

Densité spectrale de puissance, relation de Bennett

J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.

Page d'accueil du site Internet :

[page d'accueil](#)

d'autres pdf, sur différents sujets :

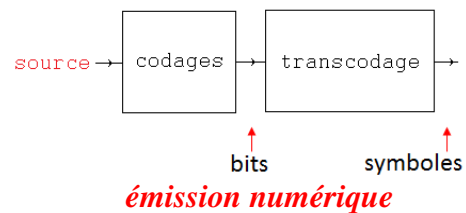
[liste des PDF](#)

Dans une communication numérique, on ne transmet pas directement des bits, mais des symboles. On construit les symboles à partir de bits. Le flot de symboles dispose d'un spectre qui doit être compatible avec le canal de transmission, après modulation. Les symboles forment un code. Ce document montre l'aspect temporel et fréquentiel de 2 codes usuels : NRZ(L) et RZ. L'aspect électronique n'est pas traité ici, mais l'aspect mathématique.

Introduction

Le signal binaire issu d'une **source** est une série de 0 et de 1 aléatoire et équiprobable. Généralement, il subit une phase de codage (codage source, codage canal).

Puis est placé un transcodage qui réalise une relation entre le code de départ (suite de **bits**) et le code d'arrivée (suite de **symboles**).



Ce sont ces symboles qui seront ensuite modulés, transposés, pour être injectés dans le canal de transmission. Les bits sont des éléments binaires, les symboles des grandeurs analogiques.

La densité spectrale de puissance de ce flot de symboles est déterminée par **la formule de Bennett**. Parmi ses différentes écritures, celle donnée par Francis Biquard, publié dans le GESI n°48, est, de loin, la plus explicite :

Un signal, constitué par une suite aléatoire de M symboles indépendants, $g_0(t), g_1(t), g_2(t), \dots, g_i(t), \dots, g_{M-1}(t)$ qui se produisent toutes les durées T, a une densité spectrale donnée par :

$$S_{xx}(f) = \underbrace{\frac{1}{T} \left(\sum_{i=0}^{M-1} p_i |G_i(f)|^2 - \left| \sum_{i=0}^{M-1} p_i G_i(f) \right|^2 \right)}_{\text{spectre continu}} + \underbrace{\frac{1}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=0}^{M-1} p_i G_i(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})}_{\text{spectre de raies}}$$

p_i est la probabilité de présence du symbole i

$G_i(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction $g_i(t)$

$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{k}{T})$ est le peigne de Dirac, sur un axe des fréquences : une raie tous les k/T .

L'unité de densité spectrale de puissance est le W/Hz. Mais usuellement, en électronique, on la donne en V^2/Hz : cela sous-entend un débit sur une résistance de 1 Ohm.

Nous allons montrer, sur certains codes connus en communication numérique :

- par la théorie, la DSP,
- et par la simulation, le spectre en tension.

1) Code NRZ(L)

1.a) Théorie

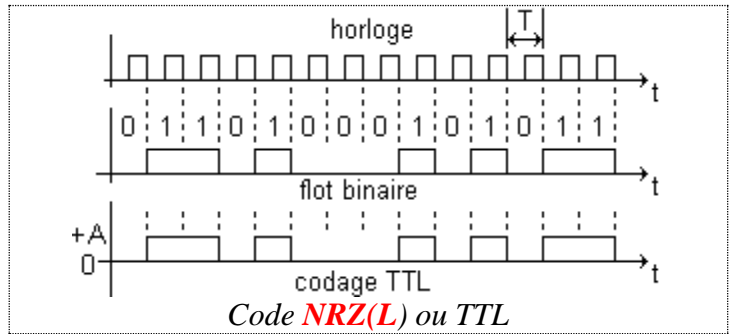
Le transcodeur réalise la correspondance :

« 0 » → 0 ;

« 1 » → A.

Pour des raisons historiques, ce code est aussi appelé code TTL (0, + 5 V).

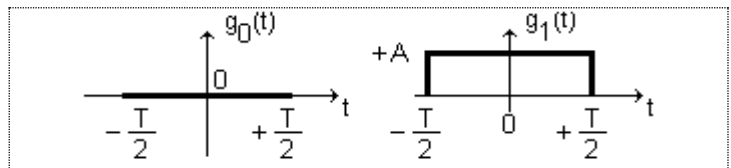
NRZ signifie « non retour à zéro ».



Calculons sa D.SP. :

$g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, valant 0

$g_1(t)$: signal représentant le 1 logique, valant A.



Il vient : $G_0(f) = 0$

et : $G_1(f) = AT \frac{\sin u}{u}$, avec $u = \pi f T$

D'où, avec $p_0 = 0,5$ et $p_1 = 0,5$, la formule de Bennett devient :

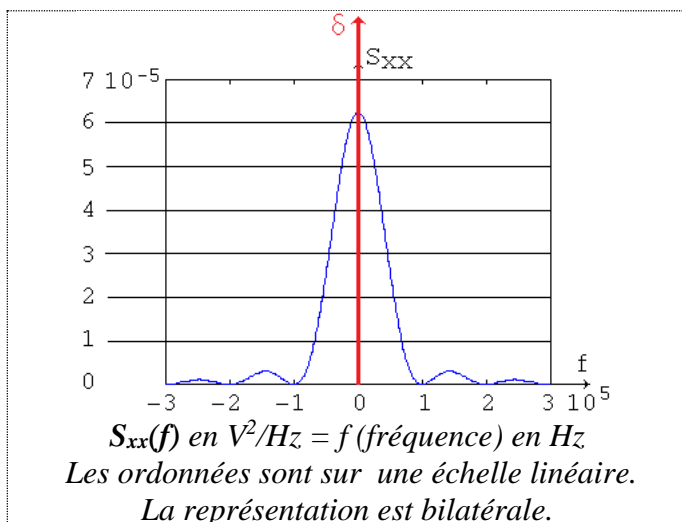
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} |G_0(f)|^2 + \frac{1}{2} |G_1(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

En simplifiant, et en exploitant que $G_1(f)$ passe par 0 pour tout k entier non nul (zéros de $\frac{\sin u}{u}$), cc qui retire toutes les dents du peigne de Dirac, **sauf celle en $f = 0$** , il vient :

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{4T} |G_1(f)|^2 + \frac{1}{T^2} \left| \frac{AT}{2} \right|^2 \delta(f) = \frac{1}{4T} \left(AT \frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{1}{T^2} \left| \frac{AT}{2} \right|^2 \delta(f)$$

D'où: $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f)$ avec $u = \pi f T$

Application numérique : choisissons $A = 5 \text{ V}$ et $T = 10 \mu\text{s}$ (soit une fréquence de 100 kHz).



Il y a donc un **spectre continu**, + une **raie** à la fréquence 0.

Si on ne s'intéresse qu'au premier lobe, ou au premier passage à zéro de la fonction $\frac{\sin u}{u}$,

l'occupation spectrale est de $\pm \frac{1}{T}$, en représentation bilatérale du spectre, (avec T la durée d'un symbole).

1.b) Interprétation

- Lobe principal, Bande passante :

En négligeant les lobes secondaires, la bande passante physique est donc de 100 kHz, fréquence de cadencement d'apparition des symboles.

Le lobe principal a son maximum en $f = 0$, et vaut alors $A^2T / 4$.

Avec $A = 5 \text{ V}$ et $T = 10 \text{ } \mu\text{s}$, cela donne $6,25 \cdot 10^{-5} \text{ V}^2/\text{Hz}$.

- Raie 0 Hz :

L'existence de cette dernière était prévisible car le signal a une valeur moyenne non nulle.

La valeur moyenne est de 2,5 V. Ce qui représente, sur 1 Ω de charge, une puissance dissipée de $2,5^2/1 = 6,25 \text{ W}$ par loi de Joule.

On retrouve cette valeur par le calcul : la surface du Dirac en $f = 0$ est $A^2/4 = 25/4 = 6,25 \text{ W}$.

- Répartition des puissances :

Peut-on comparer les « poids » relatifs entre l'impulsion de Dirac et le spectre continu ?

Si la suite de 0 et 1 était parfaitement périodique, nous pourrions appliquer, la définition :

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt, \text{ avec } u(t) : \text{ soit } A, \text{ soit } 0. \quad \text{Dans ce cas, on trouve } U_{\text{eff}} = A/\sqrt{2}.$$

Or, le signal NRZ(L) est formé de 0 et 1 équiprobables. A long terme, on peut écrire $U_{\text{eff}} = A/\sqrt{2}$.

Par la relation :
$$U_{\text{eff}}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{xx}}(f) df,$$

il vient :
$$\frac{A^2}{2} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f) \right] df \quad \text{que l'on développe : } \frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df + \frac{A^2}{4} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(f) df$$

Or $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(f) df = 1$. On a alors :
$$\frac{A^2}{2} = \frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df + \frac{A^2}{4}.$$

En conséquence,
$$\frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df = \frac{A^2}{4}.$$

Les 2 termes sont égaux : autant d'énergie dans les lobes que dans la raie à 0 Hz.

Vérifions, en calculant l'intégrale :
$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 df.$$

Posons $x = \pi f T$, d'où $dx = \pi T df$. Quand f parcourt 0 à ∞ , x parcourt 0 à ∞ .

Il vient :
$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \frac{dx}{\pi T} = \frac{2}{\pi T} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx, \text{ par parité.}$$

Or :
$$\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx = \frac{\pi}{2}$$

Il en résulte :
$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 df = \frac{2}{\pi T} \frac{\pi}{2} = 1/T.$$

On retrouve donc bien la répartition des énergies :
$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{A^2}{4} + \frac{A^2}{4}.$$

La surface inscrite sous S_{xx} vaut donc $U_{\text{eff}}^2 = \frac{A^2}{4}$, soit, pour $A = 5 \text{ V}$, $= 25/4 = 6,25 \text{ V}^2$.

Remarque : on peut exploiter Matlab pour vérifier cette surface :

```
% fichier dsp_NRZ_L.m
A = 5 ; % amplitude
T = 1e-5 ; % f = 100 kHz
f = (-3e5 : 1e3 : 3e5) ; % balayage bilatéral
u = pi*f*T ;
Sxx=(A*A*T/4)*[ ((sin(u))./u).^2 ] ;
%tracé de la courbe Sxx = f (fréquence)
figure(1) ;
plot(f,Sxx) ;
title('DSP de NRZ(L)')
xlabel('fréquence')
```

```
%calcul d'une demi-surface
f = (1 : 1e3 : 3e6) ;
u = pi*f*T ;
Sxx=(A*A*T/4)*[ ((sin(u))./u).^2 ] ;
Aire=trapz(f,Sxx)
```

Aire =
3.1144

- Les premières lignes donnent le tracé de S_{xx} , donné en page 2. Remarquons que la valeur en $f = 0$ ne peut pas être calculée, mais la succession de points (espacés ici de 1 kHz) donne une impression de fonction continue lors du passage des fréquences négatives à positives.

- Les dernières lignes exploitent la fonction « trapz » qui détermine une *approximation* de la surface.

Pour éviter un message d'erreur en $f = 0$, l'intégration se fait de 1 Hz à 3 MHz.

La surface est donc de moitié (fréquences positives uniquement) et bornée à 3 MHz.

Dans ces conditions, l'aire calculée est de $3,1144 \text{ V}^2$.

En tenant compte des fréquences négatives et des lobes au-delà de 3 MHz, on retrouve $6,25 \text{ V}^2$.

Remarquons qu'en limitant le calcul de la surface jusqu'à 100 kHz, trapz retourne la valeur 2,8213, ce qui signifie que le lobe principal a une énergie de $5,6426 \text{ V}^2$: l'énergie contenue dans ce lobe est 90 % de l'énergie du spectre continu. C'est donc cohérent de donner cette largeur pour la bande utile.

En conclusion, il y a 12,5 W au total :
6,25 W dans les lobes (le spectre continu),
6,25 W dans la raie 0 (le spectre de raie).

1.c) Simulation Pspice

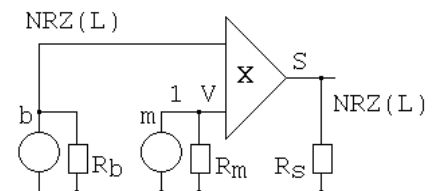
L'annexe en page 9 explique comment générer le code NRL(L) de niveau 0 et 1 avec Excel.

Le circuit est fait par 2 sources et un multiplieur :

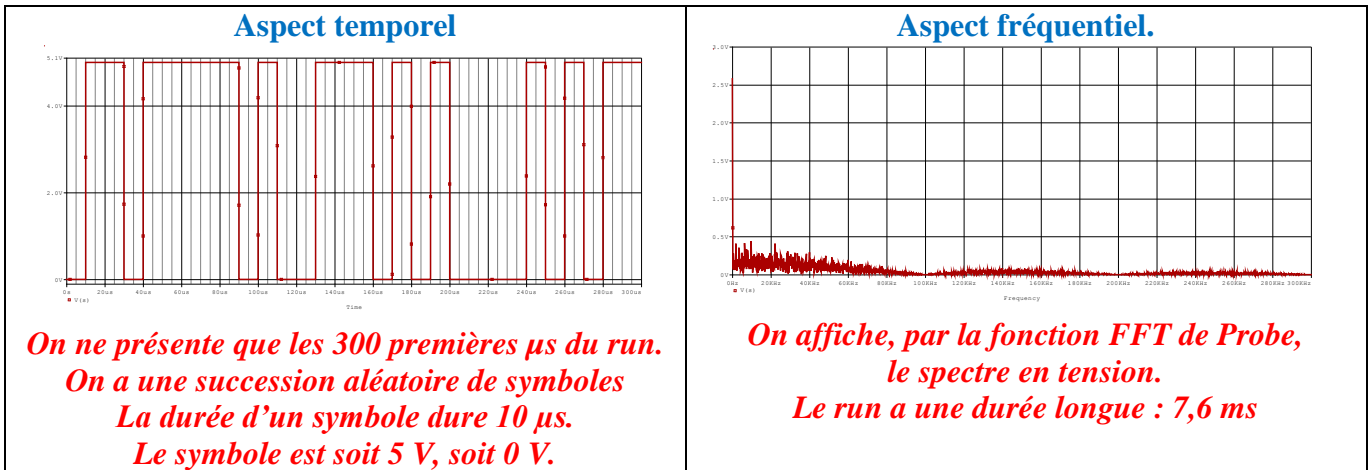
- une source qui délivre des niveaux haut (1 V) et bas (0 V), aléatoirement, cadencé à 100 kHz,
- une source qui délivre un motif, formé ici d'un niveau haut constant,
- le multiplieur fait le produit des 2 sources et affecte un coefficient 5. De ce fait, sa sortie est le code NRZ(L) de niveau 0 V et 5 V.
- Les sources sont shuntées par des résistances arbitraires de 1Ω .

```
signaux
* fichier signaux.cir
Vbruit b 0 PWL ( FILE=NRZL.txt )
Rb b 0 1
Vmotif m 0 DC=1 ;
*Vmotif m 0 PULSE (0 1 10n 1n 1n 5u 10u)
Rm m 0 1
Emul S 0 Poly(2) (1,0) (m,0) 0 0 0 0 5
Rs S 0 1
.TRAN 20n 7.6m 0u 20n
.probe
.end
```

netliste, prête à simuler



montage pour générer le code NRZ(L)



Interprétation :

Pspice, ou Probe, ne nous permet pas d'afficher $S_{xx}(f)$. On se bornera à montrer le spectre en **tension**. On reconnaît des lobes, dont les zéros sont placés à 100 kHz, 200 kHz, etc. On voit très nettement une raie à la fréquence 0, proche de 2,5 V (l'erreur est à imputer à la FFT). Rappelons que la FFT délivre une suite de points issus d'un calcul. Chaque point est reporté sur l'axe des fréquences. Cela explique le spectre discrétisé et d'apparence bruité.

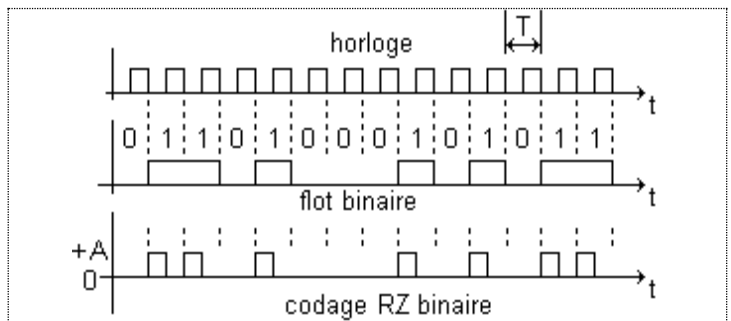
2) code RZ binaire

2.a) Théorie

Le transcodeur réalise la correspondance :

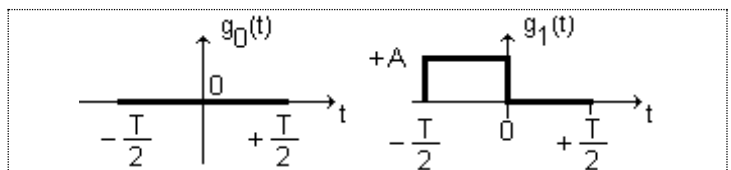
- « 0 » → 0 ;
- « 1 » → A sur une demi-largeur de T.

RZ signifie « retour à zéro » : le niveau haut revient à zéro après T/2.



Calculons sa D.S.P. :

$g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, valant 0
 $g_1(t)$: signal représentant le 1 logique.



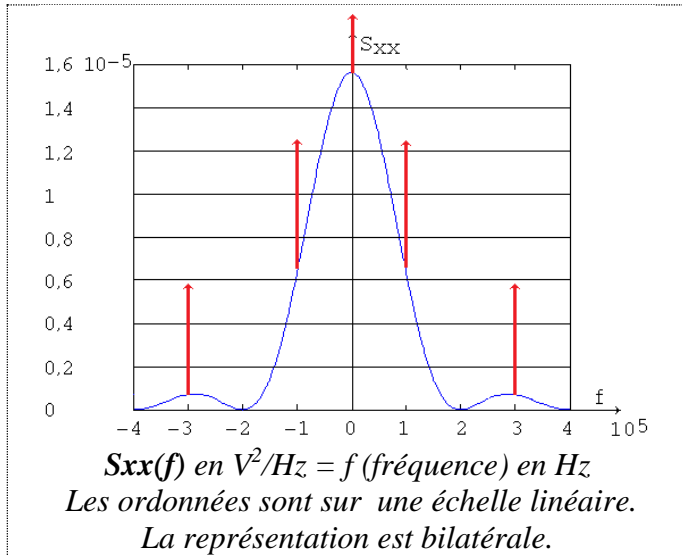
On a : $G_1(f) = AT \frac{\sin v}{v}$, avec $v = \pi f \frac{T}{2}$

D'où, avec $p_0 = 0,5$ et $p_1 = 0,5$, en simplifiant, et en exploitant que $G_1(f)$ passe par son maximum en $f = 0$, et par 0 pour tout k entier pair (zéros de $\frac{\sin v}{v}$), cc qui retire une dent sur deux du peigne de Dirac, il vient :

$$S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{16} \left| \frac{\sin v}{v} \right|^2 + \frac{A^2}{16} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \frac{\sin v}{v} \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T}) \quad \text{avec } v = \pi f \frac{T}{2}$$

spectre continu + spectre de raies

Application numérique : choisissons $A = 5 \text{ V}$ et $T = 10 \mu\text{s}$ (soit une fréquence de 100 kHz).



- un spectre **continu**, dont les zéros sont aux multiples de $2/T$, c'est-à-dire 200 kHz, 400 kHz...
 C'est normal de trouver des lobes deux fois plus large que ceux du code NRZ(L) car les impulsions sont 2 fois plus fines.

- et un spectre de **raies** :
 à la fréquence nulle (il existe une valeur moyenne) et aux multiples impairs de la fréquence symbole, c'est-à-dire 100 kHz, 300 kHz, 500 kHz etc.

(les raies représentées sur ce graphe ont été ajoutées à la main et ne sont pas à l'échelle).

2.b) Interprétation

- Lobe principal, Bande passante :

En négligeant les lobes secondaires, la bande passante physique est donc de 200 kHz. Le lobe principal a son maximum en $f = 0$, et vaut alors $A^2T / 16$.

Avec $A = 5 \text{ V}$ et $T = 10 \mu\text{s}$, cela donne $1,5625 \cdot 10^{-5} \text{ V}^2/Hz$.

- Raie 0 Hz :

L'existence de cette dernière était prévisible car le signal a une valeur moyenne non nulle.

La valeur moyenne est de 1,25 V. Ce qui représente, sur 1 Ω de charge, une puissance dissipée de $1,25^2/1 = 1,5625 \text{ W}$ par loi de Joule.

On retrouve cette valeur par le calcul : la surface du Dirac en $f = 0$ est $A^2/16 = 25/16 = 1,5625 \text{ W}$.

- Autres raies :

Chaque raie du peigne de Dirac est pondérée par un coefficient dont la valeur est $\left| \frac{\sin v}{v} \right|^2$ où $v = \pi f \frac{T}{2}$

Pour $f = 100 \text{ kHz}$, l'énergie de la raie vaut $\frac{A^2}{16} \left| \frac{\sin \pi/2}{\pi/2} \right|^2 = 0,633 \text{ W}$, celle en 300 kHz vaut 70 mW.

- Répartition des puissances :

Reprenons la relation :
$$U_{\text{eff}}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(f) df$$

Par rapport au code NRZ(L), la valeur moyenne est divisée par 2, la valeur efficace est divisée par $\sqrt{2}$.
 Donc U_{eff}^2 est divisé par 2. Il vient : $U_{\text{eff}}^2 = 3,125 \text{ V}^2$.

Vérifions par quelques lignes de script Matlab :

| | |
|--|---|
| <pre> % fichier dsp_RZ.m A = 5 ; % amplitude T = 1e-5 ; % f = 100 kHz f = (-4e5 : 1e3 : 4e5) ; % balayage bilatéral v = pi*f*T/2 ; Sxx=(A*A*T/16)*[((sin(v))./v).^2] ; %tracé de la courbe Sxx = f (fréquence) figure(1) ; plot(f,Sxx) ; title('DSP de RZ') xlabel('fréquence') </pre> | <pre> %calcul d'une demi-surface f = (1 : 1e3 : 3e6) ; v = pi*f*T ; Sxx=(A*A*T/16)*[((sin(v))./v).^2] ; Aire=trapz(f,Sxx) </pre> <div style="border: 1px solid red; padding: 10px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> <p style="text-align: center;">Aire = 0.7786</p> </div> |
|--|---|

En tenant compte des fréquences négatives, le spectre continu transporte $0,7786 \times 2 = 1,56 \text{ V}^2$. Comme le total est de $3,125 \text{ V}^2$, on retrouve que le spectre de raies totalise autant que le spectre continu. On peut également mesurer le premier lobe, en modifiant la borne de la fonction trapz : $2 \times 0,7421 = 1,4842$, soit 95% de la totalité des lobes.

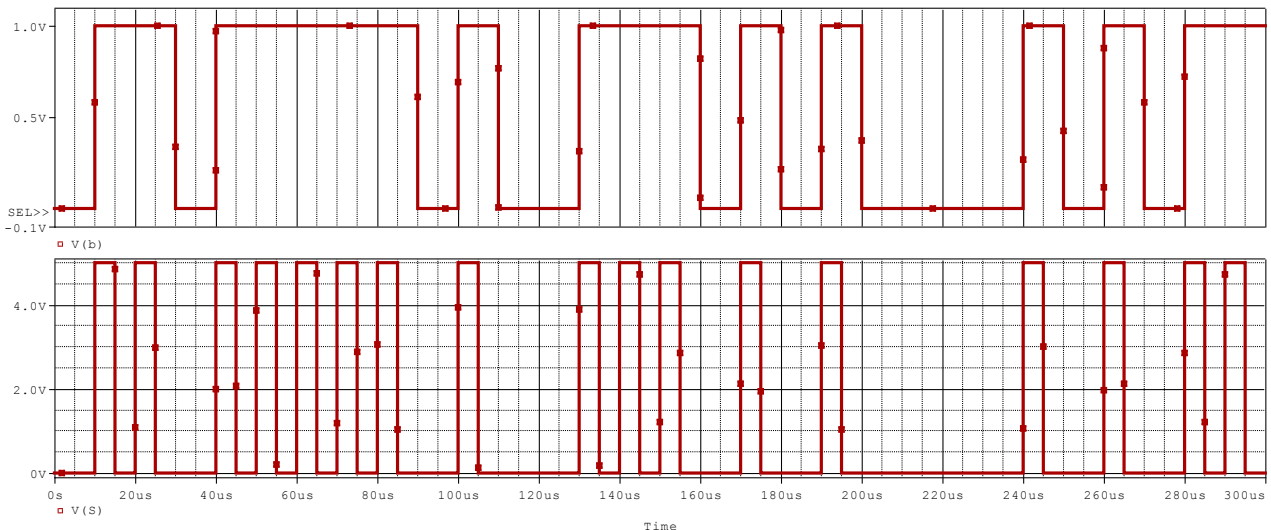
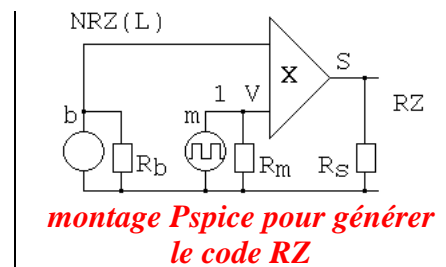
En conclusion, il y a 3,125 W au total :
 1,5625 W dans les lobes (le spectre continu),
 1,5625 W dans le spectre de raies.

2.c) Simulation

On modifie la netliste précédente afin de valider la source pulse :

```

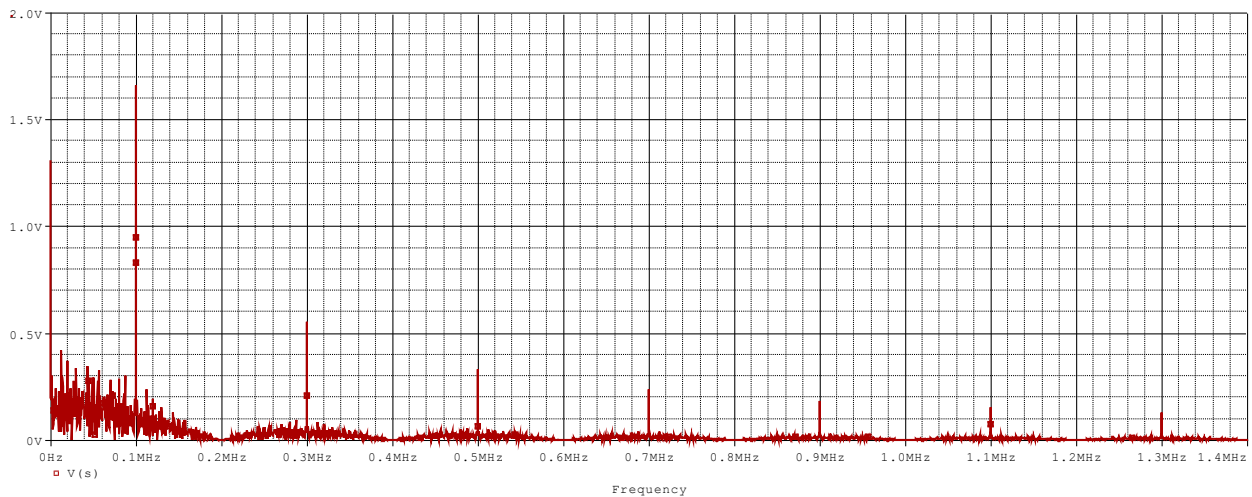
*Vmotif m 0 DC=1 ;
Vmotif m 0 PULSE (0 1 10n 1n 1n 5u 10u)
                
```



Trace supérieure : code NRZ(L), et trace inférieure : code RZ

On retrouve : $\ll 0 \gg \rightarrow 0$; $\ll 1 \gg \rightarrow A$ sur une demi largeur de T, donc ici $5 \mu\text{s}$.

Le spectre en tension, par une FFT (sur un long run : 7,6 ms) montre bien un spectre continu, et un spectre de raies :



Spectre en tension du code RZ (fréquences positives uniquement)

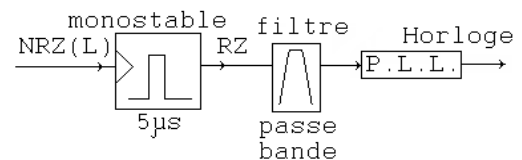
Raie 0 Hz : 1,29 V ce qui est bien la valeur moyenne, aux arrondis près dûs à la FFT
 Raies à 100 kHz, 300 kHz, 500 kHz : respectivement 1,6418 V ; 0,547 V ; 0,328 V.
 C'est manifeste que la raie à 100 kHz domine.

L'intérêt d'une raie à la fréquence d'horloge.

Dans une transmission numérique, seule la suite de symboles (après une modulation et/ou un décalage du spectre) est transmise. On ne transmet pas l'horloge binaire. Or, cette dernière est indispensable pour cadencer le flot de bits destiné à l'utilisateur. Il faut donc, au sein du récepteur, un procédé permettant de reconstruire l'horloge binaire.

Supposons le cas d'un flot transmis par le code NRZ(L). Le spectre ne présente pas de raie à la fréquence bit. L'électronique du récepteur a reformé les signaux 0 et 1. Ces états logiques sont aiguillés vers des bascules, au rythme d'une horloge. Il est impératif que le récepteur soit équipé d'un générateur d'horloge, synchronisé avec celle de l'émetteur.

Une solution est de disposer d'un monostable. Pour illustrer cela, supposons la transmission NRZ(L) cadencée à 100 kHz, vue précédemment. A chaque front montant, un monostable délivre une impulsion paramétrée à 5 μ s. Par ce fait, en sortie de ce monostable, on dispose d'un code RZ. Un filtre passe bande permet d'isoler la raie à 100 kHz.



Pour retrouver une horloge 100 kHz dans le récepteur

Une PLL, dont le centre de la plage de maintien est 100 kHz se verrouille dessus. Si la fréquence bit de l'émetteur vient à se décaler, la raie 100 kHz se décalera également. Dans la mesure où cette variation reste raisonnable (quelques %), elle restera dans la bande passante du filtre, et dans la plage de maintien de la PLL. Le cas le plus critique serait une très longue suite de 0 (ou de 1) où il n'y aurait plus de transitions, et donc plus d'impulsions délivrées par le monostable : la PLL se calerait sur sa fréquence libre, et on perdrait le synchronisme des horloges émettrice et réceptrice.

Conclusion

Il existe d'autres codes, certains à plusieurs niveaux (pour disposer de plusieurs bits par symbole). Ce document s'est limité à illustrer cette notion importante qu'est la densité spectrale de puissance au travers la théorie et la simulation sur 2 codes simples.

Annexe : comment générer le code NRL(L) avec Excel

Un procédé simple est de passer par une source PWL, définie par couples de points, (temps, valeur).

1) En passant par un tableur de type Excel, on crée un tableau de 2 colonnes, mais structuré en zones :

La première colonne formée d'incrément réguliers, (ici 0,1 μ s)

La deuxième formée de valeurs quelconques, en exploitant la fonction :

=ARRONDI(ALEA());0) pour la première case (donc au temps = 0 μ s)
=case précédente pour les 99 autres.

Cette étape permet de générer 100 valeurs identiques : soit 0, soit 1.

Un état logique dure donc 10 μ s.

Le choix de 100 valeurs est justifié pour que la transition entre 2 états ne dure que 0,1 μ s, ce qui est très faible devant la durée d'un état (10 μ s).

On recommence, par copier coller la zone suivante :

=ARRONDI(ALEA());0) pour la première case (donc au temps = 10 μ s)
=case précédente pour les 99 autres.

Un nouvel état logique est créé pour 10 μ s.

Par copier coller de 2, 4, 8, 16, 32 etc. zones, on peut rapidement construire un tableau de très longue capacité.

Dans cet article, 76800 cases environ pour avoir un tableau qui génère un code NRZ(L) durant 7,68 ms

2) Puis on sélectionne toutes les cases de ce tableau, et on les place dans l'éditeur « bloc note ».

On remplace les virgules en points (raccourci clavier CTRL H).

Le fichier est alors enregistré, en mode texte, sans aucun autre caractère : NRZL.txt

3) Dans la netlist, la commande (FILE=NRZL.txt) remplace le contenu du fichier dans la netlist, à l'endroit où elle est placée.

Les fichiers .xlsx et .txt sont disponibles sous la page d'accueil de cet article :

<http://serge.dusausay.free.fr/ss/BENNETT/index.html>

articles 1 à 43 : sur le livre

Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site

| n° | titre | lien présentation | lien direct article |
|----|--|------------------------------|------------------------------|
| | Guide d'installation et d'emploi simplifié | présentation | document PDF |
| 44 | Exemples basiques et des exercices... | présentation | document PDF |
| 45 | Un exemple de circuit passif | présentation | document PDF |
| 46 | Un oscillateur Colpitts | présentation | document PDF |
| 47 | Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels | présentation | document PDF |
| 48 | Un amplificateur à transistors bipolaires | présentation | document PDF |
| 49 | Une bascule D Flip Flop CMOS | présentation | document PDF |
| 50 | Une porte XOR à transistors MOS | présentation | document PDF |
| 51 | Un VCO à 12 transistors MOS | présentation | document PDF |
| 52 | Une PLL à moins de 20 transistors MOS | présentation | document PDF |
| 53 | Un oscillateur à résistance négative | présentation | document PDF |
| 54 | Une charge électronique | présentation | document PDF |
| 55 | Un amplificateur en classe C | présentation | document PDF |
| 56 | Le monostable 74 123 | présentation | document PDF |
| 57 | Un amplificateur en classe D | présentation | document PDF |
| 58 | Le transformateur en linéaire | présentation | document PDF |
| 59 | La loi d'ohm thermique | présentation | document PDF |
| 60 | Le transformateur en non linéaire | présentation | document PDF |
| 61 | Robustesse d'un oscillateur en anneau | présentation | document PDF |
| 62 | Une alimentation stabilisée | présentation | document PDF |
| 63 | Modélisation d'un haut-parleur | présentation | document PDF |
| 64 | Un synthétiseur de fréquence | présentation | document PDF |
| 65 | Un ampli audio de Sparkfun | présentation | document PDF |
| 66 | Simulation logique et analogique | présentation | document PDF |
| 67 | Un oscillateur à relaxation | présentation | document PDF |
| 68 | Lecteur de TAG RFID 125 kHz | présentation | document PDF |
| 69 | Diagramme de l'œil avec Pspice | présentation | document PDF |
| 70 | Un amplificateur hautes fréquences | présentation | document PDF |
| 71 | Une bizarrerie enfin expliquée... | présentation | document PDF |
| 72 | Comprendre le paramétrage de la FFT | présentation | document PDF |
| 73 | La relation de Bennett | présentation | document PDF |
| 74 | Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval | présentation | document PDF |
| 75 | Une horloge biphase sans recouvrement | présentation | document PDF |
| 76 | Quelques simulations sur la diode | présentation | document PDF |
| 77 | Un ampli classe A, avec transformateur de sortie | présentation | document PDF |
| 78 | Des stimuli pour PSpice | présentation | document PDF |
| 79 | Simuler le TL431 : zener ajustable | présentation | document PDF |
| 80 | Un ADC flash | présentation | document PDF |
| 81 | Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC | présentation | document PDF |
| 82 | Un amplificateur 50 MHz | présentation | document PDF |
| 83 | Un dérivateur non inverseur | présentation | document PDF |
| 84 | Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS | présentation | document PDF |
| 85 | Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré | présentation | document PDF |
| 86 | Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms | présentation | document PDF |
| 87 | Des triggers de Schmitt et des applications | présentation | document PDF |
| 88 | Un filtre gaussien analogique | présentation | document PDF |
| 89 | Un générateur de bruit rose | présentation | document PDF |

| | | | |
|--|--|------------------------------|------------------------------|
| 90 | Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale | présentation | document PDF |
| 91 | Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN | présentation | document PDF |
| 92 | L'emballement thermique d'une diode | présentation | document PDF |
| 93 | Les puissances dans un amplificateur | présentation | document PDF |
| 94 | Asservissement de puissance dans une résistance | présentation | document PDF |
| 95 | Asservissement de la puissance émise par une antenne radio | présentation | document PDF |
| 96 | Un driver de LED de puissance | présentation | document PDF |
| 97 | Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques | présentation | document PDF |
| 98 | Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice | présentation | document PDF |
| 99 | Effet de la température sur un amplificateur en classe A | présentation | document PDF |
| 100 | Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires | présentation | document PDF |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| Supplément, hors article : | | | |
| mon cours « Electronique pour les communications numériques », polycopié couleur 201 pages en pdf | | | |

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)