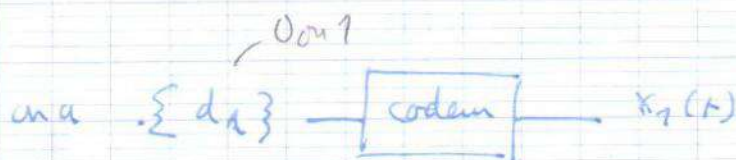


Signal aléatoire
ou pulso-
aléatoire
de forme
de forme

1) codage "NAZ" ?

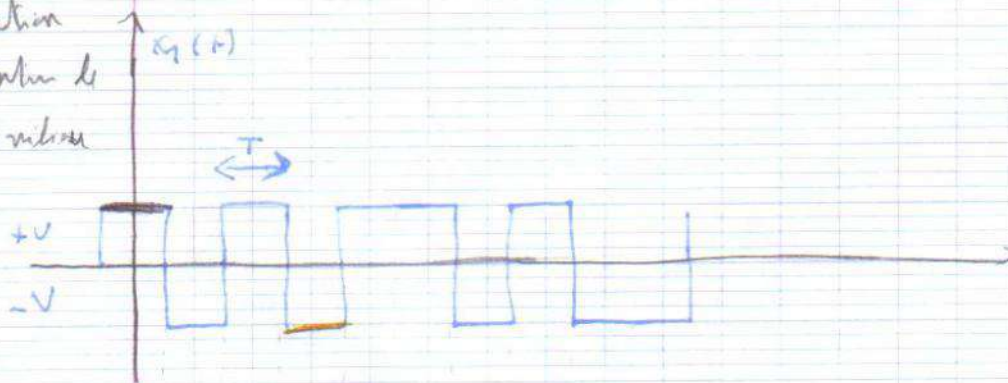


g : format du signal codé
 x_T : signal codé

$$x_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k g(t - kT)$$

III)

Par convention
on fait passer le
1 à un niveau



$d_0=1 \quad d_1=0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0$

le débit: $\frac{1}{T}$ d'où $D = \frac{1}{T}$
variable aléatoire T
donc aléatoire

Propriété: $E(x(t)) = 0$

$\Rightarrow$ ceci signifie que la moyenne aléatoire est égale à 0.

2.1.1 On transmette le ddt $\{0,1\}$ on a $a_k = \pm 1$ (ad on signal code)
 d'où $x(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$

var ~~signal~~ $\rightarrow$ on a $\underbrace{-1}_{a_k \text{ car } a_k = -1} \underbrace{g(t+3T)}_{\text{creneau (formant)}}$

Par exemple:



g vaut +1 entre $-\frac{T}{2}$ et $\frac{T}{2}$

$\underbrace{g(t-4T)}_{-1}$

appelé
le formant

$g(t)$ est 1 entre $-\frac{T}{2}$ et $\frac{T}{2}$ $\Rightarrow$ c'est une pulse car il y a une pulse entre $-\frac{T}{2}$ et $\frac{T}{2}$

212 * Pour connaître le spectre de $x(t) \Rightarrow$ on utilise la formule de Parseval $\Rightarrow$ on a besoin du spectre de g
 but: Décomposer le signal temporel en pulsations de fréquence $2\pi f$

Transformée de Fourier: $G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) e^{2i\pi ft} dt$

ici c'est une pulse donc $G(f) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} V e^{2i\pi ft} dt$

$$\text{donc } G(f) = V \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{2i\pi ft} dt$$

$$= \left[\frac{V e^{2i\pi ft}}{2i\pi f} \right]_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}$$

$$= \frac{V e^{2i\pi f T/2}}{2i\pi f} - \frac{V e^{-2i\pi f T/2}}{2i\pi f}$$

$$= \frac{-2iV \sin(\pi f T)}{-2i\pi f}$$

$-i\alpha = e^{-i\alpha}$
 $= \cos \alpha - i \sin \alpha$
 $-i\alpha = e^{-i\alpha}$
 $= -2i \sin \alpha$

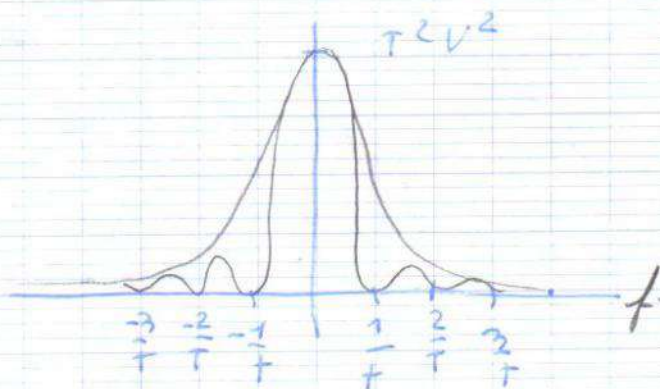
$$\frac{m \lambda}{2} \sin(\theta) = \frac{V \sin(\pi f T)}{\pi f} = T V \sin c(\pi f T)$$



ici la transformée de fourier est réel car elle est paire !!
en effet on a donc :

$$S_{gg}(f) = |b(f)|^2 = T^2 V^2 \sin^2(\pi f T)$$

on donne :



Appet. $\sin c(0) = 1$
 $\sin c(n\pi) = 0$ pour $n \in \mathbb{Z}^*$

1.2.3

moyenne des $a_n = 0$

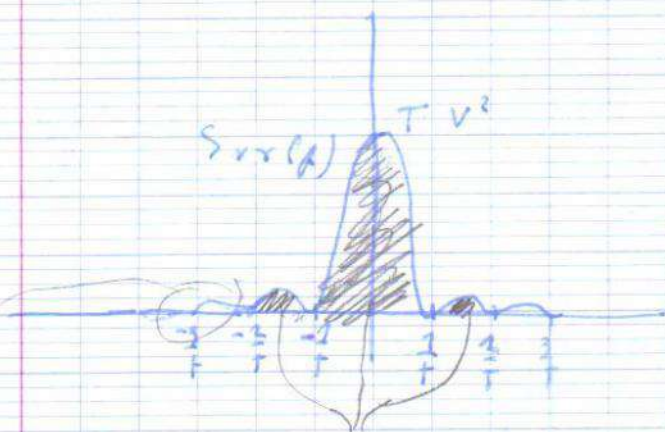
variance des a_n

* Moyenne de la variable aléatoire des a_n : $E(a_n) = 0$
donc la variance $\sigma^2 = E(a_n^2) - E(a_n)^2 = 1 - 0 = 1$
1032-1 donc E(a_n^2)=1

* Formule de Bennett : $S_{xx}(f) = S_{gg}(f) \cdot [\text{var}(a_n) / T + \frac{E^2(a_n)}{T^2} \text{Pgsm}(Tf)]$

$$S_{xx}(f) = [TV \sin(\pi fT)]^2 \times \left(\frac{1}{T} + 0 + \dots\right)$$

$$= T [V \sin(\pi fT)]^2$$



densité spectrale du signal
 Si on veut calculer la puissance

↳ on intègre la DSP entre $-\frac{1}{T}$ et $\frac{1}{T}$

1.2.4

l'opération indispensable lors du filtrage par les
 car les lobes sont infinis...

Importance du signal et de moyen nul et on passe par 0.

l'échelle est $\frac{1}{T}$

Si $\rightarrow$ débit $\rightarrow$ largeur de bande du signal
 chaque cran a 2 bit.

$\rightarrow$ on $\rightarrow$ la valence du codage

$\downarrow$
 nb de bit par cran

(ici 2)
 -1 et 1

2) codage $2B1q - NR 2^7$

ici on a aussi le lit a doublet de lit (et un des
0 ou 1 carré
avant)

donc le R_A a 4 valeurs différentes

ici on a donc $\frac{1}{2}$ qui peut prendre 00
01
10
11.

On a donc :

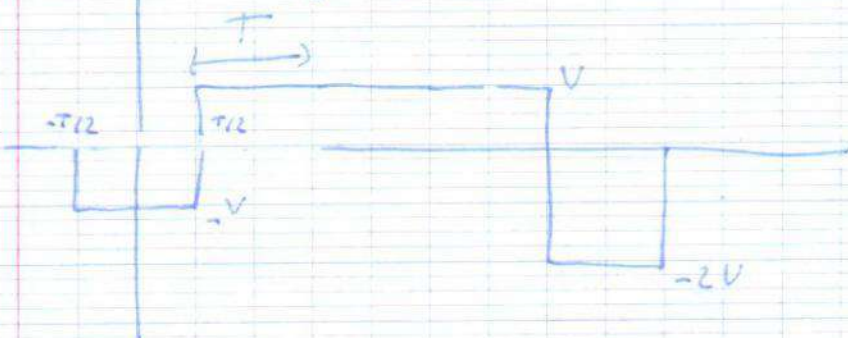
d 2 h	d 2 h + 1	b _n
0	0	-2
0	1	-1
1	0	1
1	1	2

on a mis ça pour simplifier

b_k	0	1	2	3	4
dah dah	0	1	0	1	0
b_k	-1	1	1	1	-2

debit: $\frac{2}{T}$ car as
a double le diff

$$X_c(t) = \sum_k h_k z_k (t - kT)$$



2.2

il nous faut l'espérance de l'écart au Moyen

$$E(h_n) = 0$$

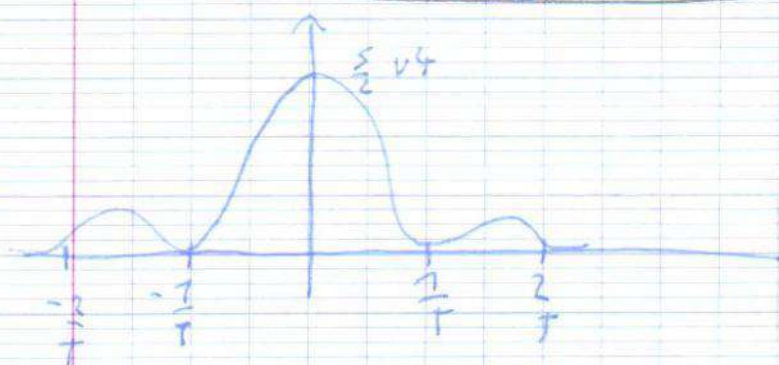
$$\text{Variance: } \sigma^2 = E(h_n^2) - E(h_n)^2$$

$$= \text{Probabilité}(h_n^2 = 4) \times 4 + \text{Probabilité}(h_n^2 = 1) \times 1 - E(h_n)^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 4 + \frac{1}{2} \times 1 - 0$$

$$= \frac{5}{2}$$

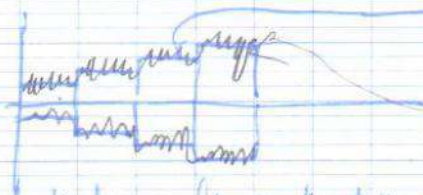
d'où $S_{rx}(f) = \frac{5}{2} N^2 T_{min}^2 c(\pi f T)$



Pour la même occupation spectrale $\rightarrow$ on a double le débit

Si $\rightarrow$ le nombre de niveaux possible, par exemple si on met la balance à 3 $\rightarrow$ 8 niveaux différents,

quand on $\rightarrow$ le débit on diminue : cette différence.

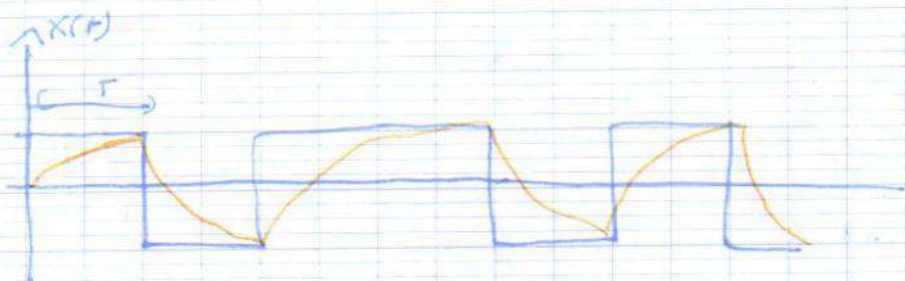


et donc à la réception $\rightarrow$ bruit d'onde utile

donc $\rightarrow$ la valeur, plus on est sensible au bruit
 pour un canal donné on va avoir un compromis à
 trouver entre le débit et la bande et le nb d'erreurs
 $\rightarrow$ débit $\rightarrow$ erreurs

3) Filtrage et restitution

$$x(t) \rightarrow \boxed{D(h)} \rightarrow r(t)$$



$T \gg RC \rightarrow$ la période du créneau est très grande
 devant la constante de temps

$$D = \frac{1}{T}$$

$$\frac{1}{RC} = f_c \text{ fréquence de coupure}$$

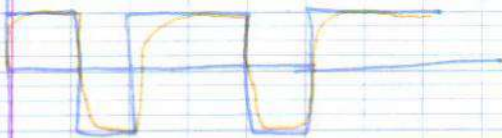
$T \approx RC$ donc le débit $\approx f_c$

$T \gg RC$ implique $D \ll f_c$



c'est bien car il n'y a pas
 de perte.

ici $D \ll \tau_c$
 $\tau \gg \tau_{RL}$

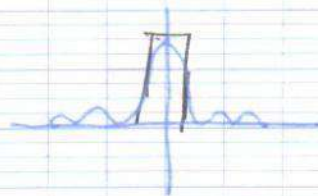
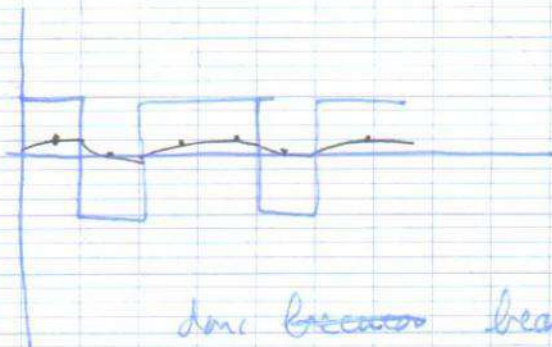


quand $R(t)$ est très grand
 > de perdre porte
 > pas de l'ide transmission

pour retrouver la q_d : on échantillonne

ici $\tau \ll \tau_{RL}$
 $D \gg \tau_c$

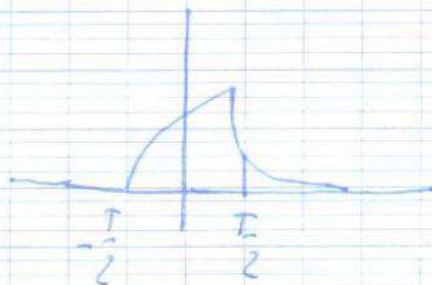
ce cas défavorable:



donc beaucoup de pertes et donc
 impossible de récupérer toute la
 donnée

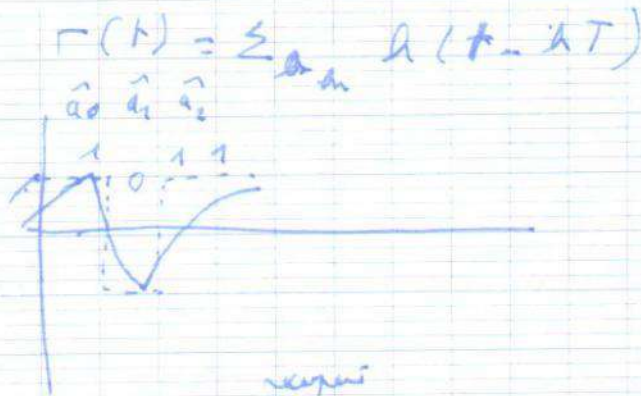
$$x(t) = \sum a_k \phi(t - kT)$$

$$r(t) = \sum a_k h(t - kT)$$



-D 1 8

il y a interférence entre les symboles



reçoit

Pour recevoir $\hat{a}_l = r(lT)$

$$r(lT) = \sum_n a_n h((l-n)T)$$

$$= a_l h(0) + \underbrace{\sum_{n \neq l} a_n h((l-n)T)}_{\text{interférence des autres } a.}$$

Rappel de la recense précédente:

signal qui continue
à l'infini

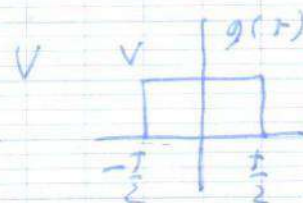
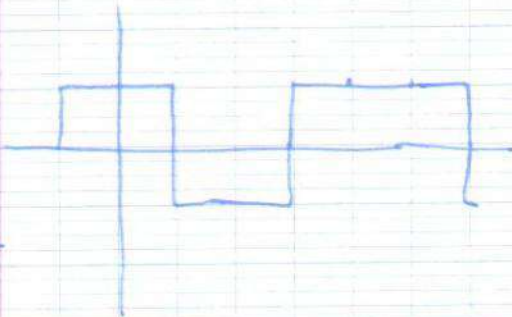
à l'instant lT ,
on a les l autres
symboles
précédents
grâce au
filtre passe-
bas

$$x(t) = \sum_n a_n g(t - nT)$$

$$x(lT) = \sum_n a_n g((l-n)T) = a_l V$$

$$g((l-n)T) = V \text{ si } l-n=0$$

0 sinon



+ est de fait
plus $h(hT)$ que
monnaie.

$$\Gamma(lT) = \sum_n a_n h((l-n)T)$$

$$= a_l h(0) = \sum_{n \neq l} a_n h((l-n)T)$$

$$h((1-n)T) = 0 \text{ si } l-n < 0 \quad \text{Indépendance intersymboles}$$

$$r(lT) = a_l h(0) + \sum_{n < l} a_n h((l-n)T)$$

$$= a_l h(0) + \sum_{n < l} a_n h(nT)$$

symboles précédant a_l

Ron superi
a l -> on échantillonne
le signal.

* Si $RC \gg T$

$$h(nT) \approx h(0)$$

$$r(lT) = (a_l + \sum_{n \neq l} a_n) h(0)$$

* Si $RC \ll T$

$$h(t) \cdot$$



on aura jamais

idéal -> avec
grande bande
passante pour
avoir des canaux
séparés

$$h(nT) = 0 \text{ si } n \geq 1$$

$$r(lT) = a_l h(0)$$

* Si la bande passante du canal est grande

$$h(t) = 0 \text{ pour } t \geq T$$

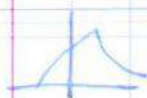


=> Pas d'interférence!

Si la bande est limitée, il y a une dégradation de la séparation des canaux

$$h(t) = 0 \text{ si } t = lT \text{ et } l \neq 1$$

on aura une interférence

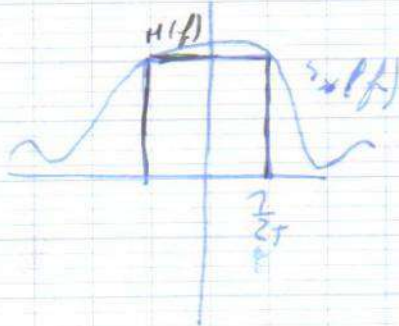


TD n° 2

(5)

ici théor^g d'échantillonnage, on ne peut pas faire mieux

donc une fonction qui satisfait ça : $h(t) = \sin c\left(\frac{\pi t}{T}\right)$



donc avec un filtre qui ne récupère que le premier lobe, on aura pas d'interférences entre symboles

ici on est en bande de base (contient un 0)