de la ligne. voici comment serait codé le message binaire suivant :

	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
signal	+A	0	-A	0	0	0	-A	+A	0	0	+A	0	-A	0	0	0	-A
Σ_{imp}	+A	+A	0	0	0	0	-A	0	0	0	+A	+A	0	0	0	0	-A
				B			V	B			V			B			V

4.3 Modes xByT (x binaires y ternaires)

Dans ces modes on fait correspondre, à x bits des données, y moments (états) d'un signal ternaire. Le codage se fait aussi de façon à éliminer la composante continue et à éviter les longues suites constantes.

4.3.1 Exemple: mode 4B3T (4 binaires – 3 ternaires)

A un mot de 4 bits (16 possibilités), on fait correspondre 3 moments ternaires $[M_1, M_2, M_3]$ avec $M_i = -A, 0$ ou $+A$. Parmi les 27 combinaisons on en choisit 16 qui brassent au mieux les bits.

Codage en bande de base

Le Tableau 1 illustre une possibilité de codage 4B3T.

	M ₁	M ₂	M ₃
0000	0	+A	-A
0001	0	-A	+A
0010	+A	0	-A
0011	+A	-A	0

	M ₁	M ₂	M ₃
0100	-A	+A	0
0101	-A	0	+A
0110	+A	-A	-A
0111	-A	+A	-A

	M ₁	M ₂	M ₃
1000	+A	-A	-A
1001	-A	+A	+A
1010	+A	-A	+A
1011	+A	+A	-A

	M ₁	M ₂	M ₃
1100	+A	0	+A
1101	-A	0	-A
1110	+A	+A	0
1111	-A	-A	0

Tableau 1

Les moments ternaires [+A,+A,+A], [-A,-A,-A] et [0,0,0] ont été soigneusement évités. Comme le nombre d'états +A est égal au nombre d'états -A, la composante continue devrait être nulle si les états logiques "0" et "1" sont équirépartis.

4.3.2 Utilisation

- Ethernet 100base-T4 : 8B6T

4.4 Mode duobinaire

Le principe du mode duobinaire est illustré par la Figure 9.

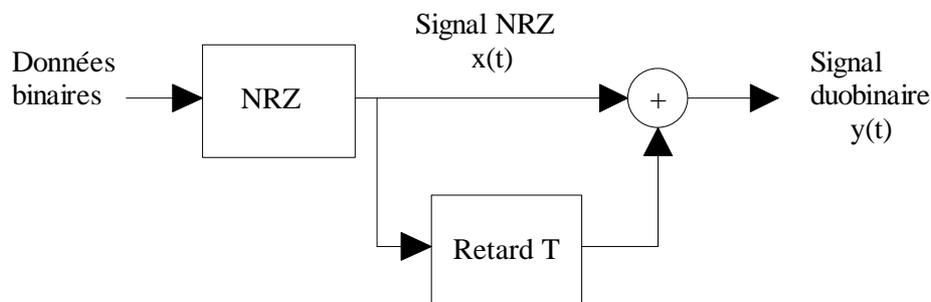


Figure 9

On additionne le signal NRZ $x(t)$ avec ce même signal NRZ retardé d'une période T_m .

On a :
$$y(t) = x(t) + x(t - T_m) \tag{4}$$

Si $x \in \{-A, +A\}$ alors $y \in \{-2A, 0, +2A\}$. Le principe est illustré par le tableau suivant :

t	t ₀	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄
bin	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
x(t)	+A	-A	+A	-A	-A	-A	+A	+A	+A	-A	+A	-A	+A	-A	-A
x(t-T _m)	...	+A	-A	+A	-A	-A	-A	+A	+A	+A	-A	+A	-A	+A	-A
y(t)	...	0	0	0	-2A	-2A	0	2A	2A	0	0	0	0	0	-2A

Si on admet, par pure hypothèse, que $x(t)$ et $y(t)$ sont des signaux à énergie finie, on trouve la TF $\underline{Y}(f)$ et par conséquent aussi la fonction de transfert $\underline{H}(f)$:

$$\begin{aligned}
 \underline{Y}(f) &= \underline{X}(f) + \underline{X}(f) \cdot e^{-j2\pi f \cdot T_m} = \underline{X}(f) \cdot (1 + e^{-j2\pi f \cdot T_m}) \\
 &= \underline{X}(f) \cdot (e^{j\pi f \cdot T_m} + e^{-j\pi f \cdot T_m}) \cdot e^{-j\pi f \cdot T_m} \\
 &= \underline{X}(f) \cdot 2 \cdot \cos(\pi f \cdot T_m) \cdot e^{-j\pi f \cdot T_m} \\
 &= \underline{X}(f) \cdot \underline{H}(f)
 \end{aligned} \tag{5}$$

avec $\underline{H}(f) = 2 \cdot \cos(\pi f \cdot T_m) \cdot e^{-j\pi f \cdot T_m}$

Codage en bande de base

Les signaux $x(t)$ et $y(t)$ ne sont cependant pas à énergie finie. Le rapport entre les dsp s'exprime de la manière suivante :

$$G_y(f) = G_x(f) \cdot |\underline{H}(f)|^2 = G_x(f) \cdot 4 \cdot \cos^2(\pi f \cdot T_m) \quad (6)$$

Comme $x(t)$ est un signal NRZ dont la dsp $G_x(f)$ est connue, on trouve enfin :

$$G_y(f) = 4A^2 \cdot T_m \cdot \text{sinc}^2(T_m \cdot f) \cdot \cos^2(\pi f \cdot T_m) \quad (7)$$

Le spectre d'un signal duobinaire est illustré par la Figure 10.

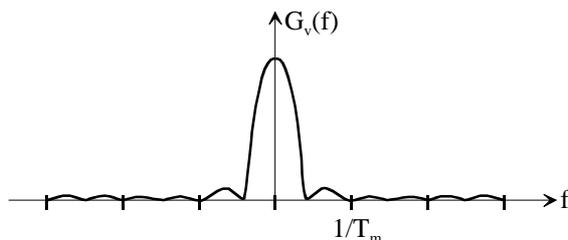


Figure 10

- Comp. continue** Elle n'est nulle que si les états $-2A$, 0 et $+2A$ sont équirépartis.
- Bande passante** $B \approx 0.5/T_m$
- dsp** La puissance est essentiellement concentrée dans les basses fréquences; la situation n'est donc pas optimale pour les canaux qui passent mal les basses fréquences.
- Récup. d'horloge** Ce mode ne permet pas d'éviter sans autres une longue suite de "0".
- Repérage des fils** Nécessaire.

4.4.1 Précodage du mode duobinaire

On peut pallier à plusieurs défauts du mode duobinaire en précodant l'information de la manière suivante :

- "0" → inverse de l'état précédent (du précodé)
- "1" → état précédent (du précodé)

On a :

t	t ₀	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₅	t ₆	t ₇	t ₈	t ₉	t ₁₀	t ₁₁	t ₁₂	t ₁₃	t ₁₄
bin	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
précodé	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1
x(t)	+A	-A	-A	+A	-A	+A	+A	+A	+A	-A	-A	+A	+A	-A	+A
x(t-T _m)	...	+A	-A	-A	+A	-A	+A	+A	+A	+A	-A	-A	+A	+A	-A
y(t)	...	0	-2A	0	0	0	2A	2A	2A	0	-2A	0	2A	0	0

Le décodage devient très facile :

- $y(t) = -2A$ ou $2A$ → état logique "1"
- $y(t) = 0$ → état logique "0"

Avec ce précodage, il n'est plus nécessaire de repérer les fils.

4.4.2 Utilisation

Dans les systèmes de télévision D2-MAC et HD-MAC, le son est transmis numériquement en mode duobinaire dans un multiplex temporel avec les chrominances analogiques. Ce multiplex est ensuite modulé en BLR ou FM pour la transmission câblée ou hertzienne. Le canal offre une bande passante de 7.. 8 MHz et permet ainsi une vitesse de 20,25 Mbits/s.

4.5 Mode MLT3

Le principe est le suivant. Seules les valeurs logiques "1" font changer le signal d'état. Les "0" sont codés en conservant la valeur précédemment transmise. Les "1" changent les états dans l'ordre suivant : { ..., 0, A, 0, -A, 0, A, 0, -A, 0, ... }.

Un exemple de codage MLT3 est illustré par la Figure 11.

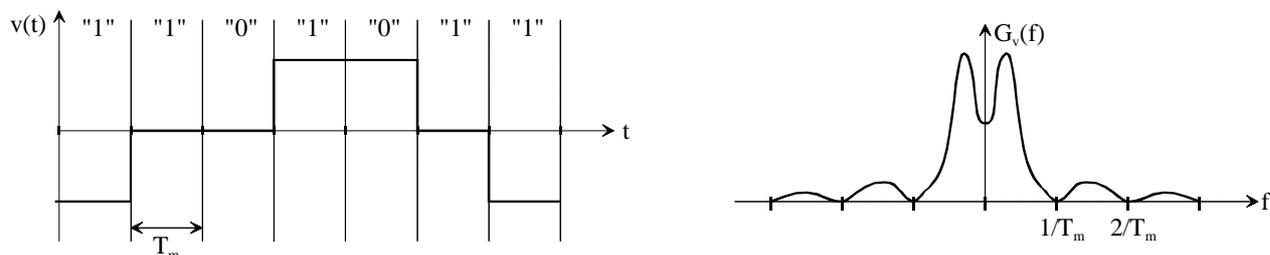


Figure 11

Ce codage est semblable à un codage en treillis : on peut détecter des erreurs de transmission si la suite logique des "1" n'est pas respectée. Par exemple, les suites {A, 0, A} ou {A -A} sont interdites et révèlent une erreur de transmission.

Comp. continue Nulle.

Bande passante $B \approx 1/T_m$

dsp Le spectre de puissance est ramassé dans les basses fréquences mais ne s'annule pas en $f=0$.

Récup. d'horloge Ce mode ne permet pas d'éviter sans autres une longue suite de "0". Pour remédier à ce problème, il faut soit brouiller les données, soit être sûr que les bits transmis sont bien "brassés".

Repérage des fils Pas nécessaire.

4.5.1 Utilisation

- Ethernet 100base-T4

5 Mode à quatre états – le 2B1Q (2 binaires – 1 quaternaire)

Les modes quaternaires utilisent des moments à quatre valeurs d'amplitude, en principe:

$$-3A, -A, +A, +3A.$$

Codage en bande de base

La correspondance entre les couples de bits et les états est la suivante :

Bits	Etat logique
00	-3A
01	-A
10	3A
11	A

Un exemple de signal 2B1Q est illustré par la Figure 12.

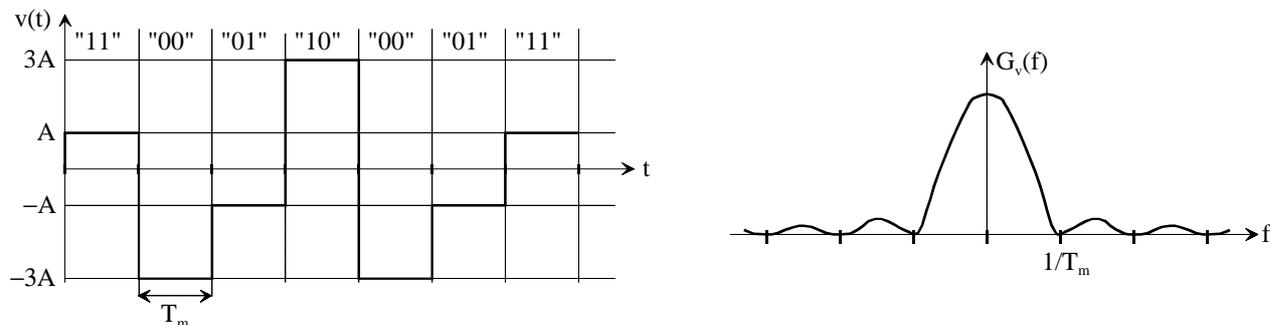


Figure 12

Un moment quaternaire représente donc 2 bits (Mode 2B1Q). Il faut 3 seuils de régénération et la sensibilité au bruit devient plus grande. La vitesse de transmission est doublée par rapport au mode NRZ :

On a :
$$D = 2 \cdot R = \frac{2}{T_m} \quad \text{[bits/s]} \quad (8)$$

5.1.1 Caractéristiques

Comp. continue Elle n'est nulle que si les états $-3A$, $-A$, $+A$ et $+3A$ sont équirépartis.

Bande passante $B \approx 1/T_m$. Cela dit, on émet deux bits par moment !

dsp La densité spectrale de puissance est centrée en $f=0$. Ce mode est donc mal adapté au milieu qui ne passe pas les basses fréquences et le continu.
On a :

$$G_v(f) = 5A^2 \cdot T_m \cdot \sin^2(T_m \cdot f) \quad (V^2/Hz) \quad (9)$$

Récup. d'horloge La récupération d'horloge par un PLL n'est pas garantie, puisque ce mode n'évite pas les longues suites sans transitions.

Repérage des fils Nécessaire.

5.1.2 Utilisation

- ISDN (bus U reliant la boîte NT de la maison au central téléphonique).

6 Pulse shaping

On peut réduire la largeur spectrale en utilisant des impulsions de forme non rectangulaire mais arrondie (Pulse shaping). Cette technique est particulièrement utile pour diminuer les problèmes de réflexion et de diaphonie sur les lignes.

Codage en bande de base

La Figure 13 illustre grossièrement un mode AMI avec mise en forme des impulsions.

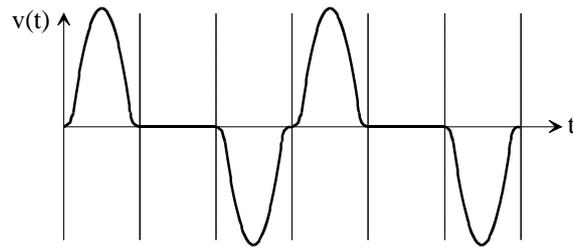


Figure 13

Cette mise en forme est souvent réalisée avec un simple filtre limitant le recouvrement des symboles (cosine filter, gaussian filter, etc.).

Annexe: quelques exemples de codage en bande de base

NbBin := 256 Nombre de valeurs binaires
 NbSmpBin := 128 Nombre de points par valeur binaire pour la FFT

NbTot := NbBin·NbSmpBin Nombre total d'échantillons pour la FFT
 j := 0..NbTot - 1

$k := 0.. \frac{\text{NbTot}}{2}$ Nombre de raies après calcul de la FFT

Durée d'une impulsion : $T_m := 1 \cdot s$ $T_e := \frac{T_m}{\text{NbSmpBin}}$

Durée de la fenêtre : $T_f := \text{NbBin} \cdot T_m$ $\Delta f := \frac{1}{T_f}$

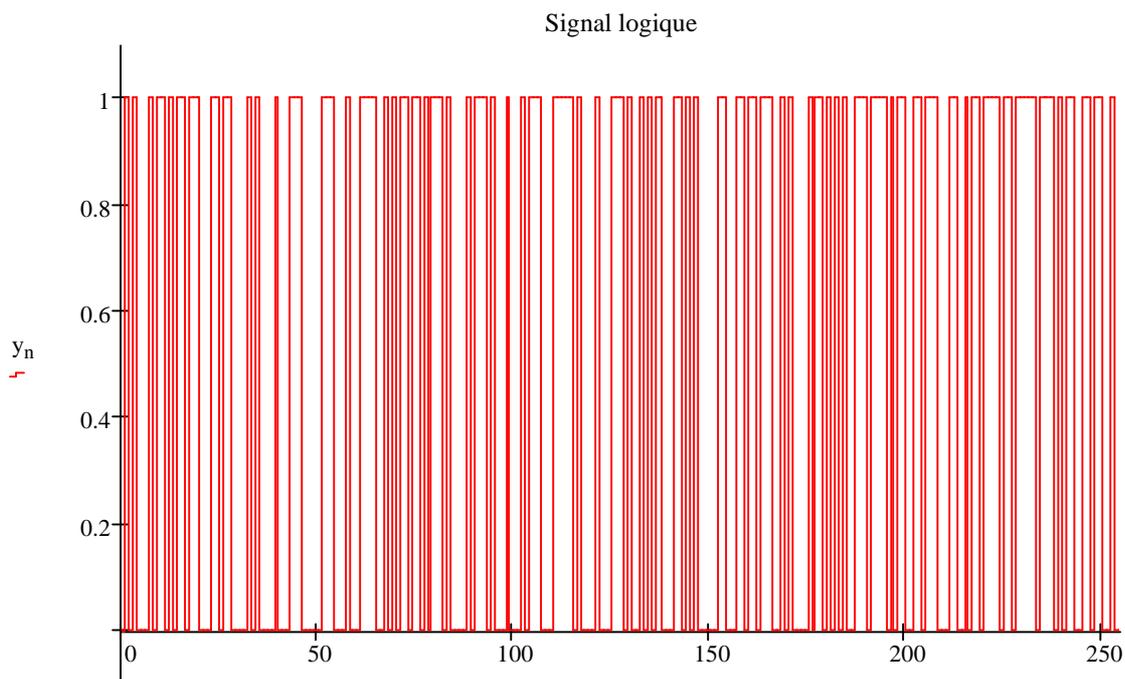
Amplitude de base : $A := 1 \cdot V$

Temps : $t_j := j \cdot T_e$

Fréquences : $f_k := k \cdot \Delta f$

Voici notre suite logique binaire à coder...

$n := 0.. \text{NbBin} - 1$
 $y_n := \text{arrondi}(\text{aléatoire}(1))$



Pour les dsp, on applique une fenêtre de Hanning : $w_j := \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\text{NbTot}} \cdot j\right) \right)$ $\text{corr} := \frac{8}{3}$

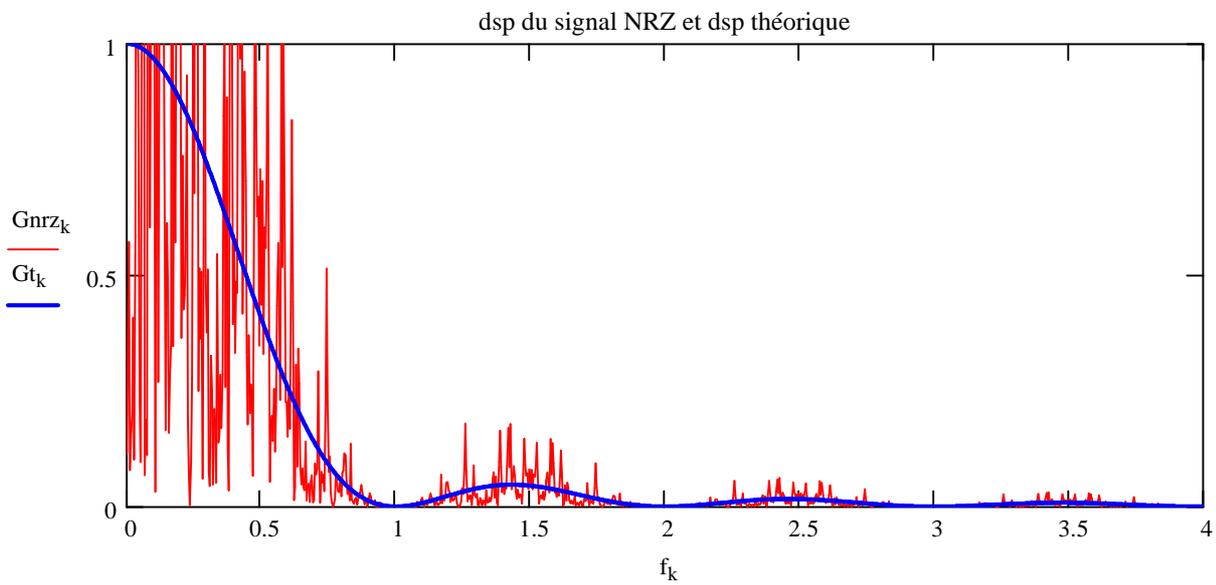
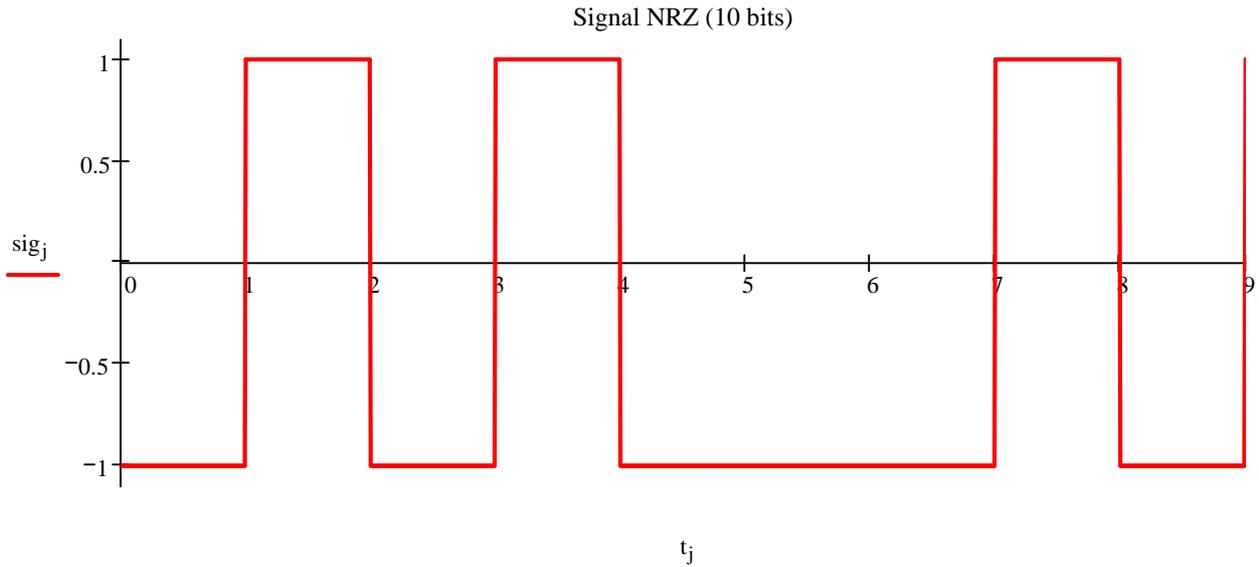
Premier cas : NRZ

$$\text{NRZ}_n := \begin{cases} -A & \text{if } y_n = 0 \\ A & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{sinc}(x) := \begin{cases} x \neq 0, \frac{\sin(\pi \cdot x)}{\pi \cdot x}, 1 \end{cases}$$

$$\text{sig}_j := \text{NRZ}_{\text{partenti\`ere}\left(\frac{j}{\text{NbSmpBin}}\right)} \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

Courbe théorique :

$$\text{fft_nrz} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad \text{Gnrz}_k := \left(\left| \text{fft_nrz}_k \right| \right)^2 \cdot \text{Tf} \cdot \text{corr} \quad \text{Gmax} := A^2 \cdot \text{Tm} \quad \text{Gt}_k := A^2 \cdot \text{Tm} \cdot \text{sinc}(\text{Tm} \cdot f_k)^2$$



Puissance "réelle" :

$$\text{Pr} := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} \text{Gnrz}_k \cdot \Delta f$$

Puissance théorique :

$$\text{Pt} := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} \text{Gt}_k \cdot \Delta f$$

$$\text{Pr} = 1 A^2$$

$$\text{Pt} = 1.002 A^2$$

Manchester :

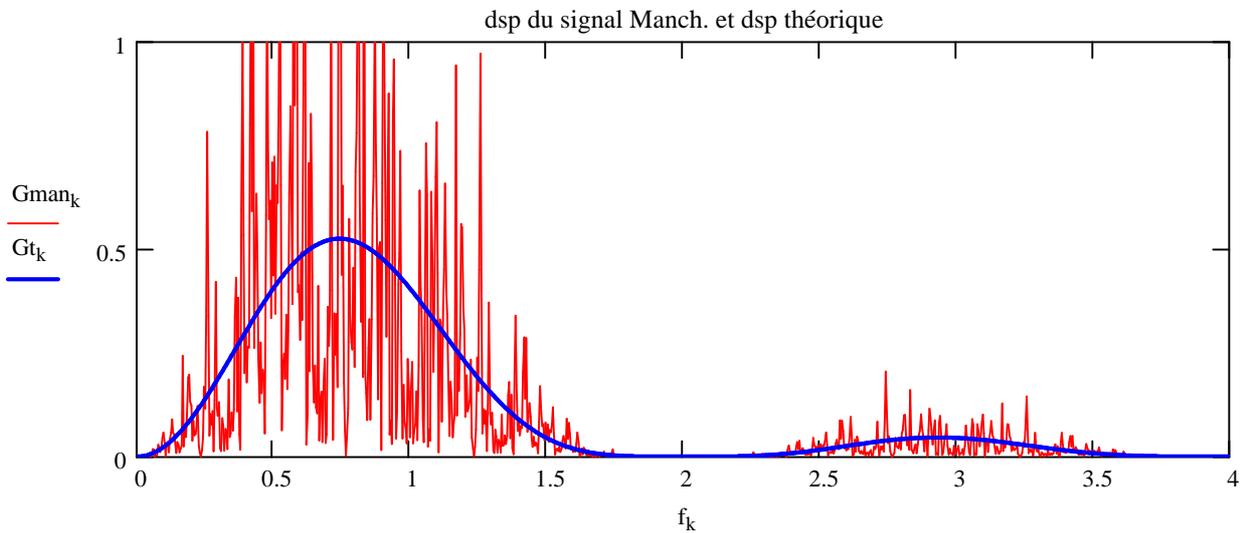
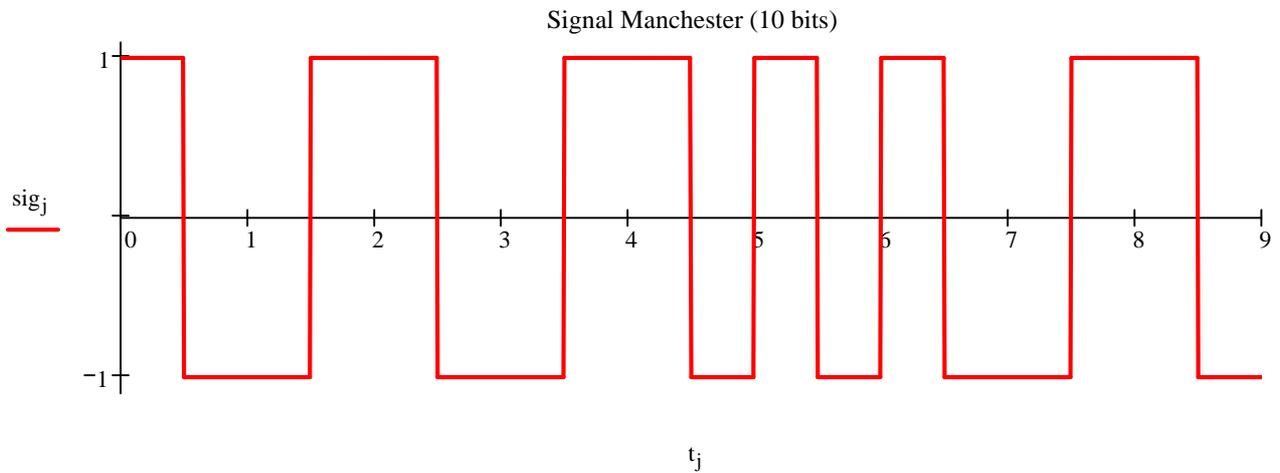
```

MAN := for n ∈ 0..NbBin - 1
      Vect2.n ← -A if yn = 1
              A otherwise
      Vect2.n+1 ← A if yn = 1
              -A otherwise
Vect
    
```

$$\text{sig}_j := \text{MAN}_{\text{partenti\`ere}\left(\frac{2 \cdot j}{\text{NbSmpBin}}\right)} \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

Courbe th\`eorique :

$$\text{fft_man} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad G_{\text{man}_k} := (|\text{fft_man}_k|)^2 \cdot \text{Tf} \cdot \text{corr} \quad G_{\text{max}} := A^2 \cdot \text{Tm} \quad G_{t_k} := A^2 \cdot \text{Tm} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\text{Tm}}{2} \cdot f_k\right)^2 \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\text{Tm}}{2} \cdot f_k\right)^2$$



Puissance "r\`eelle" :
$$Pr := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} G_{\text{man}_k} \cdot \Delta f$$

Puissance th\`eorique :
$$Pt := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} G_{t_k} \cdot \Delta f$$

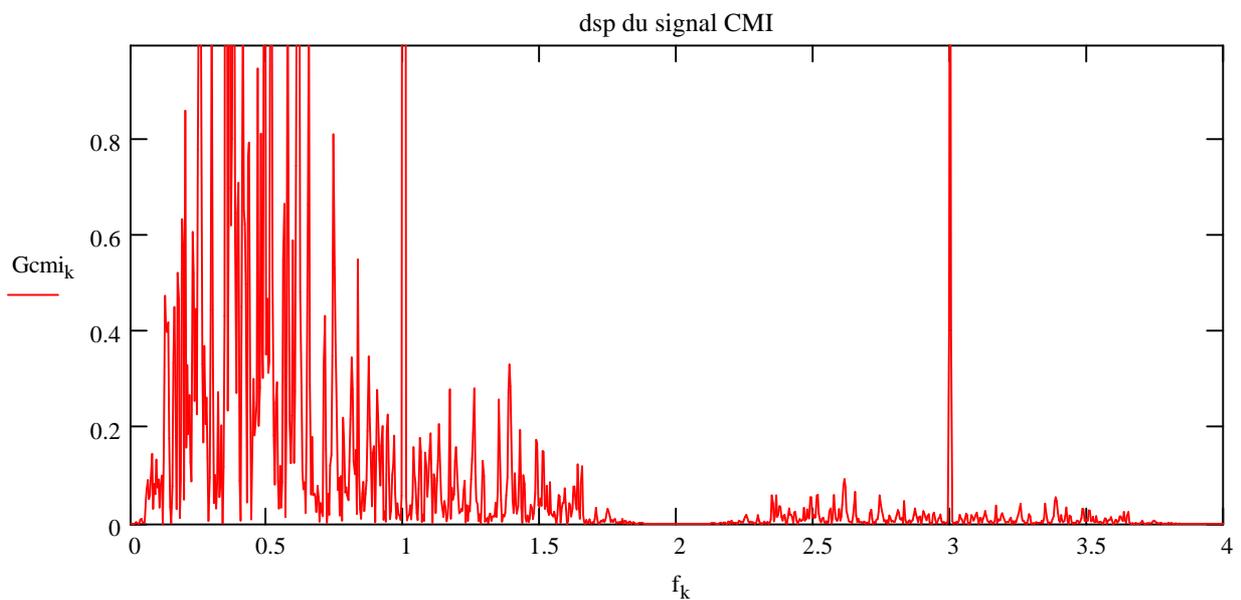
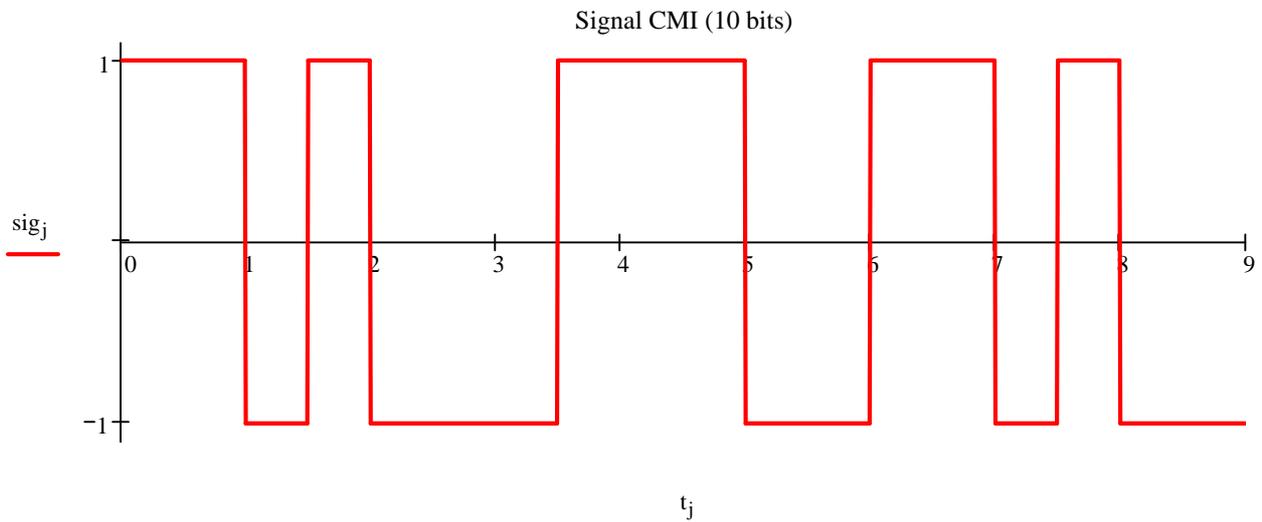
$$Pr = 1 A^2$$

$$Pt = 0.995 A^2$$

CMI :

$$\text{CMI} := \begin{cases} \text{last_zero} \leftarrow -A \\ \text{for } n \in 0.. \text{NbBin} - 1 \\ \quad \text{last_zero} \leftarrow \begin{cases} \text{last_zero} & \text{if } y_n = 1 \\ -\text{last_zero} & \text{otherwise} \end{cases} \\ \quad \text{Vect}_{2 \cdot n} \leftarrow \begin{cases} \text{last_zero} & \text{if } y_n = 0 \\ -A & \text{otherwise} \end{cases} \\ \quad \text{Vect}_{2 \cdot n + 1} \leftarrow \begin{cases} \text{last_zero} & \text{if } y_n = 0 \\ A & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases} \\ \text{Vect}$$

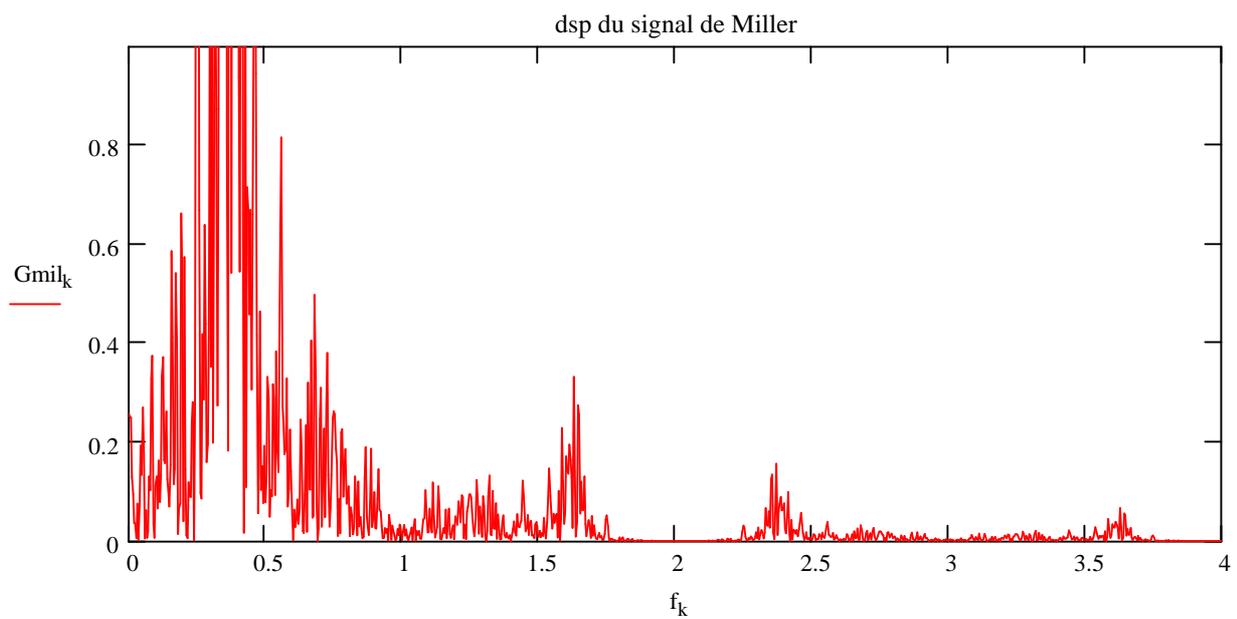
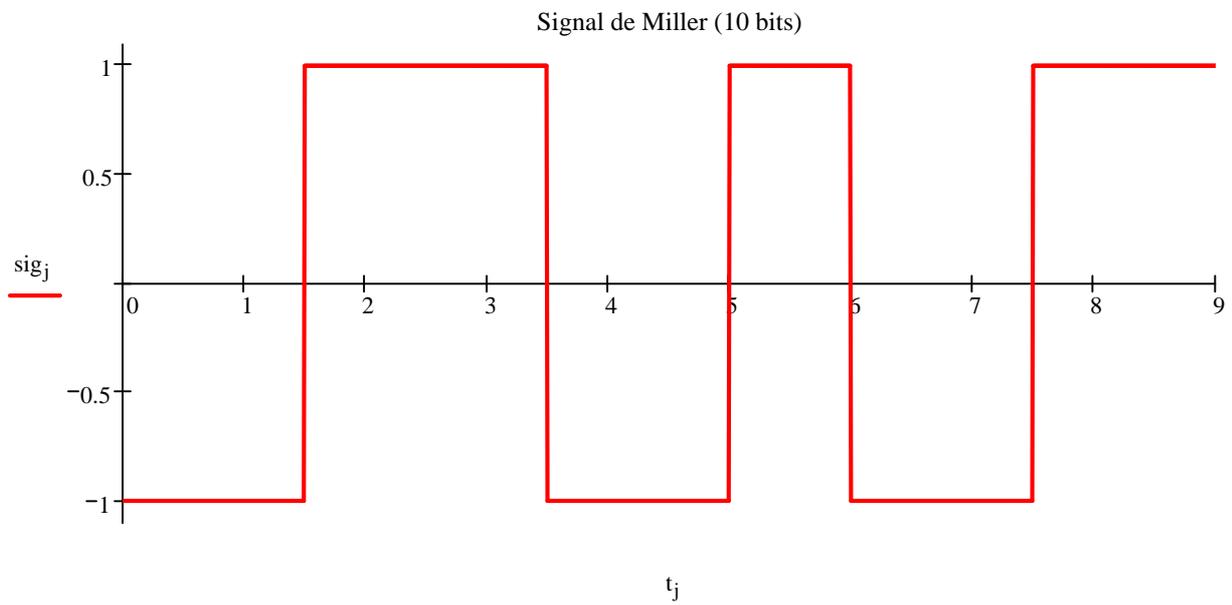
$$\text{sig}_j := \text{CMI} \left(\frac{2 \cdot j}{\text{NbSmpBin}} \right) \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

$$\text{fft_cmi} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad \text{Gcmi}_k := \left(\left| \text{fft_cmi}_k \right| \right)^2 \cdot \text{Tf} \cdot \text{corr} \quad \text{Gmax} := A^2 \cdot \text{Tm}$$


Miller :

$$\text{MILL} := \begin{cases} \text{Vect}_0 \leftarrow -A \\ \text{for } n \in 1..2 \cdot \text{NbBin} - 1 \\ \quad \text{Vect}_n \leftarrow \begin{cases} \text{Vect}_{n-1} & \text{if } \text{MAN}_n - \text{MAN}_{n-1} < 0.5 \cdot A \\ -\text{Vect}_{n-1} & \text{otherwise} \end{cases} \\ \text{Vect} \end{cases}$$

$$\text{sig}_j := \text{MILL}_{\text{partenti\`ere}\left(\frac{2 \cdot j}{\text{NbSmpBin}}\right)} \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

$$\text{fft_mil} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad \text{Gmil}_k := \left(|\text{fft_mil}_k| \right)^2 \cdot \text{Tf} \cdot \text{corr} \quad \text{Gmax} := A^2 \cdot \text{Tm}$$


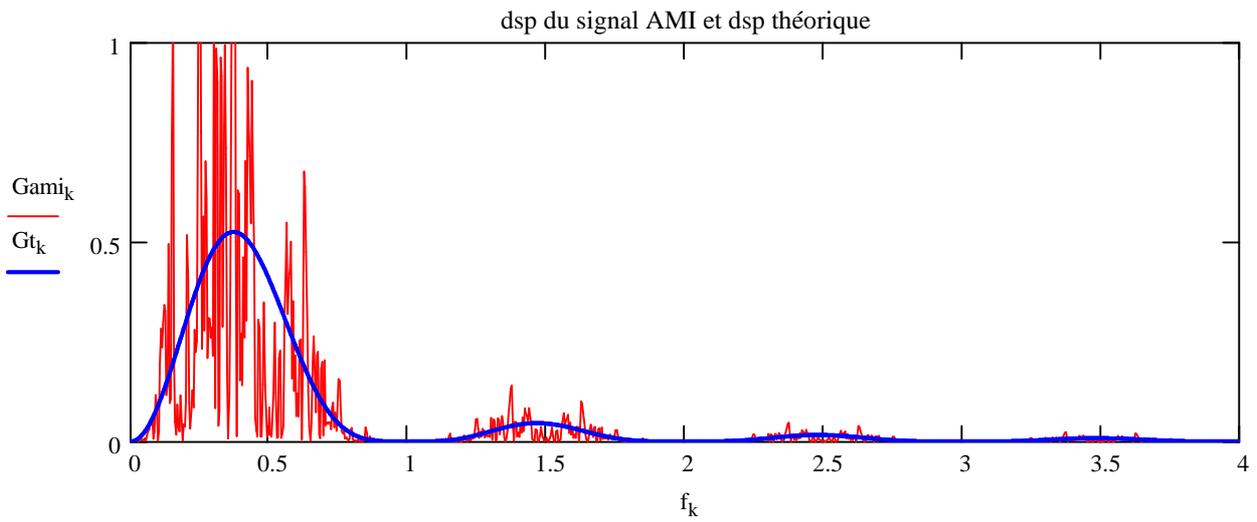
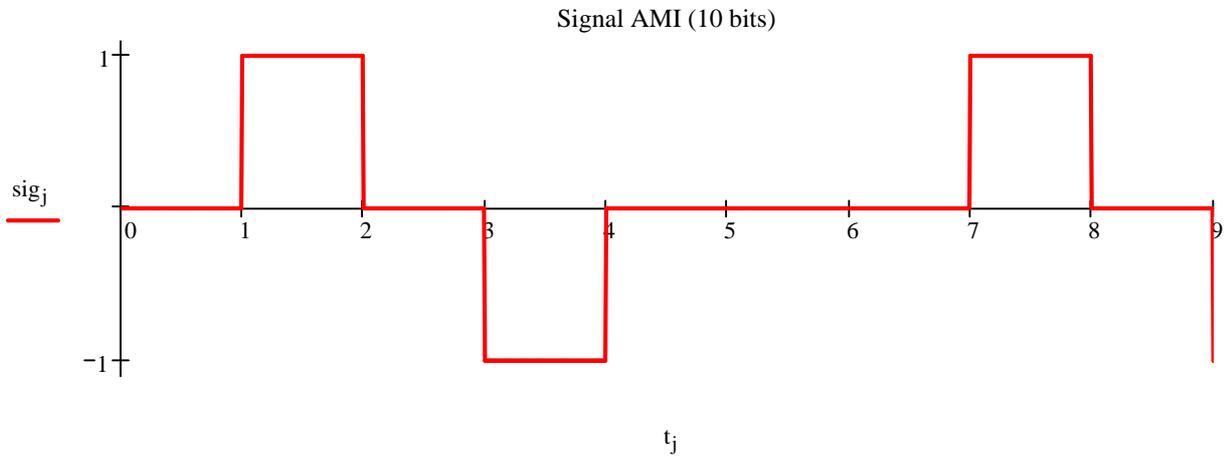
AMI :

```

AMI := | last_one ← -A
      | for n ∈ 0..NbBin - 1
      |   | last_one ← | last_one if y_n = 0
      |   |               | -last_one otherwise
      |   | Vect_n ← | 0 if y_n = 0
      |   |               | last_one otherwise
      | Vect
    
```

$sig_j := AMI_{partenti\grave{e}re} \left(\frac{j}{NbSmpBin} \right)$ $sigf_j := sig_j \cdot w_j$ Courbe théorique :

$fft_ami := FFT(sigf)$ $Gami_k := \left(|fft_ami_k| \right)^2 \cdot Tf \cdot corr$ $Gmax := A^2 \cdot Tm$ $Gt_k := A^2 \cdot Tm \cdot sinc(Tm \cdot f_k)^2 \cdot \sin(\pi \cdot Tm \cdot f_k)^2$



Puissance "réelle" : $Pr := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{NbTot}{2}-1} Gami_k \cdot \Delta f$

Puissance théorique : $Pt := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{NbTot}{2}-1} Gt_k \cdot \Delta f$

$Pr = 0.477 A^2$

$Pt = 0.499 A^2$

Duobinaire :

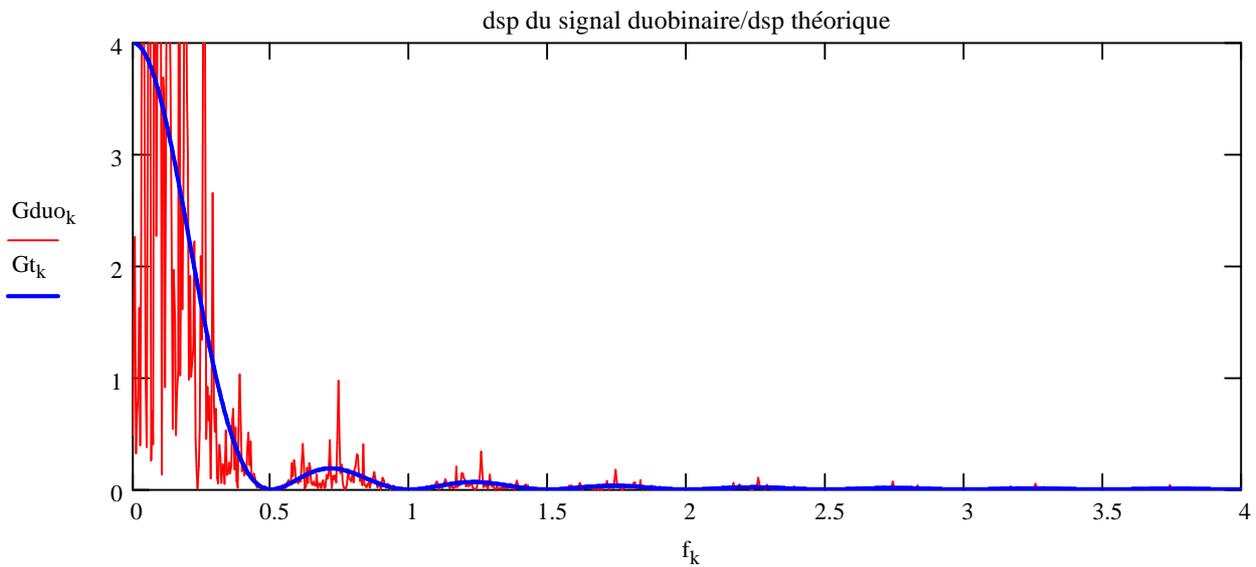
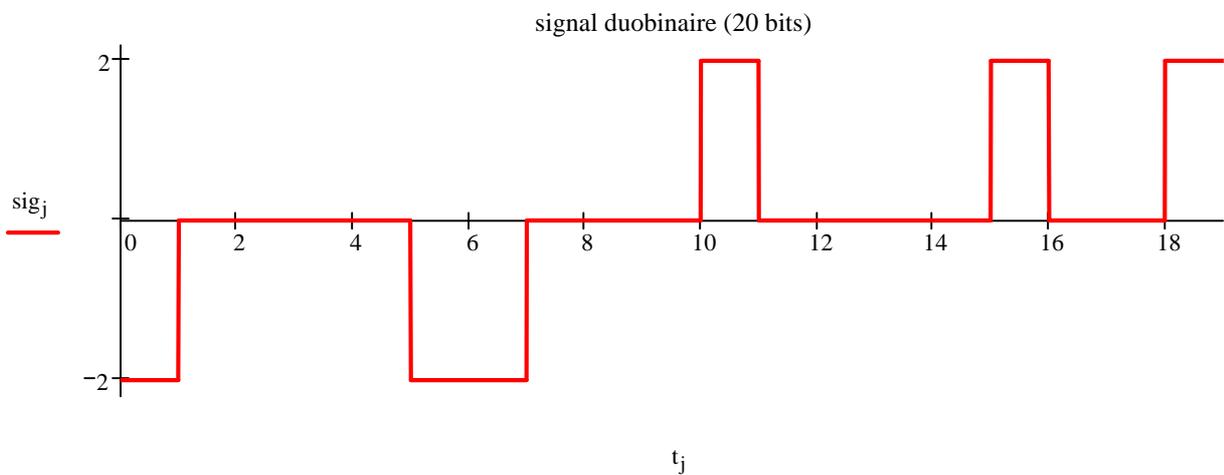
```

DUO :=
  last_val ← -A
  for n ∈ 0..NbBin - 1
    Vect_n ← NRZ_n + last_val
    last_val ← NRZ_n
  Vect
    
```

$$\text{sig}_j := \text{DUO}_{\text{partentière}\left(\frac{j}{\text{NbSmpBin}}\right)} \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

Courbe théorique :

$$\text{fft_duo} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad \text{Gduo}_k := \left(\left| \text{fft_duo}_k \right| \right)^2 \cdot \text{Tf} \cdot \text{corr} \quad \text{Gmax} := 4A^2 \cdot \text{Tm} \quad \text{Gt}_k := 4A^2 \cdot \text{Tm} \cdot \text{sinc}(\text{Tm} \cdot f_k)^2 \cdot \cos(\pi \cdot \text{Tm} \cdot f_k)^2$$



Puissance "réelle" :

$$\text{Pr} := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} \text{Gduo}_k \cdot \Delta f$$

$$\text{Pr} = 1.824 A^2$$

Puissance théorique :

$$\text{Pt} := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} \text{Gt}_k \cdot \Delta f$$

$$\text{Pt} = 2.014 A^2$$

2B1Q :

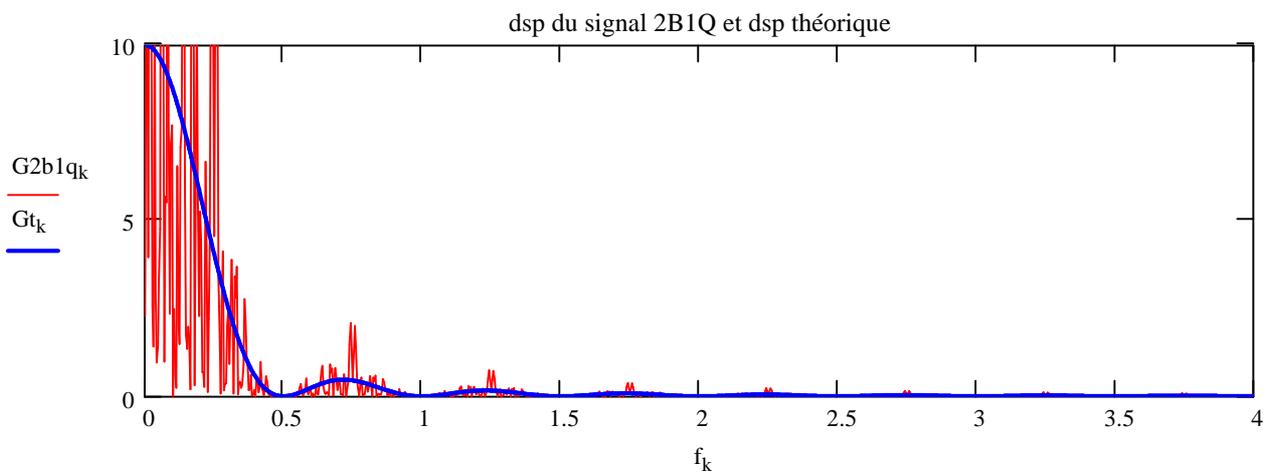
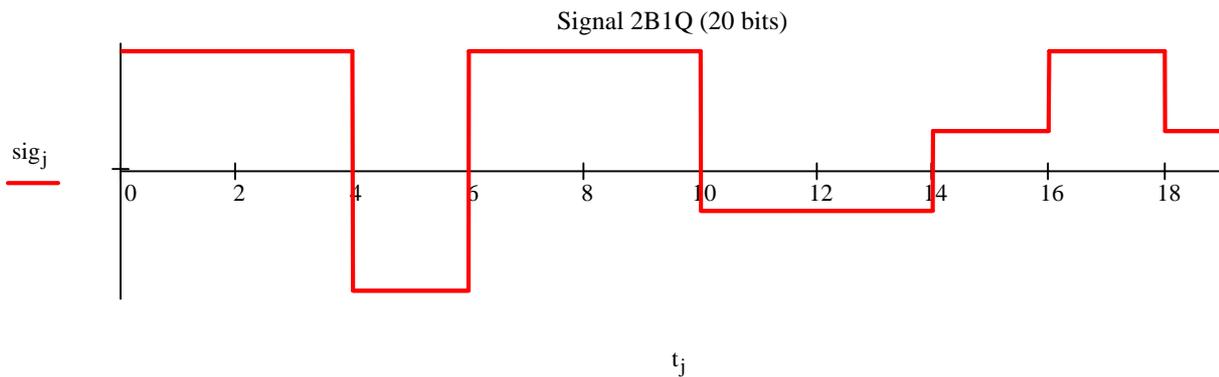
```

B1Q :=
  count ← 0
  for n ∈ 0..  $\frac{\text{NbBin}}{2} - 1$ 
    a ← y2·n
    b ← y2·n+1
    Vect2·n ←
      A if a + b = 2
      otherwise
        -3A if a + b = 0
        otherwise
          3A if a = 0
          -A otherwise
    Vect2·n+1 ← Vect2·n
  Vect
  
```

$$\text{sig}_j := \text{B1Q}_{\text{partentière}\left(\frac{j}{\text{NbSmpBin}}\right)} \quad \text{sigf}_j := \text{sig}_j \cdot w_j$$

Courbe théorique :

$$\text{fft_2b1q} := \text{FFT}(\text{sigf}) \quad G_{2b1q_k} := \left(|\text{fft_2b1q}_k| \right)^2 \cdot T_f \cdot \text{corr} \quad G_{\text{max}} := 5A^2 \cdot 2T_m \quad G_{t_k} := 5A^2 \cdot (2T_m) \cdot \text{sinc}[(2 \cdot T_m) \cdot f_k]^2$$



Puissance "réelle" :
$$Pr := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} G_{2b1q_k} \cdot \Delta f$$

Puissance théorique :
$$Pt := 2 \cdot \sum_{k=0}^{\frac{\text{NbTot}}{2}-1} G_{t_k} \cdot \Delta f$$

$$Pr = 4.728 A^2$$

$$Pt = 5.035 A^2$$