

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté Des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electronique

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Communication

**IMPLEMENTATION DE LA TECHNIQUE
D'IDENTIFICATION DES SYSTEMES
A LARGE BANDE PASSANTE PAR
LA METHODE D'INTER CORRELATION**

Par

Mehdi BERSALI

Devant le jury composé de :

Mr SALHI. H	Maître de Conférences, U. de Blida	Président
Mr DJEBARI. M	Maître de Conférences, U. de Blida	Examineur
Mr ATROUZ. B	Maître de Conférences, EMP Bordj El Bahri	Examineur
Mr ANOU.A	Charge de Cours, U. de Blida	Examineur
Mr BENSEBTI.M	Maître de Conférences, U. de Blida	Promoteur

Blida, juillet 2005

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à la mémoire de ma mère, récemment décédée,

A mon père...pour son courage et,

A mon épouse et mes deux petites filles...

Mehdi

REMERCIEMENTS

A mon directeur de thèse Dr Messaoud BENSEBTI pour m'avoir accepté, encadré et orienté tout au long de ce travail de recherches.

Au chef du département d'Aéronautique pour son aide en matériel scientifique de laboratoire.

A tous les membres du laboratoire SET, en particulier à ceux de l'équipe « Radio Mobile ».

Et enfin à mon père pour ses encouragements et son soutien moral.

M. BERSALI

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	1
1-ORIGINE DE LA TECHNIQUE.....	2
1.1 Introduction.....	2
1.2 Le canal Radio.....	2
1.3 Principales techniques de mesure de la réponse impulsionnelle d'un canal radio.....	8
1.4 Conclusion.....	14
2- THEORIE DE L'IDENTIFICATION DES SYSTEMES PAR INTER CORRELATION	15
2.1 Introduction.....	15
2.2 Rappels théoriques.....	15
2.3 Identification des systèmes par inter corrélation.....	25
2.4 Conclusion.....	28
3.THEORIE DES SEQUENCES BINAIRES A LONGEUR MAXIMALE	30
3.1 Introduction.....	30
3.2 Théorie des séquences binaires de longueur maximale	30
3.3 Aspect analogique d'une séquence binaire de longueur maximale.....	36
3.4 Implémentation de la technique.....	41
3.5 Conclusion.....	43
4- IMPLEMENTATION DE LA TECHNIQUE.....	44
4.1 Introduction.....	44
4.2 Schéma synoptique du montage.....	44
4.3 Considérations pratiques.....	46
4.4 Câblage des différents étages.....	47
4.5 Calibrage du système.....	53
4.6 Applications pour l'identification de filtres à large bande	56
4.7 Conclusion.....	60
CONCLUSION.....	61
REFEREENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	
Appendice A.....	

Appendice B.....

Appendice C.....

Appendice D.....

Appendice E.....

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

rms :	root mean square
blwn :	band limited white noise
ltis :	linear time-invariant system
psd:	power spectral density
FFT :	Fast Fourier Transform
XOR :	Exclusif Or
bmls :	binary maximum length sequence
lrs :	linear recursive sequence
pn :	pseudo noise
dB :	décibel
IEEE :	Institution of Electrical and Electronic Engineers
Tlis:	time linear invariant system
LOS :	Line of sight
LMDS :	Local Multipoint Distribution System
STDCC :	Swept Time Delay Cross Correlation
HF :	Haute Fréquence
PC :	Personal Computer
TTL :	Transistor Transistor Logic

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1	Schématisation d'une propagation multi trajets.	3
Figure 1.2	Réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets.	4
Figure 1.3	Schématisation de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile.	5
Figure 1.4	Exemple de profile de retard de puissance ; mise en évidence de l'intervalle de retard.	7
Figure 1.5	Exemple de profile de retard de puissance ; mise en évidence de la fenêtre de retard.	7
Figure 1.6	Schéma de base de la mesure de $h(t)$.	8
Figure 1.7	Synoptique de la technique de sondage du canal par impulsion directe.	8
Figure 1.8	Spectre du signal émis dans le cas du sondage du canal radio par la technique directe. $F_c=900$ MHz et $\tau_{bb}=50$ ns.	9
Figure 1.9	Synoptique du principe de sondage du canal radio par analyseur de réseaux	10
Figure 1.10	a) Synoptique de la technique de sondage par corrélateur à glissement. Etage d'émission.	11
Figure 1.10	b) Synoptique de la technique de sondage par corrélateur à glissement. Etage de réception.	13
Figure 2.1	Densité spectrale d'un bruit blanc. Auto corrélation du bruit blanc.	22
Figure 2.2	Synoptique d'un système.	23
Figure 2.3	Schéma de principe de la méthode d'identification des systèmes par inter corrélation.	27
Figure 2.4	Bruit pseudo blanc à l'intérieur d'une bande de fréquences.	28
Figure 2.5	Fonction d'auto corrélation d'un bruit pseudo blanc.	29
Figure 3.1	Schéma de principe d'un générateur de bmls	31
Figure 3.2	Générateur de bmls à trois étages.	32
Figure 3.3	Tableau des différents digits d'une bmls à trois étages.	32
Figure 3.4	Schéma général d'un générateur de bmls à n étages.	33

Figure 3.5	Forme analogique d'une bmls de longueur 7.	36
Figure 3.6	Fonction d'auto corrélation de longueur 7.	38
Figure 3.7	Représentation de la fonction triangle.	38
Figure 3.8	Spectre d'une bmls de longueur 7.	40
Figure 3.9	Spectre d'une bmls de longueur 7 à l'échelle logarithmique.	40
Figure 3.10	Forme des différents signaux relatifs à une bmls de longueur 15.	41
Figure 3.11	Synoptique de la technique d'identification par inter corrélation.	42
Figure 3.12	Formes spectrales à la sortie du mixer.	43
Figure 4.1	Schéma synoptique du montage.	45
Figure 4.2	Schéma descriptif du montage	48
Figure 4.3	Forme des signaux horloges de fréquences 79.99 MHz et 80 MHz	49
Figure 4.4	Forme temporelle de la séquence PN1 : $N=127$ et $f = 79.99$ MHz	49
Figure 4.5	Comparaison des signaux PN1 mesuré et simulé: $N=127$, $f = 79.99$ MHz	49
Figure 4.6	Spectre d'une séquence PN1 : $N=127$, $f = 79.99$ MHz	50
Figure 4.7	Forme temporelle de la séquence PN2 : $N = 127$ et $f = 80.00$ MHz.	51
Figure 4.8	Comparaison des signaux PN2 mesuré et simulé: $N=127$, $f = 80.00$ MHz	51
Figure 4.9	Spectre d'une séquence PN2 : $N=127$, $f = 80.00$ MHz.	51
Figure 4.10	Schéma du Mixer.	52
Figure 4.11	Caractéristique de transfert du filtre de Bessel d'ordre 8	52
Figure 4.12	Signal auto corrélation des séquences PN1 et PN2.	53
Figure 4.13	Schéma électrique du filtre passe bande à identifier	54
Figure 4.14	Réponse impulsionnelle du filtre passe bande mesurée par inter corrélation	55
Figure 4.15	Réponse d'un filtre passe bande mesurée par le vobulateur	56
Figure 4.16	Dilatation fréquentielle de la mesure par inter corrélation	57
Figure 4.17	Comparaison des deux réponses impulsionnelles	57
Figure 4.18	Schéma électrique du filtre passe bas à identifier	58
Figure 4.19	Réponse impulsionnelle du filtre passe bas mesurée par inter corrélation	58
figure 4.20	Réponse d'un filtre passe bas mesurée par le vobulateur	59
figure 4.21	Comparaison des deux réponses d'un filtre passe bas	59

INTRODUCTION

L'objectif visé par ce travail est l'implémentation d'une technique d'identification des systèmes à large bande passante. Identifier un système veut dire estimer sa réponse impulsionnelle, cette dernière riche en informations nous permet moyennant les transformations de Fourier de connaître l'atténuation, le déphasage et le retard que peut procurer ledit système aux signaux qui lui sont injectés. Cependant lorsqu'on parle de circuits à large bande on sous entend des signaux oscillants à une échelle de temps très réduite. L'acquisition et le traitement de tels signaux, en particulier les réponses impulsionnelles, reste très difficile avec les appareils de mesure ordinaires (destinés aux applications basses fréquences).

Une technique à été développée dans ce sens, communément appelée technique d'identification des systèmes par inter corrélation (en termes anglo-saxons : *sliding correlator technique* ou encore *swept time delay cross correlation technique*) permet de résoudre ce problème d'acquisition grâce, en particulier, à la corrélation de deux séquence pseudo aléatoires (pn). C'est particulièrement pour cette technique d'identification que nous avons opté et que nous allons développer, implémenter et tester tout au long de ce mémoire que nous avons organisé de la manière suivante :

En chapitre 1 nous citerons les origines de cette technique d'identification. Les rappels théoriques nécessaires ainsi que le principe de cette méthode d'identification seront étalés en chapitre 2 . Nous développerons, par la suite en chapitre 3, la théorie des séquences binaires pseudo aléatoires, qui sont en quelque sorte la clef de notre travail. Et enfin le chapitre 4 concernera la réalisation pratique, les simulations et les tests de performances de cette technique. Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Origines de la technique d'identification des systèmes par inter corrélation

1.1 Introduction :

La technique d'identification des systèmes par inter corrélation trouve son origine en télécommunication, où elle est utilisée pour la caractérisation du canal radio mobile. Ce dernier a pour fonction principale la communication avec les gens en déplacement. Les bandes de fréquences allouées sont éparpillées sur plusieurs régions du spectre, depuis les midbandes autour de la bande 35-75 MHz jusqu'au système LMDS (*local multipoint distribution system*) dans la bande 33-31.3 GHz. L'environnement du canal radio mobile peut être essentiellement classé selon l'existence entre unités mobiles de visibilité direct (espaces dégagés) et visibilité obstruée (intérieur des bâtiments, tunnels, autoroutes souterraines...).

1.2 Le canal radio.

Le canal radio est un système à large bande, la propagation d'ondes électromagnétiques à travers ce canal est caractérisée par des pertes et des retards. Pratiquement un canal radio est constitué de plusieurs chemins physiques de propagation (plusieurs ondes), chacun de ces chemins introduit un retard et une perte de propagation (voir schéma de la figure 1-1) [1], [2] et [3].

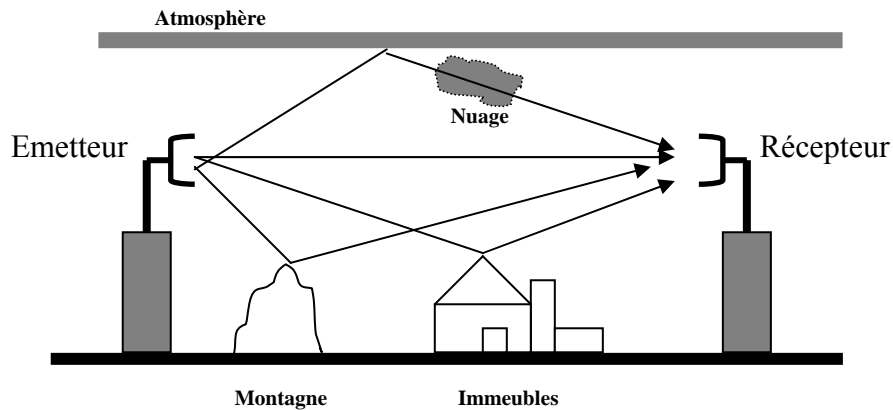


Figure 1-1 : Schématisation d'une propagation multi trajets

1.2.1 Phénomènes physiques affectant la propagation des ondes radio

Les différents chemins de propagation sont dus principalement à trois phénomènes physiques qui sont la diffraction, la réfraction et la réflexion. Ces phénomènes ainsi que d'autres ont été définis par l'IEEE comme suit :

a) La diffraction : elle décrit un changement de trajectoire de l'onde causé par une ouverture restreinte (sensiblement égale à la longueur d'onde du signal) tel un obstacle ou tout autre objet dans le milieu de propagation.

b) La réfraction : elle exprime un changement de direction de propagation causé par la variation spatiale de la constante diélectrique du milieu. Par exemple la réfraction des couches atmosphériques provoque des pertes d'un côté et naissance de trajets multiples de l'autre.

c) La réflexion (back scattering) : elle caractérise la puissance réfléchi par un objet éclairé par une onde électromagnétique, elle dépend des dimensions et des caractéristiques magnétoélectriques de l'objet d'une part et de la longueur d'onde d'illumination d'autre part. Exemple : il y a certaines ondes qui traversent le béton et d'autres non.

D'autres phénomènes physiques affectent les propagations des ondes électromagnétique telles la dispersion fréquentielle et les zones de Fresnel. La dispersion fréquentielle est un changement de phase et de fréquence sur la largeur de la bande passante de l'onde radio, ce phénomène peut être dû à l'effet Doppler ou à la dispersivité du milieu de propagation (par analogie à la pluie qui transforme le blanc en arc en ciel). Les zones de Fresnel sont des ellipsoïdes formées entre l'émetteur et le récepteur qu'il faudra dégager de tout obstacle (immeubles, avions...) puisqu'elles provoquent une opposition de phase entre l'onde directe et l'onde réfléchi, le signal reçu est quasiment nul.

Un autre phénomène qui affecte l'amplitude du signal est l'absorption. En traversant un milieu l'amplitude de l'onde subit une atténuation. Dans le cas de l'atmosphère, l'atténuation est provoquée par l'absorption due à ses différentes constituantes tels l'oxygène, la vapeur d'eau, les pluies et les neiges.

1.2.2 Réponse impulsionnelle du canal radio

D'une manière générale, la réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets (*multipath*) est donnée par :

$$h(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot e^{j\theta_i} \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (1-1)$$

Elle peut être représentée par (figure 1-2) :

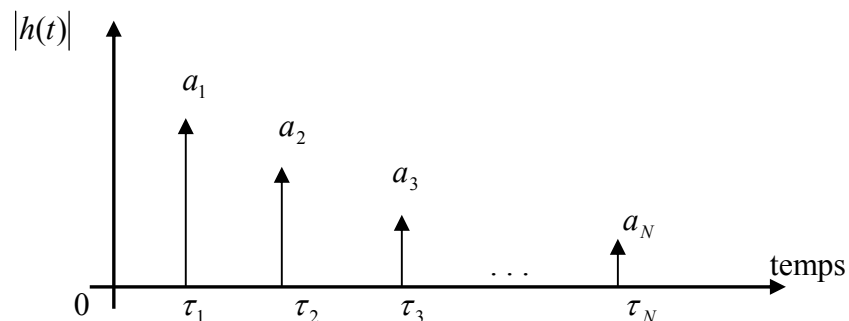


Figure :1-2 :Réponse impulsionnelle d'un canal multi trajet

Chaque fonction $\delta(t)$ (impulsion de Dirac) représente un chemin physique entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Les coefficients a_i et φ_i (pour $i = 1$ à N) sont respectivement les amplitudes et les phases de chacune des ondes reçues. Les termes τ_i représentent les retards à la réception, autrement dit, les signaux se rencontrent au niveau du récepteur avec des amplitudes différentes et déphasés les uns par rapport aux autres.

Dans le cas des liaisons point à point (*LOS : line of sight*) entre l'émetteur et le récepteur, la première composante qui arrive (*LOS component*) est celle qui arrive par le chemin direct (voir figure 1-1). Les autres composantes qui suivent arrivent par différents chemins de propagation (additionnels)

D'une manière plus précise, le canal radio mobile est représenté par sa réponse impulsionnelle variable dans le temps notée $h(t, \tau)$, τ étant le retard et t rappelant la dépendance en temps et donc en espace (par exemple une communication dans un véhicule qui se déplace). La forme de cette réponse impulsionnelle est différente selon l'environnement dans lequel on se trouve (à l'extérieur, à l'intérieur des bâtiments, en petite et microcellule). Fonction de deux variables, la réponse impulsionnelle (voir figure 1-3) traduit les trois principales caractéristiques du canal et qui sont : l'affaiblissement, la variabilité (par rapport à l'axe des t) et la sélectivité (par rapport à l'axe des τ).

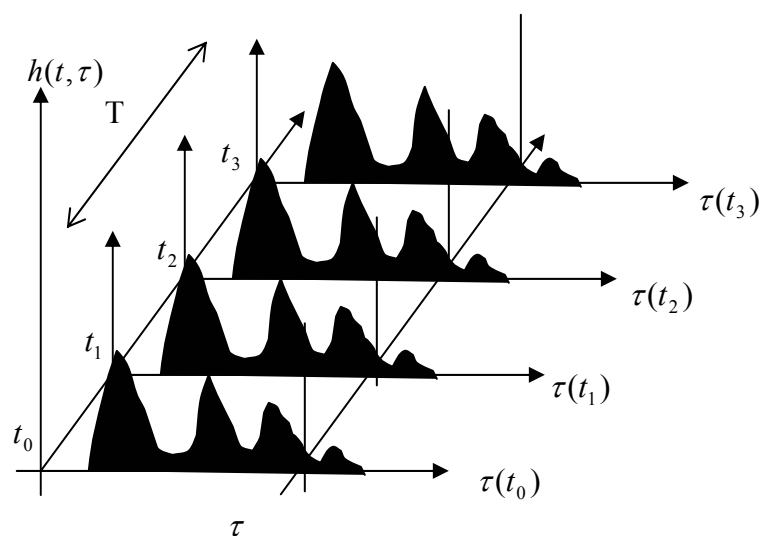


Figure 1-3 : Schématisation de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile

On définit la densité de puissance moyenne $P(\tau)$ de la réponse impulsionnelle (*average delay profile*) à partir de $h(t, \tau)$ par la relation :

$$P(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T |h(t, \tau)|^2 dt \quad (1-2)$$

Différents paramètres sont proposés pour décrire la sélectivité du canal parmi lesquelles les plus utilisés sont le retard moyen, l'intervalle des retards, la fenêtre des retards et la bande de cohérence du canal.

Le retard moyen : il est donné par (voir figure 1-4) :

$$T_D = \frac{1}{P_m} \int_{\tau_{LOS}}^{\tau_3} (\tau - \tau_{LOS}) P(\tau) d\tau \quad (1-3)$$

avec

$$P_m = \int_{\tau_0}^{\tau_3} P(\tau) d\tau \quad (1-4)$$

où :

$P(\tau)$: la densité de puissance de la réponse impulsionnelle,

τ_{LOS} : le temps de propagation en visibilité directe,

τ_0 : l'instant où $P(\tau)$ dépasse le seuil de coupure pour la première fois,

τ_3 : l'instant où $P(\tau)$ dépasse le seuil de coupure pour la dernière fois ,

P_m : l'énergie totale de la réponse impulsionnelle.

L'intervalle des retards à X dB : il est définit comme l'intervalle de temps entre l'instant τ_1 où l'amplitude de la réponse impulsionnelle dépasse pour la première fois un seuil donné et τ_3 où cette amplitude devient pour la première fois inférieure à ce seuil. En pratique X prend les valeurs 9.2 et 15 dB.

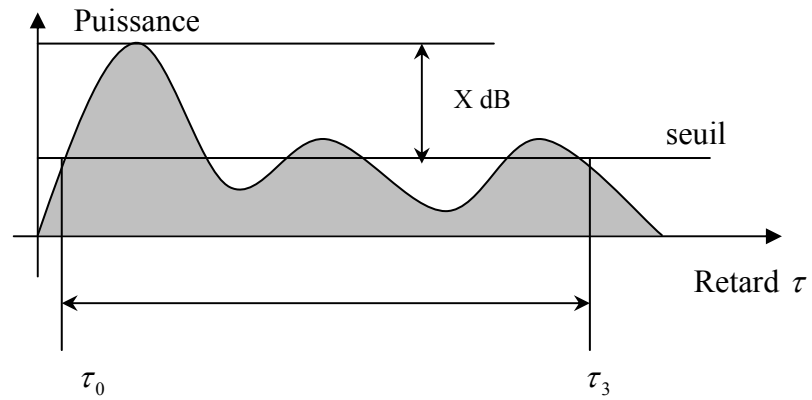


Figure 1-4 : Exemple de profil de retard de puissance :
mise en évidence de l'intervalle des retards à X dB

La fenêtre des retards à y % : elle est la durée de la portion centrale ($\tau_2 - \tau_1$) de la réponse impulsionnelle qui contient y % de l'énergie totale (voir figure 1-5).

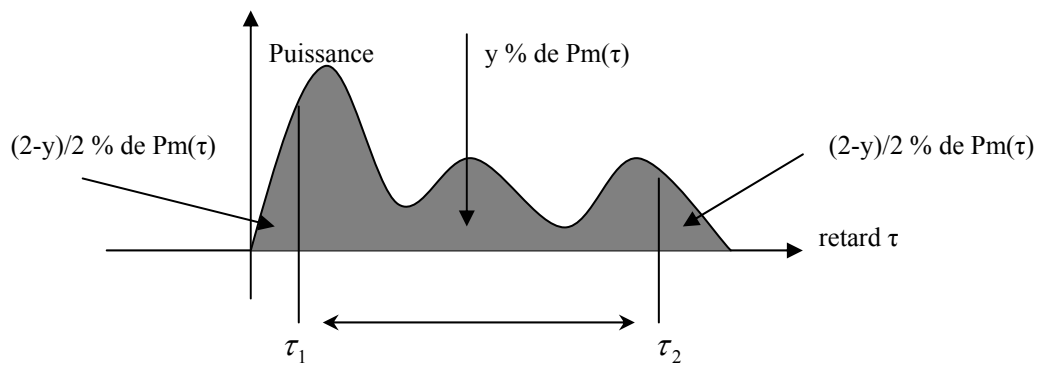


Figure 1-5 : Exemple de profil de retard de puissance ;
mise en évidence de la fenêtre des retard

Les instants τ_1 et τ_2 sont définie par la relation

$$\int_{\tau_1}^{\tau_2} P(\tau) d\tau = \frac{y}{100} \int_{\tau_0}^{\tau_3} P(\tau) d\tau = \frac{y}{100} P_m \quad (1-5)$$

La bande de cohérence du canal : elle est définie de la façon suivante. Soit $C(t, f)$ l'auto corrélation de la fonction de transfert (transformée de Fourier de la puissance de la réponse impulsionnelle). La largeur de la bande de corrélation est définie comme la à 90%.

1.3 Principales techniques de mesure de la réponse impulsionnelle du canal radio :

Les trois principales techniques pratiques utilisées pour le sondage du canal radio sont:

1.3.1 Le sondage direct du canal par impulsion (*direct pulse sounding*) :

C'est une approche simple du sondage du canal. Elle repose sur le principe de base de la mesure de la réponse impulsionnelle (voir figure 1-6) :

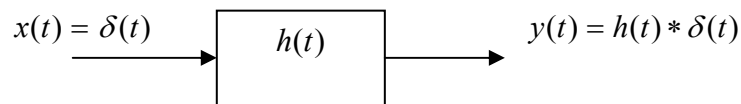


Figure 1-6 : Principe de base de la mesure de $h(t)$

En pratique, un train d'impulsion de très faible largeur modulé par une porteuse sinusoïdale est envoyé à travers le canal radio depuis une station émettrice (voir figure 1-7). A la réception, moyennant un filtrage adéquat, une amplification et une détection de l'enveloppe on peut lire, sur un oscilloscope à mémoire, la réponse impulsionnelle convoluée avec l'impulsion de sondage (voir figure 1-7).

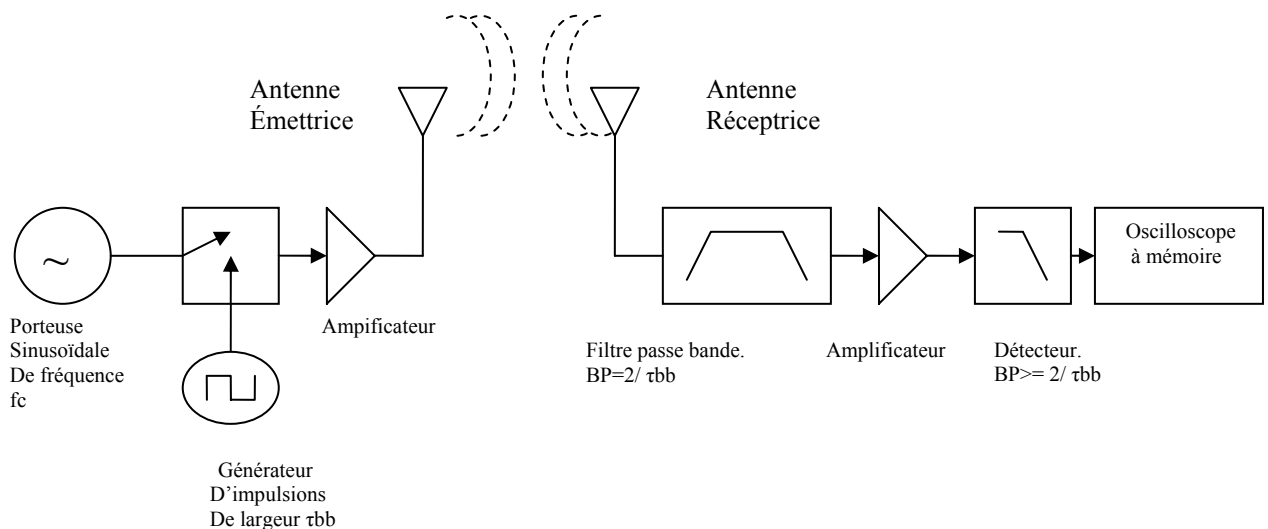


Figure 1-7: Synoptique la technique de sondage par impulsion directe

Le signal transmis est un train d'impulsions de largeur τ_{bb} modulé par un signal de fréquence choisi égal à l'intérieur de la bande passante du canal à sonder. Le spectre du signal émis a pour forme un sinus cardinal en valeur absolue (voir figure 1-8). Le lobe central a pour largeur et pour fréquence centrale f_c .

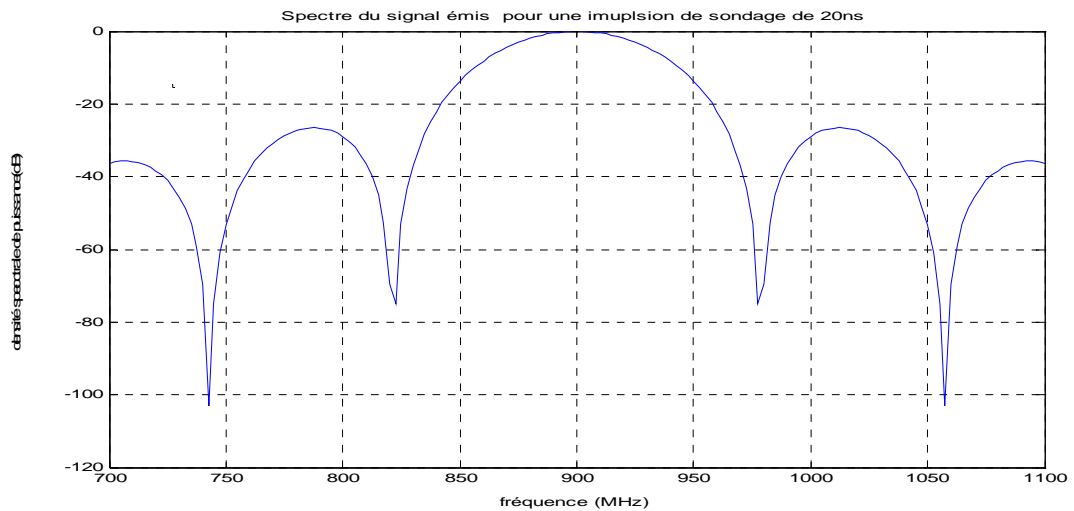


Figure 1-8: Spectre du signal émis dans le cas du sondage du canal radio par la technique directe. $f_c = 900$ MHz et $\tau_{bb} = 13.34$ ns

A la réception, un filtre passe bande de largeur $2/\tau_{bb}$ centré à la fréquence f_c permet de rejeter toutes les fréquences hors de la bande utile. Le signal reçu, est amplifié puis détecté grâce à détecteur d'enveloppe de résolution au moins égale à $2/\tau_{bb}$. Enfin, la réponse du canal aux impulsions de sondage sera visualisée sur un oscilloscope à mémoire.

Par exemple, pour le système GSM1, la bande de fréquence réservée à l'émission se situe entre 890 et 915 MHz. Le choix au niveau de l'émetteur de $f_c = 900$ MHz et $\tau_{bb} = 20$ ns et, d'un filtre passe bande de largeur $2/\tau_{bb}$ (100 MHz) au niveau du récepteur permet de sonder la partie du canal située entre 850 et 950 MHz. Pour pouvoir visualiser la quasi-totalité des composantes multi trajets, le retard maximal entre ces dernières doit être de τ_{bb} . Cette technique relativement simple et son implémentation ne nécessitent qu'un matériel et des composants RF (radio fréquence) communs. Par contre, vu la largeur du filtre passe bande utilisé en entrée du système de réception, cette technique est sujette à des interférences et à différentes formes de bruit ce qui peut empêcher la détection des composantes multi trajets de faible niveau.

1.3.2 Sondage du canal dans le domaine fréquentiel (*frequency domain channel sounding*):

Cette technique utilise un analyseur de réseau. Un tel appareil a pour fonction principale le calcul et le tracé des paramètres S d'un système. Ces appareils sont souvent équipés d'un vobulateur (tracking generator) pour générer une suite de fréquences à pas fixe sur la bande de fréquence désirée (voir figure 1-9).

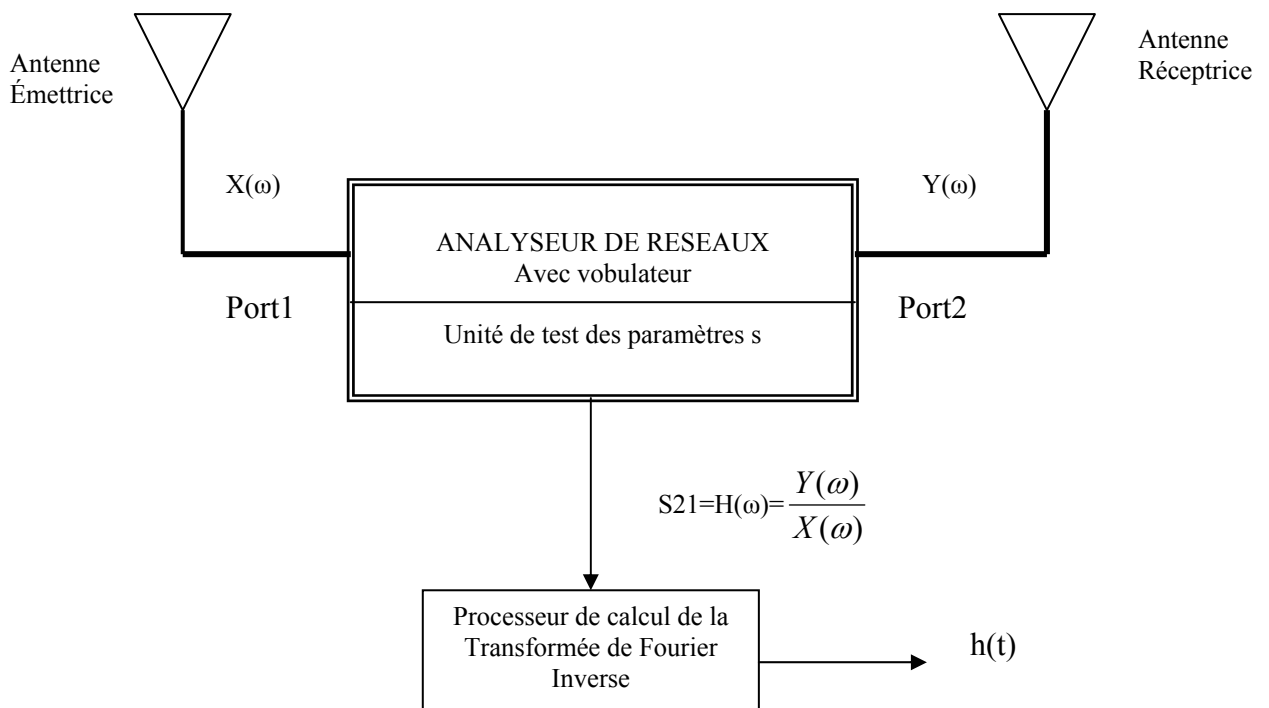


Figure 1-9 : Schéma de principe de sondage de sondage du canal radio par analyseur de réseaux

Moyennant une antenne émettrice située au niveau port 1, le vobulateur scanne la bande désirée et ce en envoyant une suite de fréquences séparées par un pas fixe. Le nombre de ces fréquences et le pas ont un impact direct sur la résolution de la mesure. Pour chaque fréquence émise, un signal est reçu au niveau du port 2 et ce, moyennant une antenne réceptrice. L'ensemble des signaux reçus sont traités et permettent à l'analyseur de calculer et tracer la transmittance $S_{21}(\omega)$ du canal sur la bande de fréquence désirée. Cette transmittance n'est autre que la représentation fréquentielle de la réponse impulsionnelle du canal radio. Le calcul de la transformée de Fourier inverse est soumis à un système à base d'un micro contrôleur.

Vu que les deux antennes doivent être reliées au même appareil, cette technique est mieux adaptée dans les milieux clos (*indoor propagations*). Les mesures sur de longues distances deviennent impraticables à cause de la longueur des câbles d'antennes. Il faut noter également que pour un canal radio qui varie dans le temps, la réponse fréquentielle peut changer rapidement ce qui induit des erreurs de mesure. Pour palier à ce problème, il faudra que la période du modulateur soit choisie assez petite devant le changement du canal. Ceci a pour effet de diminuer le nombre de fréquences émises et conduit donc à une mauvaise résolution du système.

1.3.3 Technique de sondage par « corrélateur à glissement » (*sliding correlator*).

Dans le jargon des télécommunications la technique est appelée STDCC technique (*swept time delay cross correlation technique*). Pour la mesure l'acquisition de la réponse impulsionnelle du canal radio qui rappelle le est un système à large bande, cette technique de sondage (voir figures 1-10 a et b) est basée sur le principe d'étalement du spectre (*direct spread spectrum system*). Dans ce principe, une séquence pseudo aléatoire PN indépendante de l'information à transmettre est utilisée comme signal modulant. Ceci a pour effet d'étaler l'énergie du signal à transmettre sur une bande de fréquence plus large que celle du signal lui-même. A la réception, une réplique synchronisée de la séquence PN émise est utilisée pour desétaler l'énergie du signal et récupérer l'information utile.

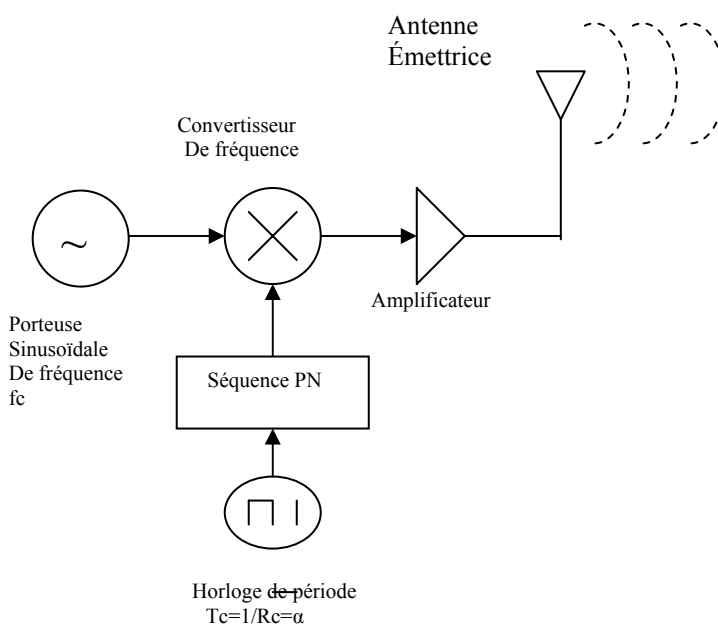


Figure 1-10 a) : Synoptique de la technique de sondage par « corrélateur à glissement ». Etage d'émission.

Au niveau de l'émetteur, le générateur de signaux permet de délivrer la fréquence porteuse qui n'est autre que le centre de la bande de fréquences à sonder. A l'aide d'un multiplieur de fréquence, cette porteuse est modulée par une séquence pseudo aléatoire de longueur N excitée par une horloge de période $Tc = \frac{1}{Rc} = \alpha$. Le signal modulé est amplifié puis transmis à travers le canal moyennant une antenne appropriée.

Comme il sera vu en chapitre 2, un système linéaire invariant dans le temps, en particulier le canal radio lorsqu'il est attaqué en son entrée par un bruit blanc (PN), l'auto corrélation entre sa sortie et son entrée donne, sur un intervalle de temps τ et à une constante près ($\frac{1}{\eta^2}$ avec η^2 densité spectrale du bruit blanc) la réponse impulsionnelle du canal. L'onde porteuse fréquence f_c modulée par la séquence PN produit un signal dont le spectre est donné par :

$$\left[\frac{\sin(\pi(f - f_c)Tc)}{(f - f_c)Tc} \right]^2 \quad (1-6)$$

La forme de ce signal est donnée en figure (1-8).

Au niveau du récepteur un filtre passe bande de largeur $2Rc$ permet de récupérer le lobe central (voir figure 1-10 b) du signal émis. Une séquence PN produite par un générateur de période $\frac{1}{\beta}$ légèrement inférieure à celle de l'émetteur $\frac{1}{\alpha}$, un multiplieur de fréquence et un filtre passe bande de largeur $2(\alpha-\beta)$ permettent d'effectuer l'opération corrélation. Enfin, un détecteur de résolution au moins égal à $2(\alpha-\beta)$ permet de démoduler le signal et l'affichage de la réponse impulsionnelle du canal.

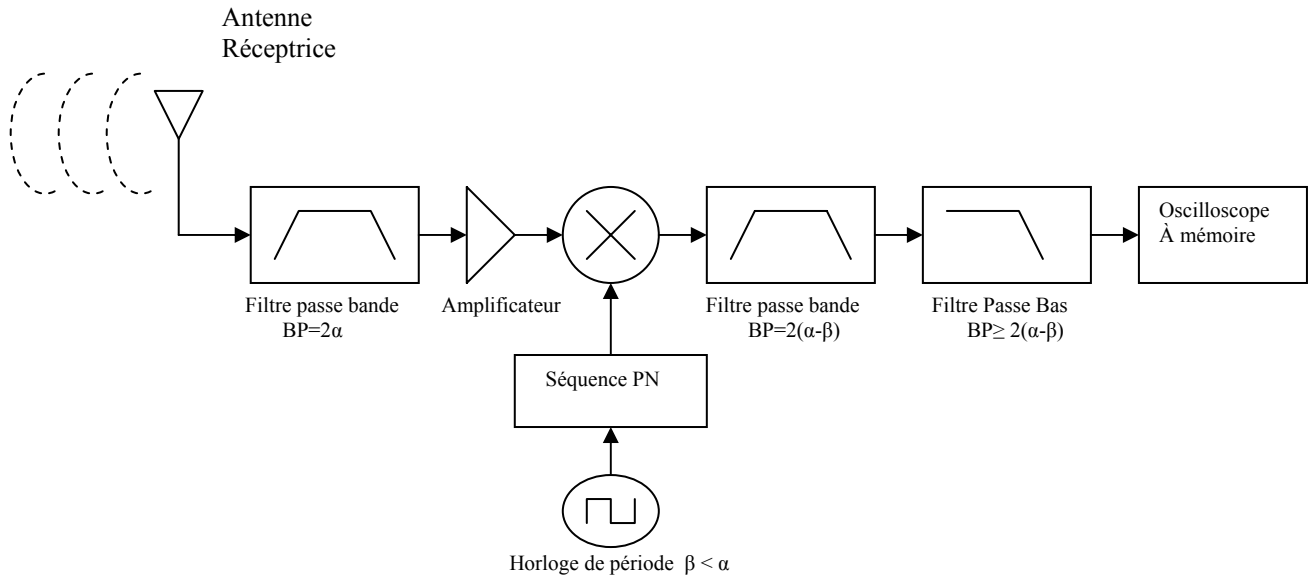


Figure 1-10 b : Synoptique de la technique de sondage par « corrélateur à glissement ». Etage de Réception

Les paramètres affectant les performances de cette technique de sondage de canal sont définis comme suit :

La résolution du système $\Delta\tau$: elle est définie comme étant le retard relatif minimum entre deux composantes multi trajet garantissant l'apparition de toutes les composantes.

$$\Delta\tau = \frac{2}{R_C} \quad (1-7)$$

La bande passante radio fréquence B_{RF} : elle est en relation directe avec R_C . Afin d'effectuer des mesures de haute résolution (par corrélateur à glissement) le spectre de la séquence PN à l'émission doit être aussi large que possible et ce pour faire apparaître toutes les composantes multi trajets. Malheureusement, du point de vu vitesse (hardware) les séquence PN sont limitées.

La longueur de la séquence N : la différence maximale autorisée entre la longueur du chemin physique de la première composante et celle du chemin physique de la dernière composante arrivant au niveau du récepteur est donnée par :

$$D_{ub} = c \cdot T_{PN} = \frac{N}{R_C} = N \cdot T_c \cdot c \quad (1-8)$$

c est la vitesse de la lumière (en réalité la vitesse de propagation du signal de sondage à travers l'environnement). Cette quantité D_{ub} (maximum unambiguous range en anglais) dépend de N . Des chemins physiques ayant une grande différence de longueurs (D_{ub}) produisent des pics d'auto corrélation importants, ceci peut causer des ambiguïtés dans la mesure de la réponse impulsionnelle du canal.

Le facteur de glissement γ : ce facteur est défini par la relation :

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} = \frac{t_{observé}}{t_{actuel}} \quad (1-9)$$

C'est le rapport entre le temps observé avec un appareil de mesure en basse fréquence et le temps actuel (ou réel)

Ce facteur, d'une très grande importance, définit l'échelle de l'axe horizontal de la réponse impulsionnelle du canal. Par cette technique de sondage, l'axe de temps est dilaté, c'est-à-dire que des phénomènes se produisant à des fréquences très élevées (donc des intervalles de temps très réduits) peuvent être mesurés avec les appareils de mesures en basses fréquences (oscilloscopes, fréquence mètres...etc).

C'est donc cette dernière technique d'identification que nous voulons adapter en laboratoire pour calculer la fonction de transfert de toutes sortes de quadripôles à large bande, en particulier les filtres.

1-4 Conclusion :

Une fois avoir situé les origines de la technique pour laquelle nous avons opté, une étude théorique détaillée s'impose. C'est l'objet du chapitre 2 où sera étalée, moyennant quelques rappels théoriques, le principe d'identification des systèmes par intercorrélation.

CHAPITRE 2

Théorie de l'identification des systèmes par inter corrélation

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons définir et développer le principe de la technique d'identification des systèmes par inter corrélation mais avant cela, il est nécessaire de faire quelques rappels théoriques. Ces rappels concerneront les fonctions de corrélation, les densités spectrales, les notions de bruit et de bruit blanc et enfin la réponse impulsionnelle d'un système linéaire invariant dans le temps.

2.2 Rappels théoriques .

Dans tout ce qui suit nous supposons que les signaux sont réels [3], [4].

2.2.1 Fonction d'auto corrélation :

a) Cas d'un signal aléatoire :

Définition : si $x(t)$ est un signal aléatoire de valeur moyenne nulle alors on définit la fonction d'auto corrélation comme étant :

$$C_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (2-1)$$

Sur un intervalle d'observation T aussi long que possible, la fonction d'auto corrélation réalise la comparaison entre le signal $x(t)$ avec ses copies retardées.

Propriétés :

- la fonction d'auto corrélation est maximale pour $\tau = 0$, le signal est comparé à sa copie non retardée :

$$\text{si } \tau \neq 0 \quad \text{alors } |C_{xx}(\tau)| \leq C_{xx}(0) \quad (2-2)$$

avec $C_{xx}(0)$ la puissance moyenne du signal $x(t)$:

$$C_{xx}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt \quad (2-3)$$

- la fonction d'auto corrélation est paire :

$$C_{xx}(\tau) = C_{xx}(-\tau) \quad (2-4)$$

Il suffira donc de faire la mesure pour les seules valeurs positives (ou négatives) de τ , puis de faire une symétrie.

- la fonction d'auto corrélation tend vers 0 lorsque τ augmente :

$$C_{xx}(\infty) \xrightarrow{\tau \rightarrow \infty} 0 \quad (2-5)$$

$\exists \tau_M$ telle que $|C_{xx}(\tau)| \leq \varepsilon$ pour $\tau > \tau_M$

b) Cas d'un signal périodique :

Définition : Si $x(t)$ est un signal périodique de période T_1 alors la fonction d'auto corrélation est définie par :

$$C_{xx}(\tau) = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{+\frac{T_1}{2}} x(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (2-6)$$

Donc sur la période T_1 du signal la fonction d'auto corrélation réalise la comparaison entre le signal $x(t)$ avec ses copies retardées.

Propriétés :

la fonction d'auto corrélation d'un signal périodique est :

- maximale pour $\tau = 0$ (équation 3-2) avec $C_{xx}(0)$ le carré de la valeur efficace du signal (*rms*) :

$$C_{xx}(0) = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{+\frac{T_1}{2}} x(t) \cdot x(t) dt \quad (2-7)$$

- paire : (équation 3-4)

- périodique :

Exemple : $x(t) = a \cos(2.\pi.f_0.t + \varphi)$ a pour fonction d'auto corrélation

$$C_{xx}(\tau) = \frac{a^2}{2} \cos(2.\pi.f_0.\tau)$$

2.2.2 Notion de densité spectrale :

Relations de Wiener-Khintchine :

Les relations Wiener-Khintchine_ établissent que les densités spectrales sont les transformées de Fourier de la fonction d'auto corrélation. Donc pour un signal $x(t)$ aléatoire de valeur moyenne nulle la densité spectrale de puissance (psd) est :

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{xx}(\tau) \cdot e^{-j.2.\pi.f.\tau} \cdot d\tau \quad (2-8)$$

or, comme $C_{xx}(\tau)$ est paire (équation 3-4) alors :

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{xx}(\tau) \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) \cdot d\tau = 2 \cdot \int_0^{+\infty} C_{xx}(\tau) \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) \cdot d\tau \quad (2-9)$$

Cette relation montre que si un signal n'a pas de composante continue alors :

$$S_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{xx}(\tau) = 0 \quad (2-10)$$

Cela signifie que la fonction d'auto corrélation (après élimination de la composante continue par filtrage passe haut) présente une aire algébrique nulle.

Dans le cas d'un signal $x(t)$ périodique, la décomposition en séries de Fourier donne :

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot f_1 \cdot t) + b_n \cdot \sin(2\pi \cdot n \cdot f_1 \cdot t)) \quad (2-11)$$

avec $f_1 = \frac{1}{T_1}$, alors

$$C_{xx}(\tau) = \frac{a_0^2}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot f_1 \tau) \quad (2-12)$$

et

$$S_{xx}(f_1) = TF(C_{xx}(\tau)) \quad (2-13)$$

La fonction d'auto corrélation est très utilisée en analyse du signal, particulièrement dans la détection et la reconnaissance des signaux masqués par un bruit. Lorsqu'un signal périodique transmis, est mélangé avec un bruit, l'auto corrélation du signal composite reçu donne l'auto corrélation du signal lui-même superposée à celle du bruit. À partir de là, il y a toujours un moyen de retrouver le signal périodique d'origine. Par contre, du fait de cette superposition au niveau du récepteur la détection des signaux apériodiques devient très difficile.

2.2.3 Fonction d'inter corrélation :

a) cas de signaux aléatoires :

Définition : Si $x(t)$ et $y(t)$ sont deux signaux aléatoires de valeur moyenne non nulle alors l'inter corrélation de ces deux signaux est définie comme étant :

$$C_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t - \tau) dt \quad (2-14)$$

Sur un intervalle d'observation T aussi long que possible, la fonction d'inter corrélation réalise la comparaison entre le signaux $x(t)$ et $y(t)$.

Propriétés:

- La fonction d'inter corrélation n'est ni paire ni impaire, on montre que :

$$C_{xy}(\tau) = C_{yx}(-\tau) \quad (2-15)$$

avec

$$C_{yx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (2-16)$$

La fonction d'inter corrélation, sauf pour cas particuliers, n'a aucune propriété de parité ou d'imparité.

- La fonction d'inter corrélation est nulle à l'infini :

$$C_{xy}(\infty) = C_{yx}(\infty) = 0 \quad (2-17)$$

La fonction d'inter corrélation tend vers 0 lorsque τ tend vers l'infini.

- La fonction d'inter corrélation est toujours telle que :

$$C_{xy}(\tau) \leq \frac{1}{2} |C_{xx}(0) + C_{yy}(0)| \quad (2-18)$$

b) cas de signaux périodiques :

Si $x(t)$ et $y(t)$ sont deux signaux périodiques de même période T_1 alors la fonction d'inter corrélation est définie comme étant :

$$C_{xy}(\tau) = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_1} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{\frac{T_1}{2}} x(t) \cdot y(t - \tau) dt \quad (2-19)$$

Lorsqu'un signal aperiodique transmis est mélangé avec un bruit, l'inter corrélation du signal reçu avec une réplique du signal utile (supposée exister au niveau du récepteur) fait apparaître les degrés de ressemblance (pics de corrélation) des deux signaux d'une part et, le retard de transmission d'une autre part (décalage du pic de corrélation par rapport à l'origine des temps).

2.2.4 Notion de densité spectrale d'interaction :

Comme dans le cas de l'auto corrélation, la transformée de Fourier de $C_{xy}(\tau)$ (donné par l'équation 3-14) sera la densité spectrale de puissance d'interaction des deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ aléatoires. Elle définit par :

$$TF[C_{xy}(\tau)] = X(f) \cdot Y(f) \quad (2-20)$$

Ce spectre est étroitement lié à la puissance mutuelle qu'échangent les deux signaux.

2.2.5 Notion de bruit et de bruit blanc:

a) Définition du bruit :

Le bruit est un signal non désiré aléatoire ou déterministe qui interfère avec les signaux d'un système donné. Il se présente sous forme de fluctuations de courant ou de tension qui tendent à masquer les signaux utiles. Ces fluctuations peuvent être :

- provoquées par les radiations d'autres signaux,
- des perturbations électriques provenant de vibrations mécaniques, ou bien
- des harmoniques issus d'une mauvaise opération d'échantillonnage, ou en encore
- de pics de tension ou de courant provoqués par des éclairs ...etc.

Lorsque les sources de ces parasites sont connues, leur élimination devient possible ou du moins ils peuvent être minimisés. Les autres types de bruits tels ceux dus aux éclairs sont difficiles à analyser et une étude statistique serait mieux adaptée. Le concept de la densité spectrale est très pratique pour ces cas là et permet de traiter les bruits sur la base de puissances moyennes.

Si on suppose que $n(t)$ est un bruit de tension ou de courant à travers une résistance de 1Ω , on définit alors:

- La valeur moyenne $\overline{n(t)}$:

$$\overline{n(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} n(t) dt \quad (2-21)$$

$\overline{n(t)}$ est souvent appelée composante continue du bruit.

- le carré de la valeur moyenne :

$$\overline{n^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |n(t)|^2 dt \quad (2-22)$$

La racine carrée de ce terme ($\sqrt{\overline{n^2(t)}}$) est appelé rms de $n(t)$ et a la même unité que $n(t)$ et nous informe sur la puissance moyenne (terme gauche de l'équation 3-22).

- la composante alternative $\sigma(t)$:

$$\sigma(t) = n(t) - \overline{n(t)} \quad (2-23)$$

C'est cette composante qui subsiste après filtrage de la composante continue.

b) Notion de bruit blanc :

La densité spectrale de puissance joue un rôle central dans la description du bruit aléatoire. Un cas particulier de bruit, riche en applications est celui pour lequel cette densité spectrale est constante sur tout l'étendu des fréquences. Un tel spectre plat couvrant toute les fréquences avec un même niveau de puissance (figure 2-1) est appelé bruit blanc (par analogie à la lumière blanche qui constituée de toute couleurs...). Il a pour fonction d'auto corrélation une impulsion de Dirac, c'est-à-dire, nulle pour toutes les valeurs de τ sauf pour $\tau = 0$.

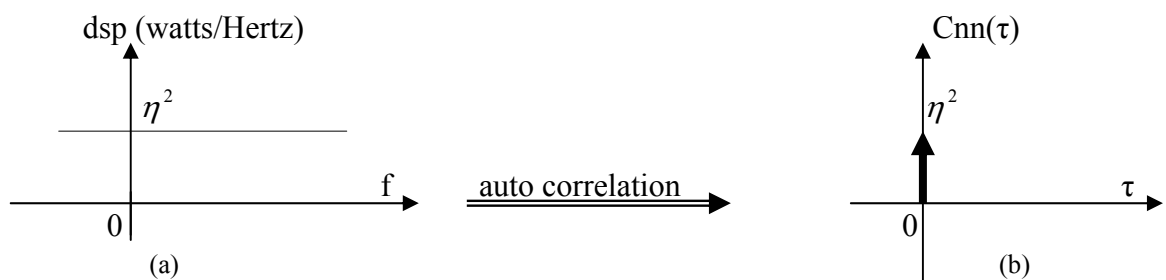


Figure 2-1 : a) Densité spectrale d'un bruit blanc ;
b) Auto corrélation du bruit blanc

Un signal avec de telles propriétés ne peut exister dans la réalité. Par contre, si la forme d'onde du bruit a une densité spectrale de puissance plate et large devant la bande passante du système à mesurer, le bruit apparaît devant le système comme étant blanc. Dans ce cas on parle de bruit blanc à bande limitée (blwn).

Si $n(t)$ est un bruit blanc à bande limitée pour lequel la densité spectrale est η^2 (watts/Hz) alors la puissance du bruit dans une bande de fréquences déterminée B est donnée par :

$$Pn = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B}^{2\pi B} \eta^2 dt = 2\eta^2 B \text{ watts.} \quad (2-24)$$

si $n(t)$ est une tension alors le rms est donné par :

$$\overline{n^2(t)} = R.Pn = 2\eta^2 RB \text{ volts}^2 \quad (2-25)$$

si $n(t)$ est un courant alors le rms est donné par :

$$\overline{n^2(t)} = \frac{Pn}{R} = 2 \frac{\eta^2 . B}{R} \text{ ampères}^2 \quad (2-26)$$

2.2.6 Notion de réponse impulsionnelle :

a) Rappels sur les systèmes linéaires invariants dans le temps (LTIS):

Considérons un système soumis à une entrée $e(t)$, il délivre à sa sortie $s(t)$

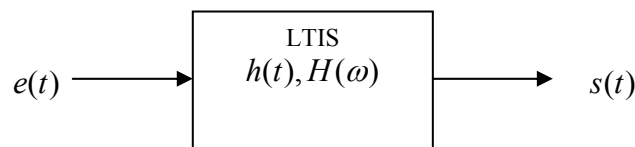


Figure 2-2 : synoptique d'un système

- Le système est dit linéaire si :

pour une entrée $e_1(t)$ on obtient une sortie $s_1(t)$ et,

pour une entrée $e_2(t)$ on obtient une sortie $s_2(t)$ alors

pour une entrée $a_1 e_1(t) + a_2 e_2(t)$ on obtient une sortie $a_1 s_1(t) + a_2 s_2(t)$.

- Le système est dit invariant dans le temps si :

le signal d'entrée $e(t)$ est décalé d'une quantité θ alors le signal de sortie $s(t)$ est décalé de la même quantité soit :

$$\left. \begin{array}{l} e(t) \rightarrow s(t) \\ e(t - \theta) \rightarrow s(t - \theta) \end{array} \right\} \quad (2-27)$$

La propriété principale d'un système linéaire invariant dans le temps est que les sorties sont reliées aux entrées par des équations différentielles linéaires :

$$a_0 e(t) + a_1 \frac{de}{dt} + \dots + a_N \frac{d^N e}{dt^N} = b_0 s(t) + b_1 \frac{ds}{dt} + \dots + b_M \frac{d^M s}{dt^M} \quad (2-28)$$

a_i et b_i pour $i = \overline{1 : n}$ sont des constantes.

b) Réponse impulsionnelle (relation de convolution):

Si l'entrée d'un tlls est une impulsion de Dirac soit $e(t) = \delta(t)$ alors, la sortie lui correspondant est appelée réponse impulsionnelle et est notée $h(t)$. On démontre, d'après les propriétés de l'impulsion de Dirac et celles des tlls que la sortie et l'entrée sont liées par la relation :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi) e(t - \xi) d\xi \quad (2-29)$$

Cette relation est appelée relation de convolution et est notée :

$$s(t) = h(t) \otimes e(t) \quad (2-30)$$

En termes de fréquences, la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h(t)$ est appelée fonction de transfert du système et est notée $H(\omega)$, elle est donnée par :

$$H(\omega) = \frac{S(\omega)}{E(\omega)} \quad (2-31)$$

où $S(\omega)$ représente la transformée de Fourier de $s(t)$ et $E(\omega)$ celle de $e(t)$.

Identifier un système revient à calculer et interpréter sa réponse impulsionnelle. Une fois $h(t)$ acquise par une méthode ou une autre, on peut toujours grâce aux transformations de Fourier (FFT) calculer $H(\omega)$, retrouver sa (ou ses) fréquence (s) de coupure et classer le filtre selon son gabarit (filtre passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande).

2.3 Identification des systèmes par inter corrélation :

2.3.1 Approche de la méthode [1], [2],[3]:

La technique d'identification des systèmes par inter corrélation se présente comme suit : le système à identifier (voir figure 2-2) est un système linéaire invariant dans le temps caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$ ou par son gain complexe $H(\omega)$. L'entrée du système est dans ce cas précis un bruit blanc.

La sortie est liée à l'entrée par une relation de convolution :

$$s(t) = h(t) * n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi) \cdot n(t - \xi) d\xi \quad (2-32)$$

La fonction d'auto corrélation du bruit blanc est une impulsion de Dirac :

$$C_{nn}(\tau) = E[n(t) \cdot n(t - \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} n(\tau) \cdot n(t - \tau) dt = \eta^2 \cdot \delta(\tau) \quad (2-33)$$

où η^2 est la densité spectrale de puissance du bruit blanc (voir figures 1-1 a et b)

L'inter corrélation de $s(t)$ et $n(t)$ est donnée:

$$C_{sn}(\tau) = E[s(t).n(t - \tau)] = E\left[\left(\int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).n(t - \xi)d\xi\right).n(t - \tau)\right] \quad (2-34)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).E[n(t - \xi).n(t - \tau)]d\xi \quad (2-35)$$

si on pose $x = t - \xi$ alors l'expression (2-35) devient :

$$C_{sn}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).E[n(x).n(x - (\tau - \xi))]d\xi \quad (2-36)$$

or

$$E[n(x).n(x - (\tau - \xi))] = C_{nn}(\tau - \xi) \quad (2-37)$$

L'expression (2-36) devient alors

$$C_{sn}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).C_{nn}(\tau - \xi)d\xi \quad (2-38)$$

enfin en combinant les équations (2-33) et (2-38) on trouve :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).C_{nn}(\tau - \xi)d\xi = \eta^2 \int_{-\infty}^{+\infty} h(\xi).\delta(\tau - \xi)d\xi \quad (2-39)$$

soit

$$C_{sn}(\tau) = \eta^2 .h(\tau) \quad (2-40)$$

Donc, l'implémentation d'une inter corrélation entre la sortie d'un système avec un bruit blanc injecté à son entrée, donne la réponse impulsionnelle du système (à $\frac{1}{\eta^2}$ près : η^2 représentant la psd du bruit blanc) et ce pour une plage de valeurs du retard τ :

$$h(\tau) = \frac{Csn(\tau)}{\eta^2} \quad (2-41)$$

2.3.2 Généralisation de la technique :

La technique d'identification des systèmes par inter corrélation peut être représentée par le schéma de la figure 2-3 où $e(t)$ est un signal quelconque :

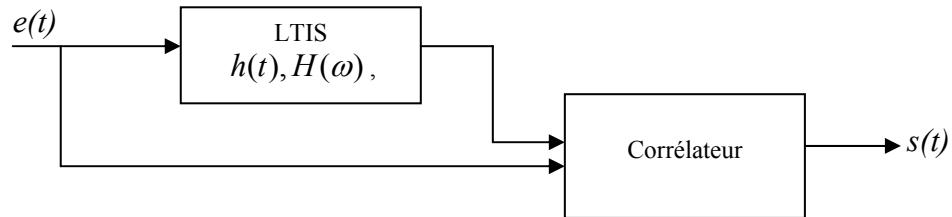


Figure 2-3 : Schéma de principe de la méthode d'identification des systèmes par inter corrélation

On a :

$$Cse(\tau) = Cee(\tau) * h(\tau) \quad (2-42)$$

En utilisant les relations de Wiener-Khintchine et théorème de Plancherel , on obtient :

$$Sse(\tau) = TF[Cse(\tau)] = See(f).H(f) \quad (2-43)$$

$Sse(\tau)$: la densité spectrale d'interaction entre les signaux de sortie et d'entrée,

$See(f)$: psd du signal d'entrée.

$$See(f) = TF[Cee(\tau)] \quad (2-44)$$

Si $e(t) = n(t)$ (bruit blanc) alors

$$See(f) = \eta^2 \quad (2-45)$$

et

$$S_{se}(f) = \eta^2 \cdot H(f) \quad (2-46)$$

L'équation (2-45) ne peut être utilisée pour décrire un processus physique puisqu'elle implique une puissance infinie et :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S_{se}(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \eta^2 df \longrightarrow \infty \quad (2-47)$$

Du fait que les mesures, en général, sont réalisées à des bandes de fréquences finies, on parle alors de bruit pseudo blanc (blwn) dont le spectre de densité de puissance est constant à l'intérieur de la bande passante du système considéré (voir figure 2-4).

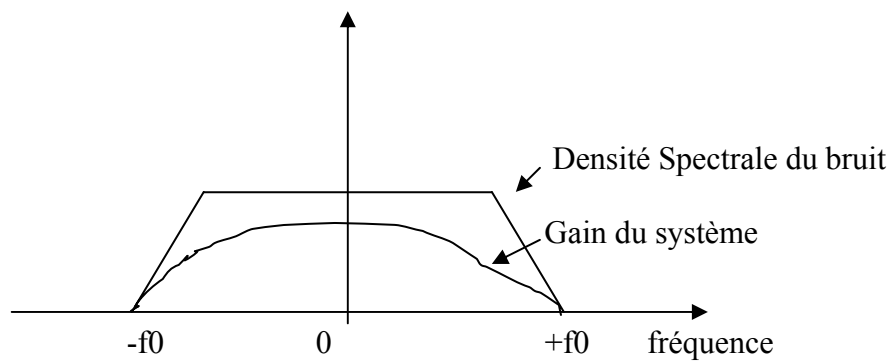


Figure 2-4 : Bruit Pseudo blanc à l'intérieur d'une bande de fréquences

La fonction d'auto corrélation d'un tel bruit pratiquement blanc ne sera pas réellement une impulsion de Dirac (voir figure 2-5) mais une courbe très étroite à l'échelle des temps de corrélation considérés.

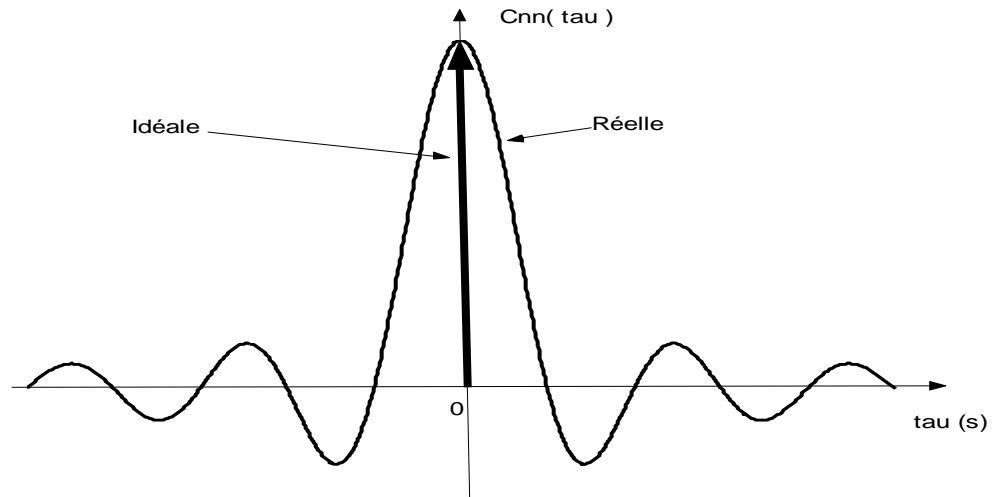


Figure 2-5 : Fonction d'auto corrélation d'un bruit pseudo-blanc

L'expression de $Cnn(\tau)$ est, d'après les relation de Wiener-Khintchine :

$$Cnn(\tau) = 2 \cdot f_0 \cdot \eta^2 \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau)}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau} \quad (2-48)$$

2.4 Conclusion :

Après avoir, moyennant un certain nombre de rappels théoriques, développé la technique d'identification des systèmes par inter corrélation, nous sommes arrivé à un stade où, pour mettre au point cette technique, mais il y a nécessité de générer un bruit pseudo. Une méthode simple de génération de ce bruit consiste à utiliser des registres à décalage et des « portes ou exclusif ». C'est la théorie des séquences binaires à longueur maximale qui sera étudié qui fera l'objet du chapitre 3.

CHAPITRE 3

Théorie des séquences binaires à longueur maximales

3.1 Introduction :

Le bruit blanc dont le spectre est plat et d'amplitude constante pour toutes les fréquences reste théorique et ne peut être réalisé dans la pratique. Un bruit pseudo blanc (blwn) peut l'être grâce à une méthode qui consiste à utiliser des registres à décalage et des portes logiques XOR(s). L'association de ces circuits, selon des règles bien spécifiques fournit une suite aléatoire mais périodique de niveaux logiques "0" et "1", d'où le nom de séquences pseudo aléatoires (pn). La génération de ce signal binaire et le fait qu'il soit équivalent à un bruit pseudo blanc font intervenir la théorie des séquences binaires de longueur maximale (bmls). Dans la littérature anglo-saxonne, ces séquences sont appelées bmls (*binary maximum length sequence*) ou lrs (*linear recursive sequence*) ou pn (*pseudo noise*) séquences ou encore *m séquences*.

3.2 Théorie des séquences binaires de longueur maximale (bmls)

3.2.1 Principe de génération d'une bmls [6],[7],[8],[9] :

Soit un registre à décalage à n bascules D, tel câblé en figure 3-1 :

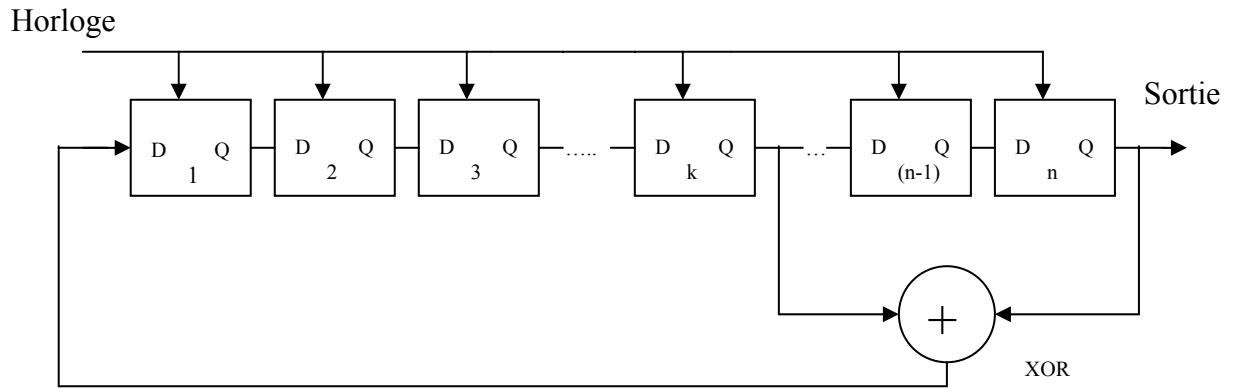


Figure 3-1 : Schéma de principe d'un générateur de bmls

Après une impulsion d'horloge, chaque nouvel état du registre est tel que :

$$Q_j = Q_{j-1} \quad j = 2 \text{ à } n \quad (3-1)$$

et

$$D_1 = Q_k \oplus Q_n \quad (3-2)$$

Q_j est l'état du digit de rang j , Q_k et Q_n respectivement ceux des rang k et n

\oplus l'addition modulo 2 (XOR).

On dit que les digits, Q_k et Q_n sont rebouclés via une porte XOR vers l'entrée du registre

Dans cette configuration du registre à décalage associé au XOR on peut dire que :

- le re-bouclage peut se faire avec un nombre quelconque de digits,
- l'état d'un digit dépend uniquement de ses états antérieurs,
- le nombre des états possible du registre est fini,
- la suite des états d'un digit est une suite périodique.

L'exemple suivant confirmera ces derniers points :

Exemple : le nombre d'étage du registre $n=3$ et $D_1 = Q_2 \oplus Q_3$, ie, le re-bouclage se fait avec les digits 2 et 3.

Horloge

Après sept (07) tops d'horloge, les états du digit d'ordre 3 de l'exemple précédent (figures 3-2 et 3-3) sont :

1 1 1 0 0 1 0 1

la suite est périodique de période $N = 2^3 - 1 = 7$. Le re-bouclage pour ce cas définit bien une bmls.

3.2.2 Polynôme caractéristique d'un bmls :

Un registre à décalage à n étages avec un re-bouclage de deux ou plusieurs digits est défini par un polynôme caractéristique de la manière suivante : soit un registre à décalage à n bascules présentant n positions (*tap positions*), de 1 à n , d'où peuvent être prises les entrées de (ou des) additionneur(s) modulo 2 (voir figure 3-4). Si chacune de ces position x à la puissance « numéro de position associé » (x^1 pour la position 1, x^2 pour la position 2 ... et x^n pour la position n) alors pour chaque combinaison de ces entrées (entrées de ou des XOR(s)) on peut associer une représentation polynomiale, la position 0 sera représentée par $x^0 = 1$ dans la représentation polynomiale.

Horloge

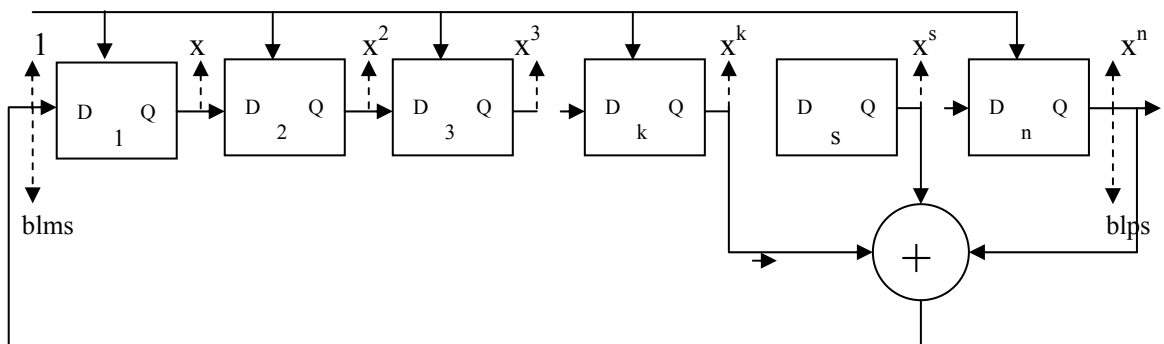


Figure 3-4 : Schéma d'un générateur de bmls

Exemple : Pour un registre à quatre ($n = 4$) étages, il est expliqué (voir appendice A) que le polynôme caractéristique correspondant est $1 + x^3 + x^4$ ou bien $1 + x + x^4$ (polynôme image miroir). Pour chaque séquence PN il existe deux combinaisons et donc deux polynômes caractéristiques. En annexe 1 sont donnés les polynômes caractéristiques de séquences PN correspondants à des registres de différentes tailles ($n = 1$ à 16).

3.2.3 Condition nécessaire et suffisante d'obtention d'une bmls :

Pour le générateur de la figure 3-4, le polynôme caractéristique est :

$$F(x) = 1 \oplus x^k \oplus x^s \oplus x^n \quad (3-3)$$

où $k, s,$ et n sont les ordres des digits de re- bouclage et $F(x)$ un polynôme dans l'espace des polynômes où l'addition est définie modulo 2 (symbolisée par \oplus). La condition nécessaire et suffisante d'obtention d'une PN est :

- $F(x)$ est irréductible,
 - $\forall r < N, 1 + x^r$ est non divisible par $F(x)$,
 - $1 + x^N$ est divisible par $F(x)$.
- avec $N = 2^n - 1$

Pour l'exemple précédent, le polynôme caractéristique $F(x) = 1 \oplus x^3 \oplus x^4$ satisfait toutes les conditions d'une BMLS et la période est $N=15$.

3.2.4 Propriétés des séquences binaires de longueur maximale :

Les séquences binaires de longueur maximale dont la longueur naturelle est $N = 2^n - 1$, avec n le nombre de bascules constituant le registre, présente quatre (04) propriétés principales :

1) une bmls contient $2^n - 1$ séries différentes. Durant son déroulement apparaissent :

- 1 série de valeurs logiques 1 d'ordre n
- 0 série de valeurs logiques 0 d'ordre n
- 1 série de valeurs logiques 0 d'ordre $n-1$
- 0 série de valeurs logiques 1 d'ordre $n-1$
- $2^{n-(p+2)}$ séries de valeurs logiques 1 de longueur p
- $2^{n-(p+2)}$ séries de valeurs logiques 0 de longueur p

avec p tel que : $1 \leq p \leq n - 2$

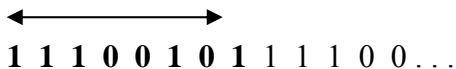
C'est cette répartition privilégiée qui va donner aux séquences pn (bmls) des propriétés spectrales équivalentes à celles des signaux aléatoires pseudo blanc.

2) une bmls contient $\frac{N+1}{2}$ valeurs logiques 1 et $\frac{N-1}{2}$ valeurs logiques 0.

Propriétés statistiques des bmls :

Si on associe au registre à décalage, générateur d'une bmls de longueur N , un bloqueur tel qu'aux valeurs logiques 1 et 0 correspondent respectivement des tension $+V$ et $-V$ volts, qui est le cas général, alors on obtient un signal analogique $x(t)$ périodique de période $N \times \alpha$ où α est la période d'Horloge du registre à décalage (*chip rate*) .

exemple : $N = 7$, la bmls est :



Le signal numérique est constitué de la succession des valeurs suivantes :

$$x(0) = +V, \quad x(1) = +V, \quad x(2) = +V, \quad x(3) = -V, \quad x(4) = -V, \quad x(5) = +V, \quad x(6) = -V.$$

Ce signal analogique a la forme suivante (figure 3-5) :

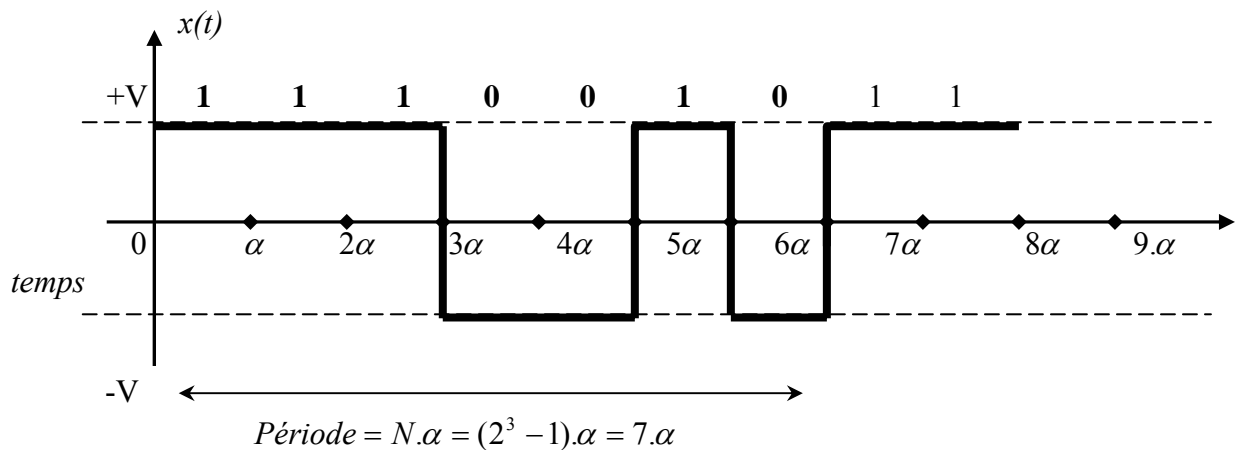


Figure 3-5 : Forme analogique d'une bmls de longueur 7

3.3 Aspect Analogique d'une bmls :

3.3.1 La moyenne :

$x(t)$ est un signal analogique de période $N.\alpha$ et d'amplitude $\pm V$ en volt.

$$\overline{x(t)} = \int_0^{n.\alpha} x(t).dt = \frac{1}{N.\alpha} \left[\frac{(N+1)}{2} . V.\alpha - \frac{(N-1)}{2} . V.\alpha \right] \quad (3-4)$$

$$\overline{x(t)} = \frac{V}{N} \quad (3-5)$$

3.3.2 Fonction d'auto corrélation :

La fonction d'auto corrélation d'un signal aléatoire $x(t)$ à valeurs réelles, est défini par :

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t).x(t-\tau)dt \quad (3-6)$$

Dans notre cas, le signal est périodique de période $N.\alpha = 7.\alpha$. La fonction d'auto corrélation se calcule par :

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{N \cdot \alpha} \int_0^{N \cdot \alpha} x(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (3-7)$$

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{7 \cdot \alpha} \int_0^{7 \cdot \alpha} x(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (3-8)$$

Dans la pratique, l'opération auto corrélation revient à retarder un signal et de maintenir sa copie fixe et, de calculer pour chaque valeur du retard τ l'aire du signal produit de ces deux signaux. Dans le cas des bmls, les calculs font apparaître deux principaux cas :

- $0 \leq \tau < \alpha$:

Le produit $x(t) \cdot x(t - \tau)$ vaut V^2 pendant une durée totale de $N \cdot T - \left(\frac{N+1}{2}\right) \cdot \tau$ et où les deux signaux sont en phase, et $-V^2$ pendant les intervalles de durée τ où les deux signaux sont en opposition de phase ce qui se produit 2^{n-1} fois par période ($2^{n-1} = \frac{N+1}{2}$) soit 4 fois par période dans notre exemple . On peut écrire que pour $0 < \tau < \alpha$:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{N \cdot \alpha} \left[V^2 \cdot \left(N \cdot T - \left(\frac{N+1}{2} \right) \cdot \tau \right) - V^2 \cdot \left(\frac{N+1}{2} \right) \right] \quad (3-9)$$

$$R_{xx}(\tau) = V^2 \cdot \left[1 - \left(\frac{N+1}{N} \right) \cdot \frac{\tau}{\alpha} \right] \quad (3-10)$$

- $\tau \geq \alpha$:

dans ce cas $R_{xx}(\tau)$ est la moyenne d'une bmls d'amplitude $\pm V^2$ soit :

$$R_{xx}(\tau) = -\frac{V^2}{N} \quad (3-11)$$

Enfin, $R_{xx}(\tau)$ est périodique, de même période que $x(t)$ soit $N\alpha$

Le graphe de $R_{xx}(\tau)$ pour, $n = 3$, $N = 7$ est représenté en figure 3-6.

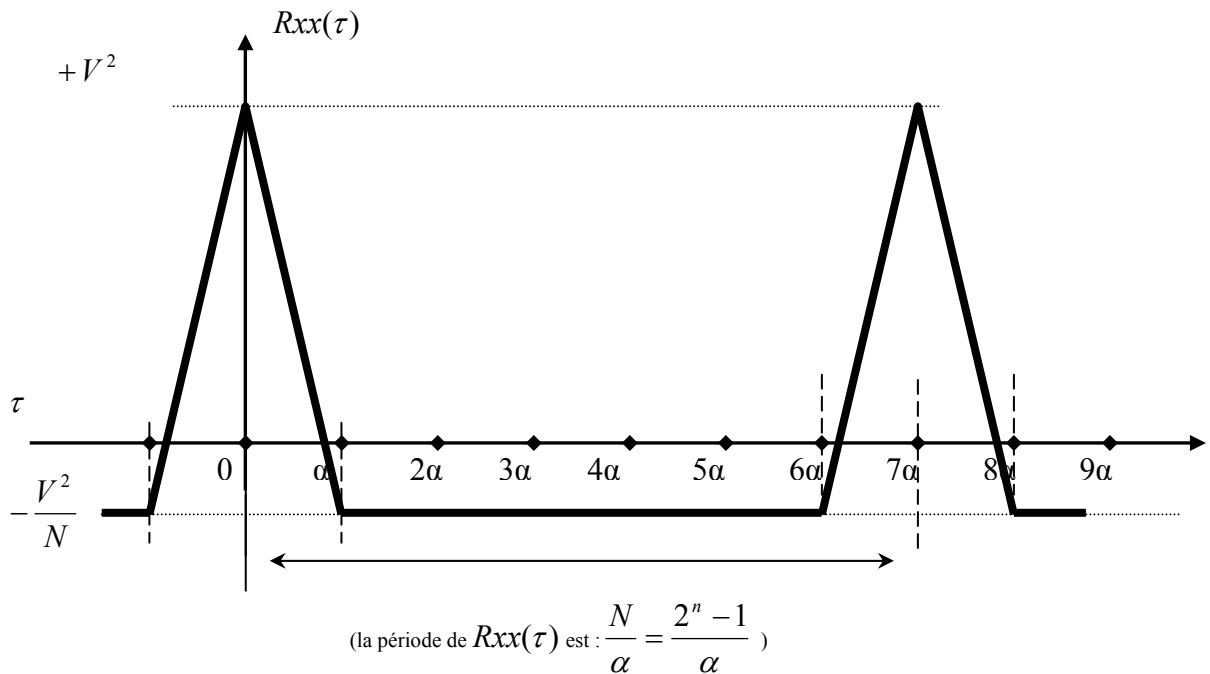


Figure 3-6 : Fonction d'auto corrélation d'une bmls de longueur 7.

3-3-3 Densité spectrale :

La fonction triangle $x_0(t)$ représentée en figure 3-7 a pour transformée de Fourier :

$$x_0(t) \xrightarrow{TF} X_0(f) = V^2 \cdot \alpha \cdot \left[\frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \alpha)}{(\pi \cdot f \cdot \alpha)} \right]^2 \cdot \left(\frac{N+1}{N} \right) \quad (3-12)$$

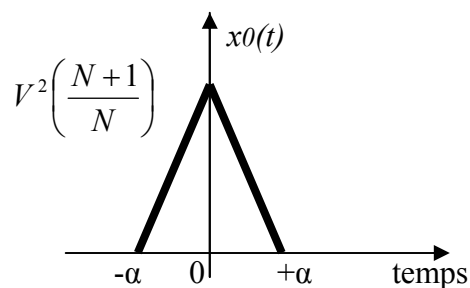


Figure 3-7 : Représentation de la fonction triangle

A partir de l'équation (3-8) on peut déduire la transformée de Fourier d'une bmls. Cette dernière est une succession, dans le temps, de fonctions triangle espacées de $N.\alpha$. On peut donc écrire :

$$R_{xx}(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(t - k.N.\alpha) * x_0(t) - \frac{V^2}{N} \quad (3-13)$$

Cette dernière expression a pour transformée de Fourier :

$$R_{xx}(t) \xrightarrow{TF} R_{XX}(f) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{N.\alpha}\right) . X_0(f) - \frac{V^2}{N} . \delta(f) \quad (3-14)$$

en remplaçant $X_0(f)$ par son expression (-27), on obtient :

$$R_{XX}(f) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{N.\alpha}\right) . \frac{V^2}{N^2} . (N+1) . \left(\frac{\sin(\pi.f.\alpha)}{(\pi.f.\alpha)} \right)^2 - \frac{V^2}{N} . \delta(f) \quad (3-15)$$

Il s'agit d'un spectre contenant N raies dans la bande $0 < f < \frac{1}{\alpha}$, N raies dans la bande

$\frac{1}{\alpha} < f < \frac{2}{2.\alpha}$, N raies dans la bande $\frac{1}{2.\alpha} < f < \frac{1}{3.\alpha}$... etc.

La programmation de l'équation 3-30 donne (figure 3-13) :

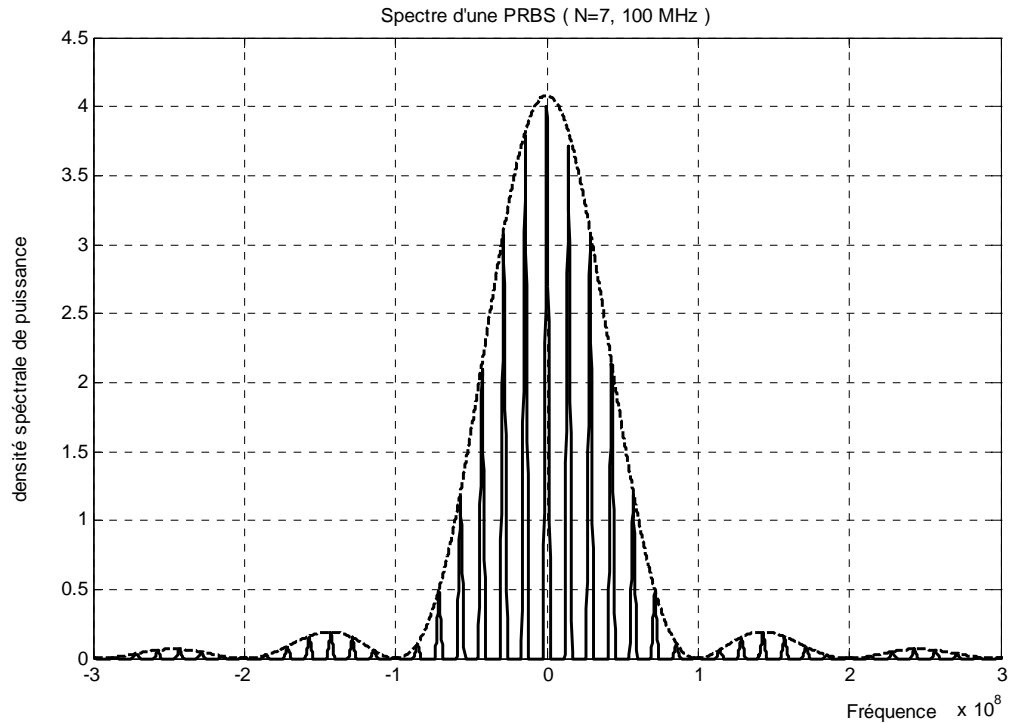


figure 3-8 : Spectre d'une bmls (simulation).

Les analyseurs de spectre donnent les puissances (ou les gains) des signaux à l'échelle logarithmique. On obtient donc, pour l'exemple de la figure 3-9 :

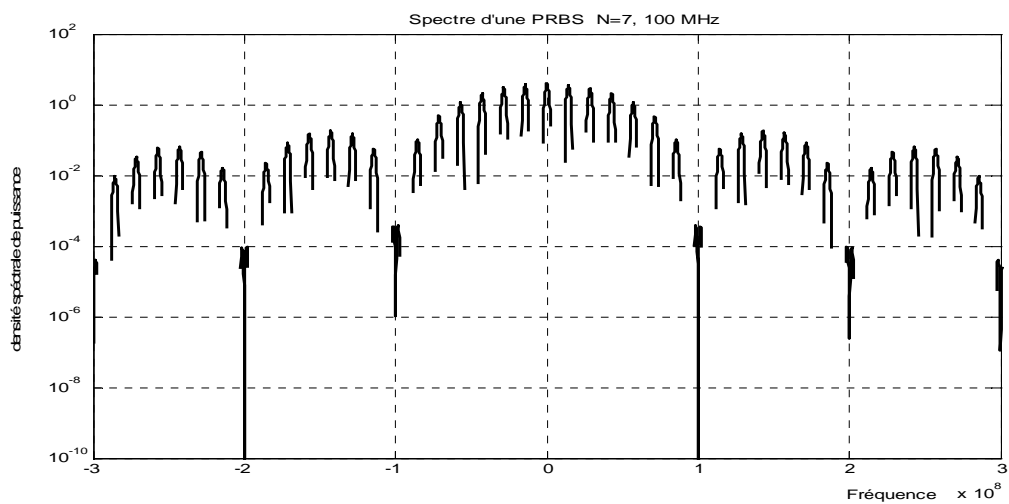


Figure 3-9: Spectre d'une bmls à l'échelle logarithmique.
(simulation)

Simulation : Simulation d'une bmls, à partir d'un registre à 4 étages ($n=4$) et de longueur $N=2^n - 1 = 15$ et de fréquence 1000 Hz. Les résultats sont donnés en figure 3-10.

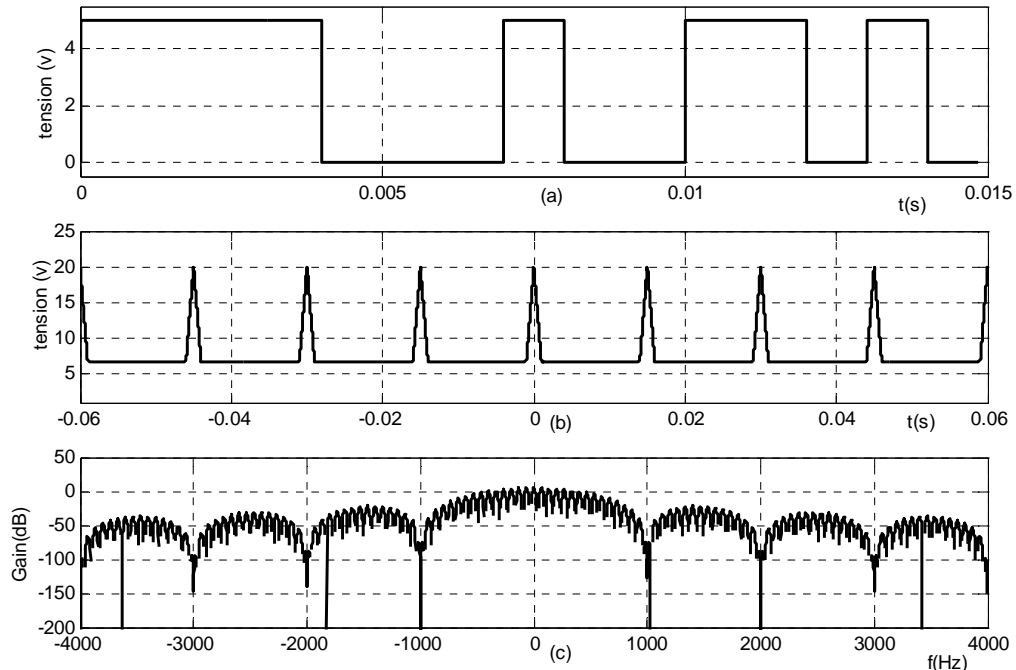


Figure 3-10 : Forme des différents signaux relatifs à une bmls de longueur $N=15$ et de fréquence 1000 Hz ; a) Forme de la bmls ; b) fonction d'auto corrélation de la bmls ; c) spectre de puissance de la bmls (simulation)

3.4 Implémentation de la technique :

L'implémentation de la technique d'identification des systèmes telle développée (paragraphe 2-3, chapitre 2) présente des difficultés en ce qui concerne la réalisation du corrélateur. Ce dernier aura pour fonctions de :

- faire glisser la séquence pn c'est-à-dire la retarder de $\tau, 2\tau, 3\tau \dots$ etc.,
- multiplier à chacun de ces instants le signal retardé $s(t)$ avec la séquence pn,
- intégrer le produit.

Dans la pratique, pour faire apparaître le glissement de la séquence pn par rapport à elle-même on procède comme suit : on génère deux séquences pseudo aléatoires, les

fréquences de ces deux séquences doivent être légèrement différentes, d'une quantité Δf (Δf très petit).

Si on note α la fréquence de la première séquence (pn1) et β celle de la deuxième (pn2) alors β est telle que $\beta = \alpha - \Delta f$ avec $\Delta f \ll \alpha, \beta$.

Une fois les deux séquences lancées, pn1 apparaît comme entrain de glisser par rapport à pn2 et, à chaque fois que les deux séquences sont parfaitement alignées il y a apparition d'un pic d'auto corrélation.

Le schéma synoptique de notre système d'identification est donné en figure 3-11

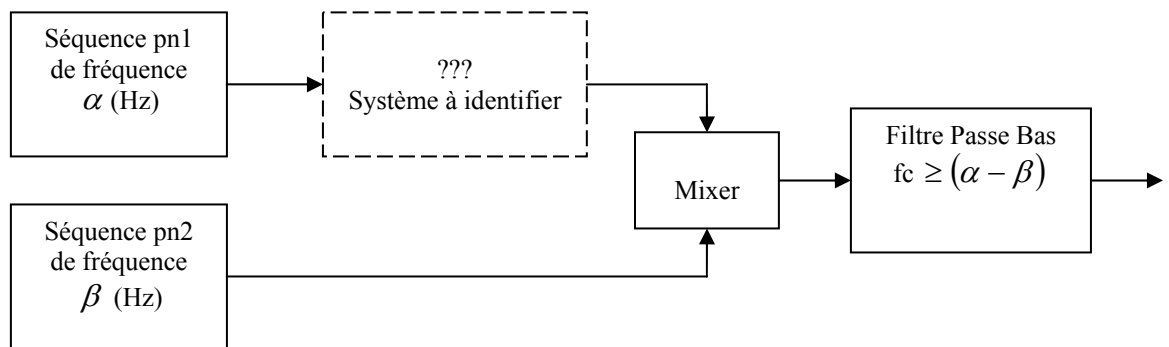


Figure 3-11 : synoptique de la technique d'identification par inter corrélation

Si aucun système n'est à identifier, c'est-à-dire que la séquence pn1 est directement reliée au convertisseur de fréquences (mixer), alors à la sortie de ce dernier on devrait observer, moyennant un analyseur de spectre, deux signaux ayant pour forme celle de la figure 3-12 (sinus cardinal en module). La largeur du demi lobe centrale du premier signal est égale à $(\alpha + \beta)$ et celle deuxième signal à $\alpha - \beta = \Delta f$.

Le filtre passe bas permet d'éliminer toutes les fréquences hors de la bande Δf . A sa sortie on obtient donc un lobe central de largeur Δf [1]. C'est le spectre de la réponse du système qui est dans ce cas précis (sans aucun système à identifier) la fonction d'auto corrélation. Ceci se traduit par une dilatation du temps par un facteur γ tel que :

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} = \frac{t_{\text{observé}}}{t_{\text{actuel}}} \quad (3-16)$$

Donc par cette technique, on arrive à observer une réponse impulsionnelle $h(t)$ dans une échelle de temps très réduite. Pour passer de l'échelle des temps observée sur l'oscilloscope ($t_{\text{observé}}$) à l'échelle réelle (t_{actuel}) il suffit de diviser par le facteur γ [2].

Du point de vue fréquentiel, on obtient en sortie du filtre un signal sur une bande de fréquence compressée par le facteur γ ($\text{sinc}^2(\frac{f}{\gamma})$) [1].

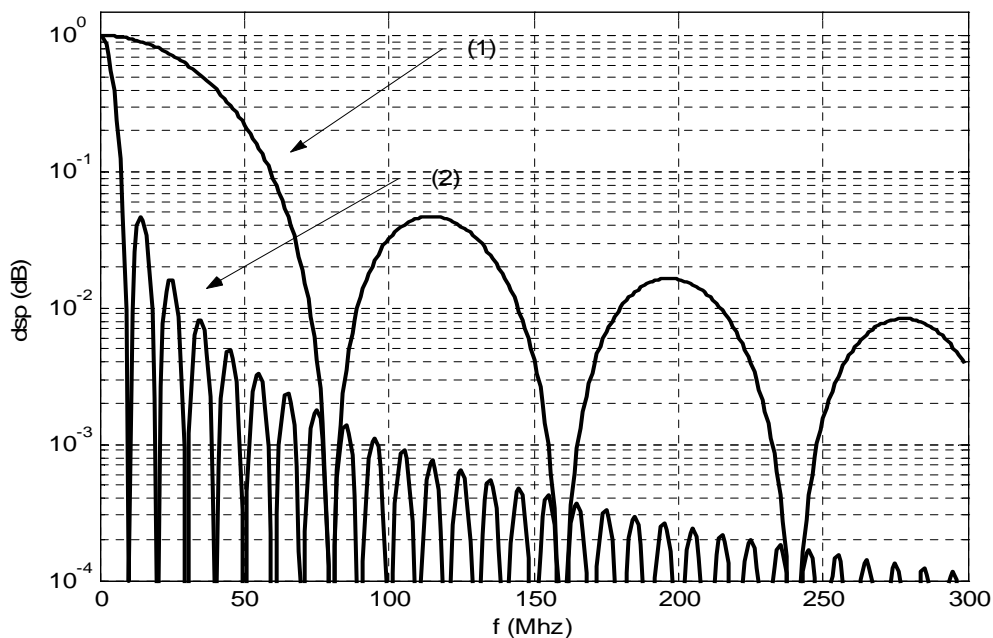


Figure 3-12 : Allures des spectres à la sortie du mixer. (1) : différence des fréquences $\alpha - \beta = \Delta f$
(2) : somme des fréquences $\alpha + \beta$

3-5 Conclusion :

Après avoir introduit, tout au long des chapitres 1, 2 et 3, la théorie d'identification des systèmes par inter corrélation nous pouvons désormais songer à l'implémentation de cette technique. Cette dernière sera basée sur le principe du corrélateur à glissement. Les systèmes à identifier sont dans notre cas des quadripôles à large bande passante plus particulièrement des filtres. Au chapitre 4 seront donc donnés tous les détails de la partie pratique de ce travail de recherche avec tous les résultats possibles.

CHAPITRE 4

Implémentation de la technique

4.1 Introduction :

Pour l'implémentation de la technique d'identification des systèmes par inter corrélation on prendra comme schéma de base celui du corrélateur à glissement (figure 3-1 § 3-5 chapitre 3). Ce dernier nécessite pour sa mise en œuvre deux horloges délivrant des signaux de fréquences assez élevées et ce pour permettre le sondage de filtres à large bande passante. Vu les restrictions en composants électroniques rapides (hautes fréquences), nous nous sommes limité aux fréquences avoisinant les 80 MHz. Les détails de cette réalisation seront étalés tout au long de ce chapitre, qu'on terminera par un test de performances, c'est-à-dire, une application pour l'identification d'un filtre large bande..

4.2 Schéma synoptique du montage :

Le schéma synoptique du système est donné en figure 4-1 :

Comme horloge de la première séquence pseudo aléatoire (PN1) nous avons utilisé un générateur H.F pouvant délivrer des fréquences jusqu'à 1GHz. La fréquence est fixée à 79.99 MHz. L'horloge de la deuxième séquence pseudo aléatoire (PN2) est un oscillateur à quartz délivrant une fréquence stable de 80,000 MHz. La fréquence de l'une ou l'autre des de ces horloges peuvent être lue grâce à un fréquence mètre d'une assez bonne résolution.

Les générateurs des deux séquences pseudo aléatoires ont été réalisés à l'aide des circuits intégrés de technologie TTL Fast pouvant théoriquement atteindre à la fréquence de 100 MHz (voir Appendice D)

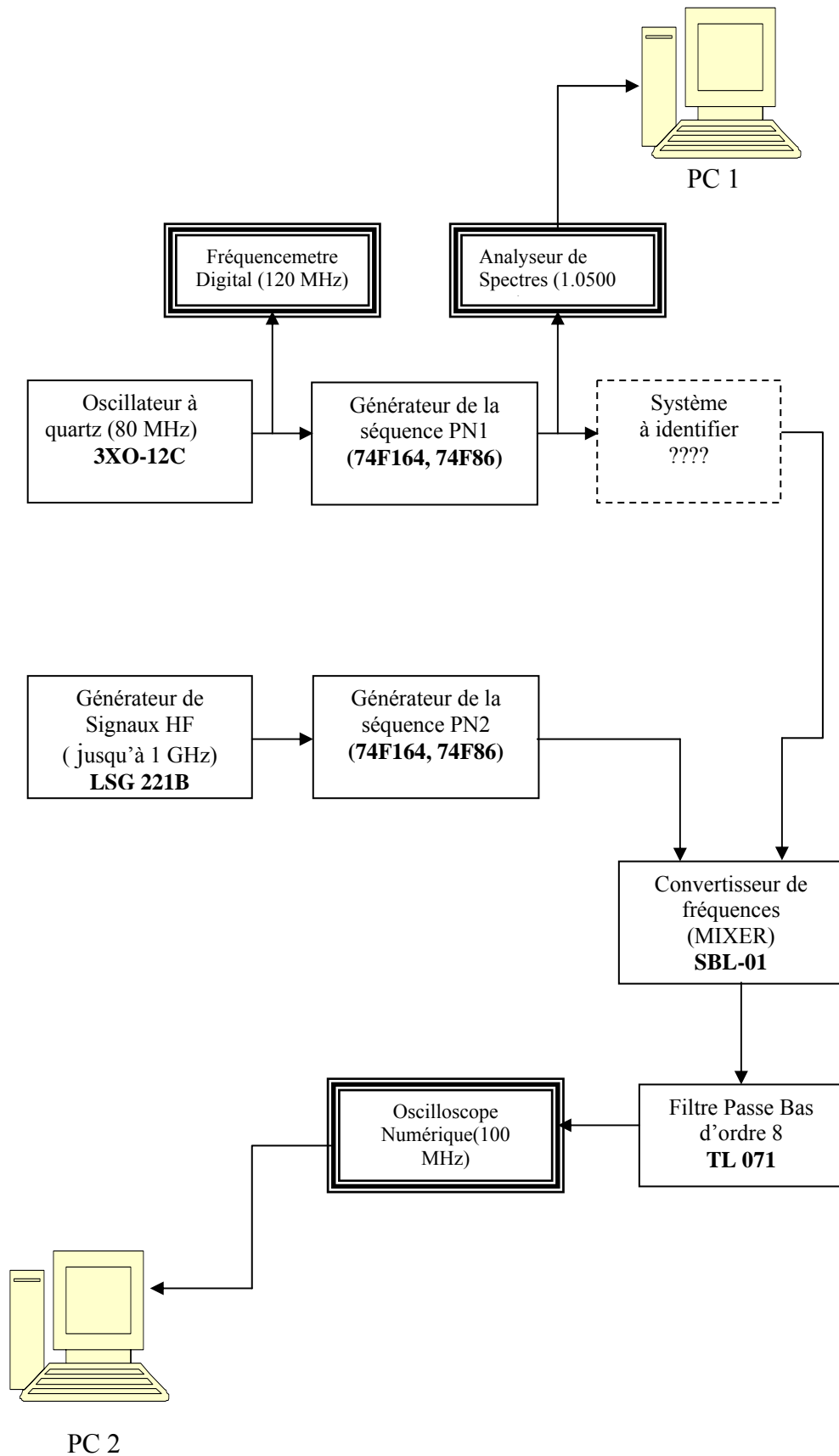


Figure 4-1 : Schéma synoptique du montage

Le bloc de corrélation est constitué par un convertisseur de fréquences de type Schottky (Appendice C) et d'un filtre passe bas d'ordre 8 de type Bessel [10] de fréquence de coupure avoisinant 4 KHz (Appendice B). Pour ce dernier nous avons utilisé les circuits intégrés analogiques TL 074 (quadruple amplexion) et TL 071 (mono ampli-op) pour l'amplification du signal sortie.

Les spectres des séquences PN peuvent être visualisés grâce à un analyseur de spectre (jusqu'à 1GHz). Ce dernier est doté d'un vobulateur (*tracking generator*) et d'une interface de communication avec un ordinateur. Les fichiers de données relatifs aux différents signaux peuvent acquis et traités.

L'acquisition du signal de sortie (auto corrélation ou réponse impulsionnelle) est faite grâce à un oscilloscope numérique à large bande (100 MHz). Ce dernier est doté d'une unité de calcul de la FFT et d'une interface de communication avec un ordinateur. Les fichiers de données relatifs aux différents signaux peuvent acquis et traités.

4.3 Considérations pratiques :

Après un grand nombre d'essais qui consistaient essentiellement à la mise en cascades de deux registres à décalage (pour varier la longueur des séquences PN) et au changement de la fréquence de l'horloge, nous avons remarqué que l'association de deux registres à décalage 8 bits (74F186) limitait la vitesse (donc la fréquence) de transmission. Ceci est dû au fait que l'horloge attaque deux circuits différents, le signal est donc divisé. Le mieux serait par exemple d'utiliser un seul registre à décalage à 16 bits, rapide, monté sur une seule puce. Vu que l'on est limité par un quartz de 80 MHz pour générer une des deux horloges, la deuxième horloge a été fixée, par le générateur HF à 79.990 MHz. On obtient ainsi un différence de fréquence $\Delta f = 10$ KHz. Rappelons que cette différence de fréquence est nécessaire à l'opération corrélation puisque l'une des séquences " doit glisser par rapport à l'autre " (§ 3-5, chapitre 3).

La longueur de la séquence PN est $N = 2^n - 1 = 127$, c'est le bouclage des étages 4 et 7 du registre à 8 bits. Avec un tel registre, c'est la séquence de longueur maximale n'utilisant qu'une seule porte XOR qui peut être obtenue. L'association de plusieurs

portes XOR affecterait le signal d'horloge. C'est le cas de la combinaison avec $n = 8$ maximum du registre ou $P(x) = 1 + x + x^5 + x^6 + x^8$. Cette combinaison donnerait un spectre formé de $2^8 - 1 = 255$ raies au lieu 127 avec $n=7$ mais utiliserait deux portes XOR.

4.4 Câblage des différents étages :

Un schéma descriptif du montage est donné en figure 4-2. Les différents schémas de câblage sont donnés en Appendice B. Les spectres des signaux PN ont été acquis grâce à l'analyseur de spectre (doté d'une interface PC). Ils ont été ensuite convertis en fichier Matlab. Les différents signaux temporels ont été acquis à l'aide de l'oscilloscope numérique (doté également d'une interface PC).

4.4.1 Générateur de la première séquence pseudo aléatoire (PN1) :

Afin d'adapter le signal d'horloge de 79.99 MHz (voir figure 4-3) issu du générateur aux circuits TTL, un amplificateur limiteur (SL 952) a été placé. La séquence PN est générée grâce au circuit 74F164 (un registre à décalage à 8 bits à entrée série sortie parallèle) et au 74F86 (quadruple porte XOR.).

Pour pouvoir visualiser la séquence PN , il faudrait éviter que le registre à décalage soit initialement chargé par une combinaison formée uniquement de niveaux logiques "0" , pour cela et à l'aide d'un fil relié à l'alimentation (5 volts) on injecte de manière très brève un niveau logique "1" à l'entrée série (broches A et B) du registre à décalage.

La séquence PN une fois lancée peut être visualisée au niveau de la broche 13 du registre à décalage. La forme temporelle de cette première séquence est donnée en figure 4-4. A première vue, elle paraît déformée. Pour s'assurer que c'est bel et bien une séquence PN nous avons fait une comparaison avec une version simulée. Le résultat est donné en figure 4-5. Le spectre de cette séquence est donné en figure 4-6.

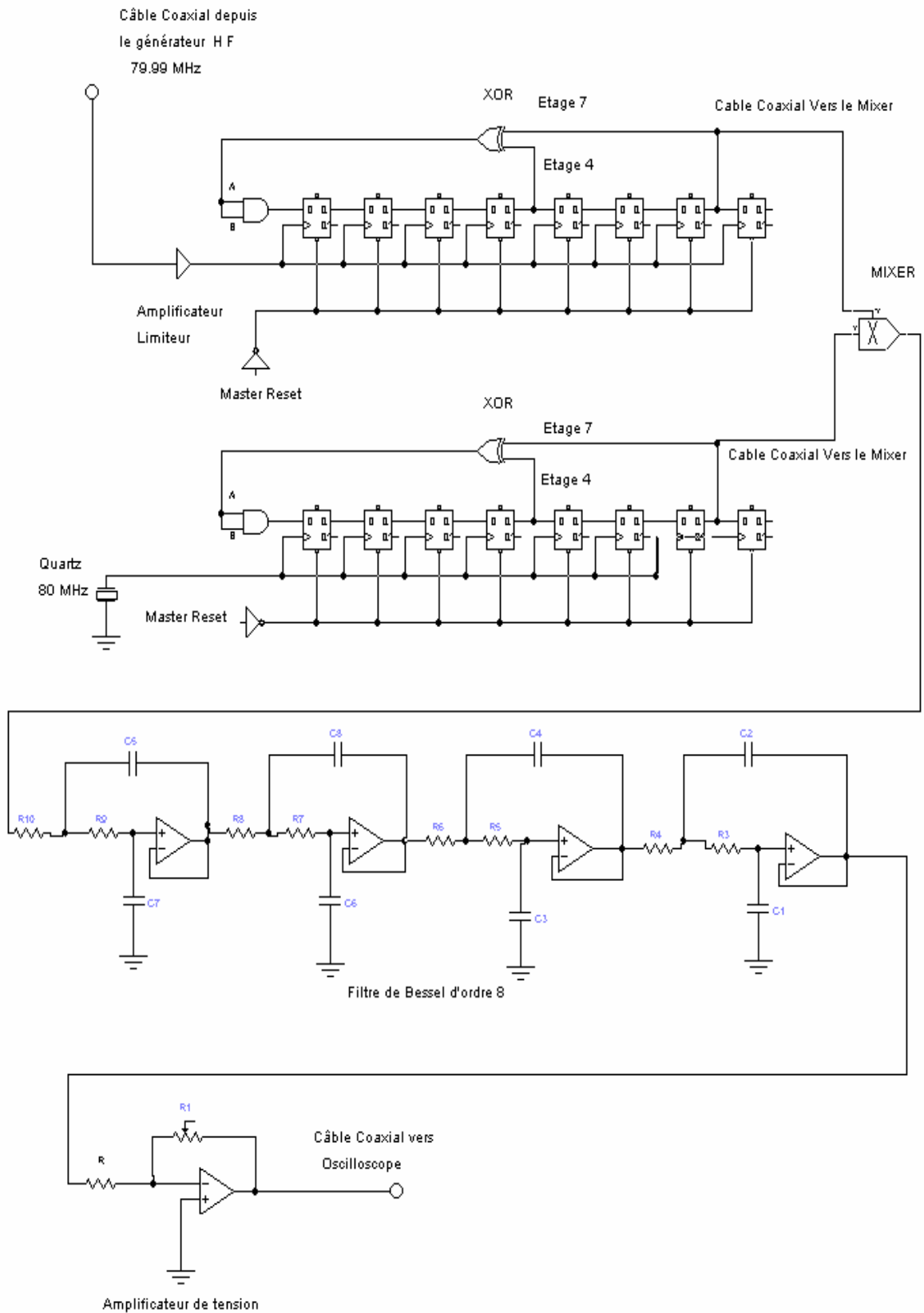


Figure 4-2 : Schéma descriptif du montage

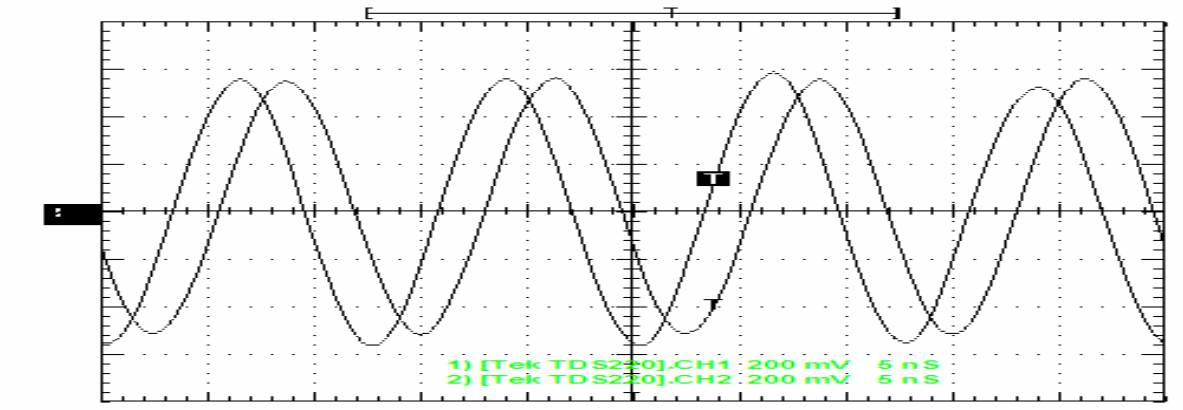


Figure 4-3 : Forme des signaux horloges de fréquences 79.99 MHz et 80.00 MHz

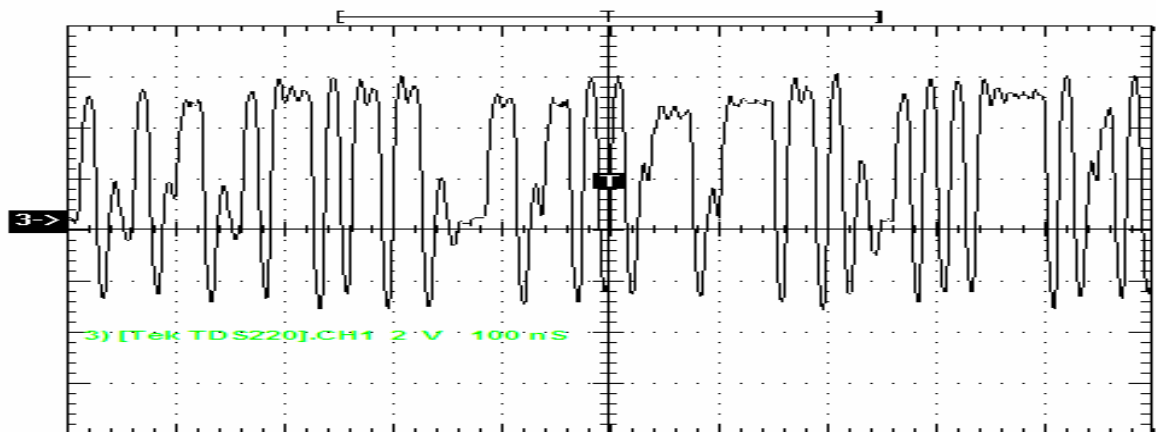


Figure 4-4 : Forme temporelle de la séquence PN1 :N= 127 et f= 79.9900 MHz

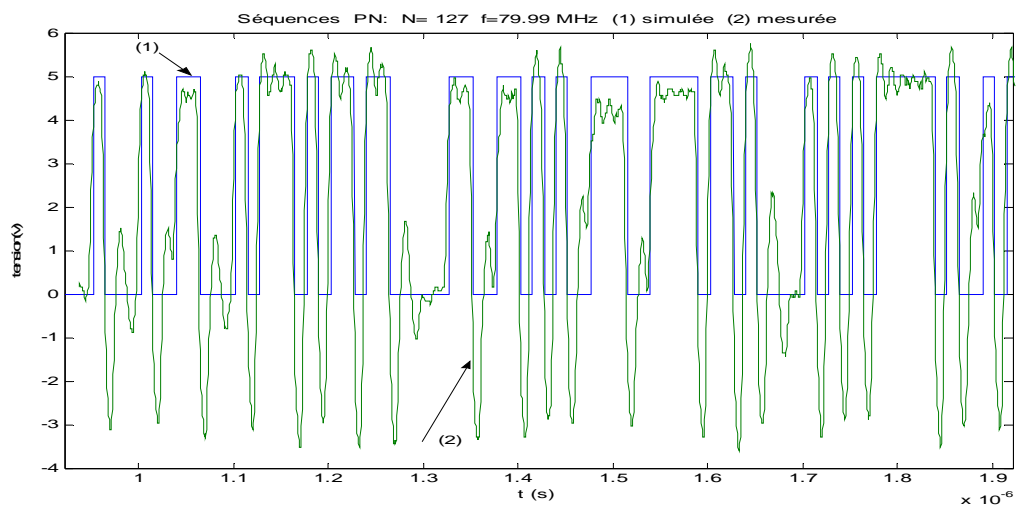


Figure 4-5: Comparaison des deux signaux PN :
(1) simulée et (2) mesurée : paramètres N=127 et f= 79.99MHz.

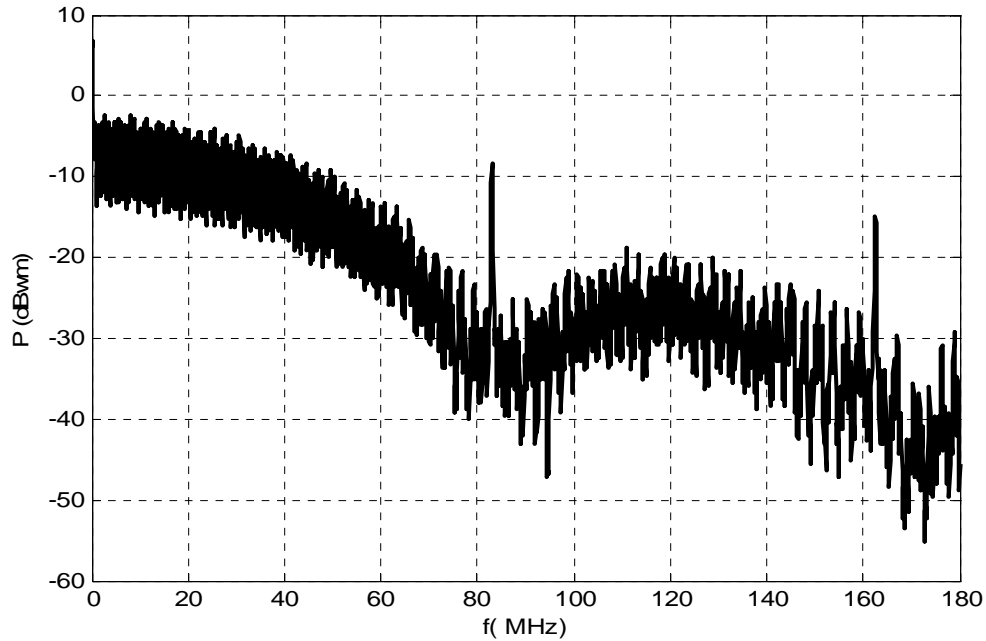


Figure 4-6: Spectre d'une séquence PN : N127 et $f= 79.9900$ MHz

4.4.2 Générateur de la deuxième séquence pseudo aléatoire (PN2) :

L'horloge est un dans ce cas un oscillateur à quartz délivrant une fréquence de 80.00 MHz (voir figure 4-3) de niveaux de tensions TTL. Sa sortie est directement reliée moyennant un câble coaxial à l'entrée horloge du registre (broche 8). La forme temporelle est donnée en figure 4-7. Une comparaison avec une version simulée est donnée en figure 4-8 et enfin le spectre de cette deuxième séquence pseudo aléatoire est donné en figure 4-9.

4.4.3 Convertisseur de fréquences (Mixer) :

Le mixer MCL –SBL1 est un convertisseur de fréquences de type Schottky (voir figure 4-10). Les deux séquences PN sont injectées par les entrées 1 (entrée RF) et 8 (entrée LO). La sortie est recueillie au niveau de la broche 3 (sortie FI) qui reliée avec 4. Les broches 2,6,5 et 7 sont reliées à la masse.

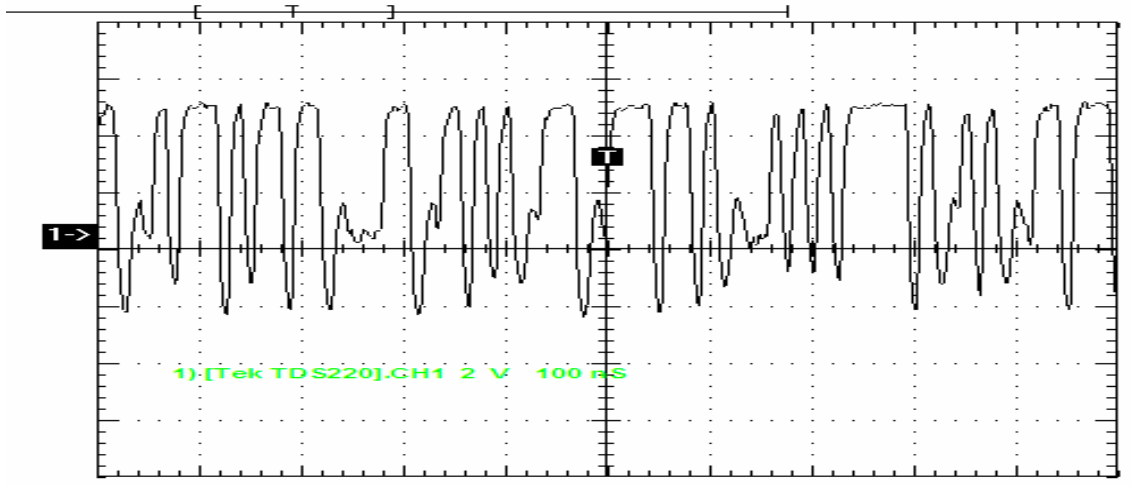


Figure 4-7: Forme temporelle de la séquence PN de longueur 127. $f = 80$ MHz

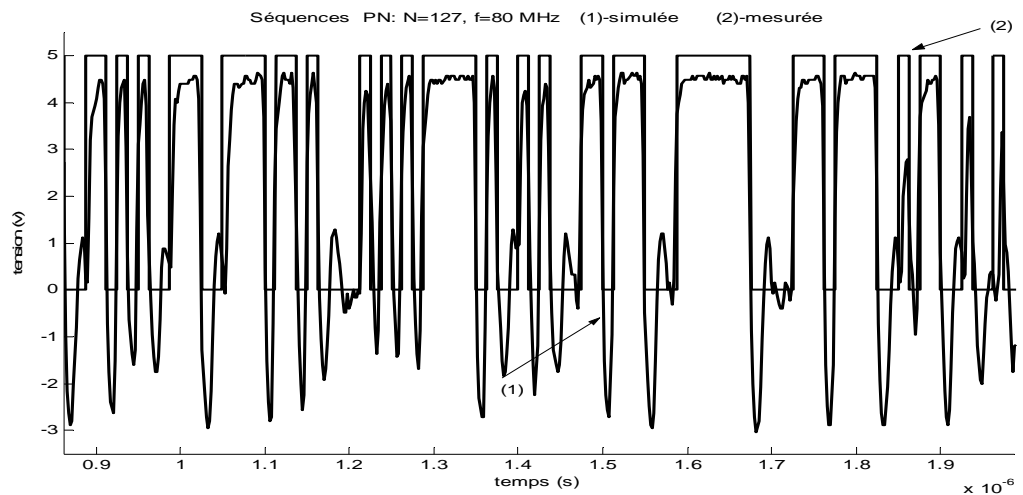


Figure 4-8: Séquences PN simulée (2) et mesurée (1) de paramètres $N=127$ et $f = 80$ MHz

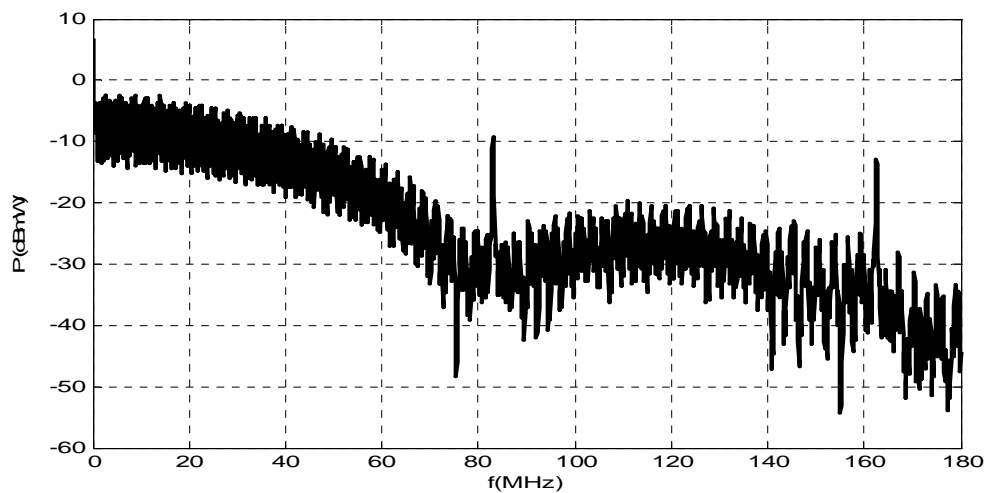


Figure 4-9: Spectre d'une séquence PN de longueur 127 à la fréquence 80.00 MHz

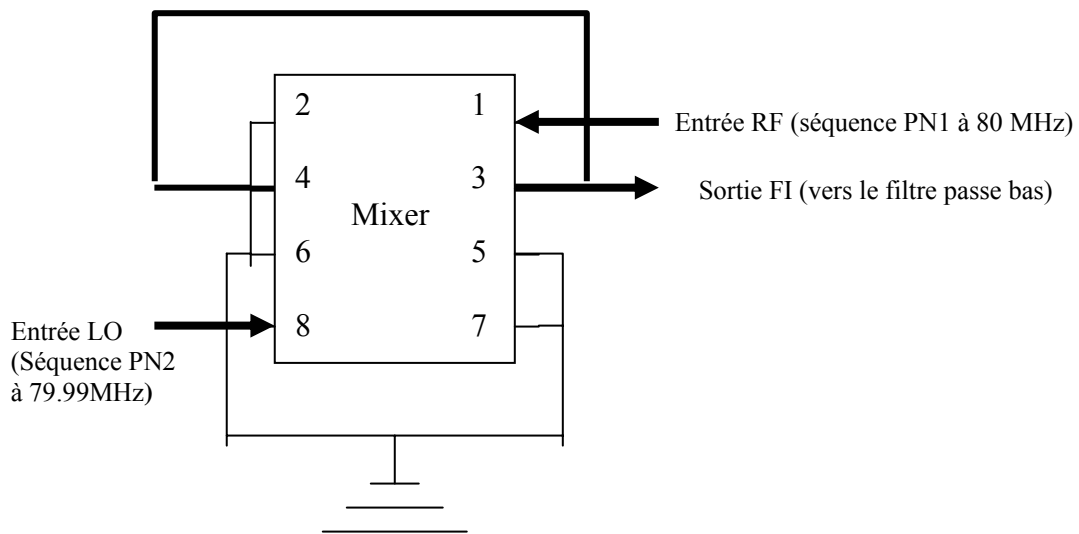


Figure 4-10 : Schéma du Mixer ECL-SBL 01

4.4.4 Filtre passe bas d'ordre 8 :

Le filtre de Bessel d'ordre 8 et de fréquence de coupure 3 KHz à été réalisé à l'aide d'un quadruple ampli-op (TL 071). Les filtres de Bessel ont la particularité de procurer un retard constant sur les signaux qui leur sont injectés. Quatre cellules de type Sallen Key (Appendice C) sont mises en cascade afin d'obtenir un filtre de Bessel d'ordre 8. La fonction de transfert de ce circuit est donnée en figure 4-11.

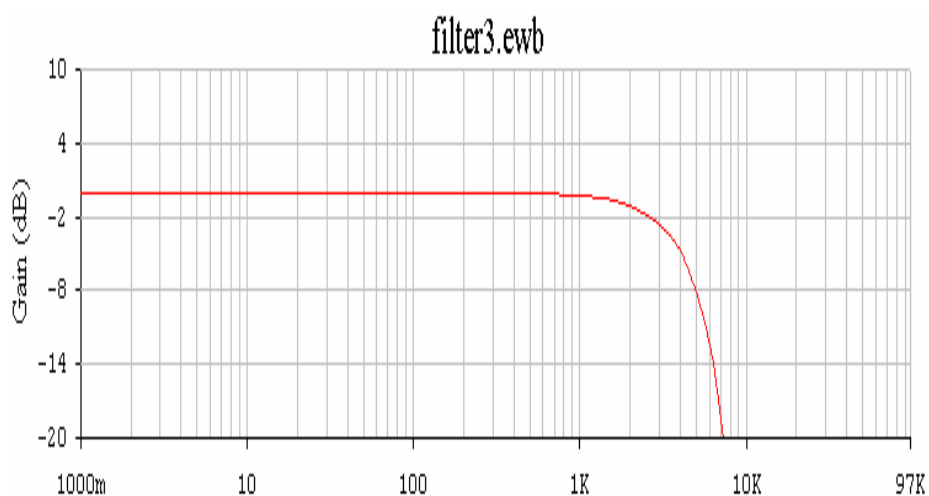


Figure 4-11 : Caractéristique de transfert du filtre de Bessel d'ordre 8

4.4.5 Amplificateur de tension :

Le signal issu du filtre est fortement atténué, afin de pouvoir le visualiser il est nécessaire de l'amplifier (voir figure 4-2). Cette fonction est confiée à un amplificateur opérationnel .Le gain de cet amplificateur est donné par :

$$G_V = \frac{-R_v}{R} \quad (4-1)$$

4.5 Calibrage du système (Auto corrélation des séquences PN) :

Dans le synoptique de la figure 4-1, si aucun circuit n'est à identifier, c'est à dire que la séquence PN1 est directement reliée au Mixer on devrait alors observer des pics d'auto corrélation. Le résultat de cette mesure est donné en figure 4-12.

A l'aide d'un fréquence mètre numérique on mesure exactement :

$f_{PN1} = 79.99212 \text{ MHz}$ au lieu de $\beta = 79.99 \text{ MHz}$ pour la séquence PN1, et

$f_{PN2} = 79.99835 \text{ MHz}$ au lieu de $\alpha = 80 \text{ MHz}$ pour la séquence PN2 donc

$\Delta f \approx 7140 \text{ Hz}$ soit **7,140 KHz** au lieu de 10 KHz prévu.

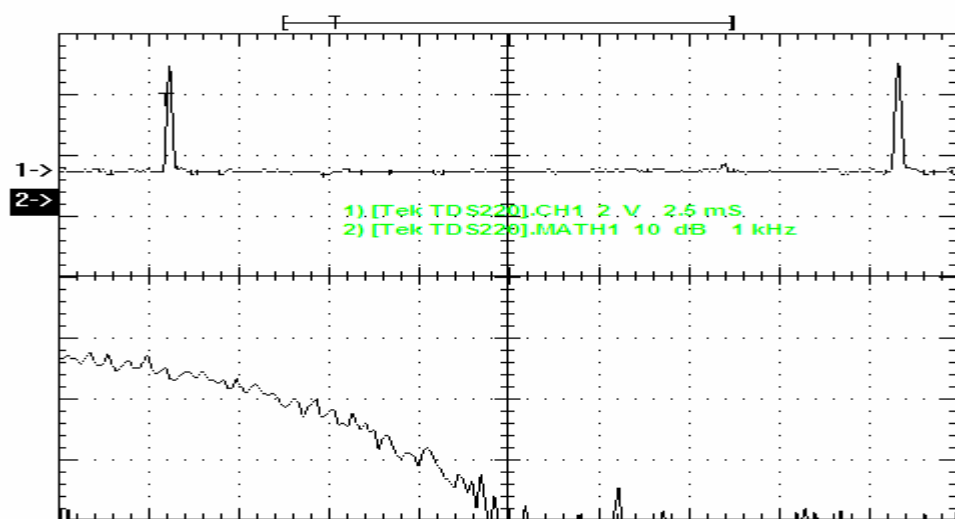


Figure 4-12 : Signal auto corrélation des séquences PN1 et PN2

A l'aide de l'oscilloscope numérique, on peut lire la durée séparant les pics d'auto corrélation de la figure 4-13. La mesure donne : $D = 20.3 \text{ ms}$

Interprétation : cette durée D rappelons-le est (§ 3-4-2, chapitre 2) :

$$D = N \cdot \frac{1}{f_{PN2}} = (2^n - 1) \cdot \frac{1}{f_{PN2}} \quad (4-2)$$

avec $n = 7$ (nombre d'étages du registre) et donc $N = 127$, $f_{PN2} = 79.99835 \text{ MHz}$.

Théoriquement, cette durée vaut $D_{th} = 1.58753 \mu\text{s}$, $\frac{1}{D_{th}} = 629.908 \text{ KHz}$.

Pratiquement, $D = 20.3 \text{ ms}$ et donc $\frac{1}{D} = 49.2610 \text{ Hz}$.

Le rapport entre ces deux quantités est $\frac{D}{D_{th}} = 12787.15$

L'échelle des temps s'est donc dilatée d'un facteur $\gamma \approx 12787$.

4-6 Applications :

4.6.1 Identification d'un filtre passe bande

- Caractéristique du filtre : Pour tester l'efficacité de cette technique d'identification, nous avons réalisé un filtre passe bande du premier ordre (voir appndice E) dont voici le schéma électrique (figure 4-13) :

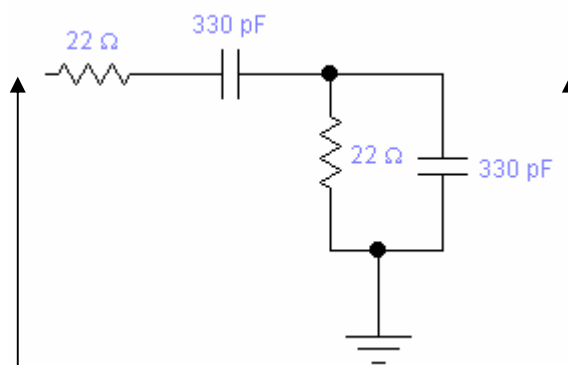


Figure 4-13 : Schéma électrique du filtre passe bande à identifier

La fonction de transfert de ce filtre est:

$$T(s) = \frac{R}{1 + (RCs + \frac{1}{RCs})}, s=j\omega \quad (4-3)$$

où $R = 22\Omega$ et $C = 330pF$.

La bande passante de ce filtre est donnée par :

$$BW = 2z\omega_0 \quad (4-4)$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (4-5)$$

et z est le coefficient d'amortissement, z est choisi égal à 1.

$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ est la fréquence centrale de la bande passante du filtre. $f_0 \approx 22$ MHz

- Mesures

Dans le synoptique de la figure 4-1, ce filtre est placé dans le bloc « système à identifier ??? ». Le résultat de cette identification est visualisé sur l'oscilloscope numérique. Ce dernier nous permet de visualiser les deux réponses : temporelles et fréquentielle (figure 4-14). Pour pouvoir faire une comparaison nous avons mesuré, grâce au vobulateur de l'analyseur de spectre, la réponse impulsionnelle du filtre. Le résultat est donné en figure 4-15.

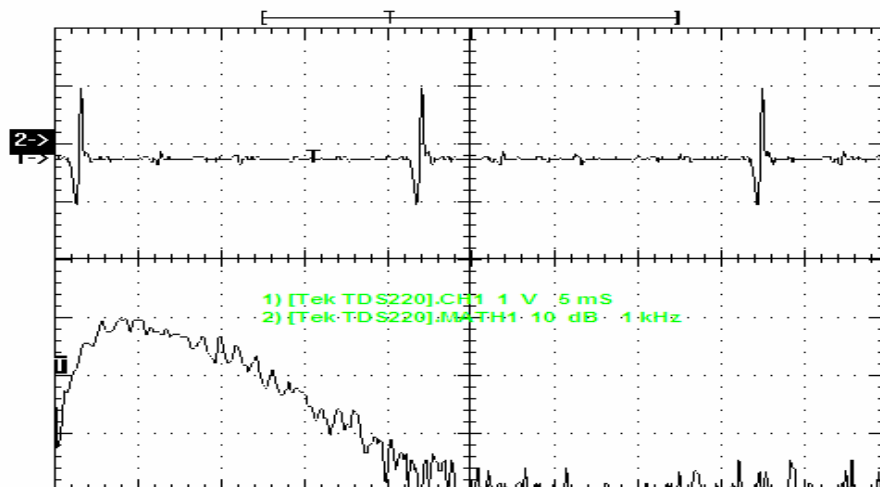


Figure 4-14 : Réponse impulsionnelle du filtre passe bande mesurée par inter corrélation

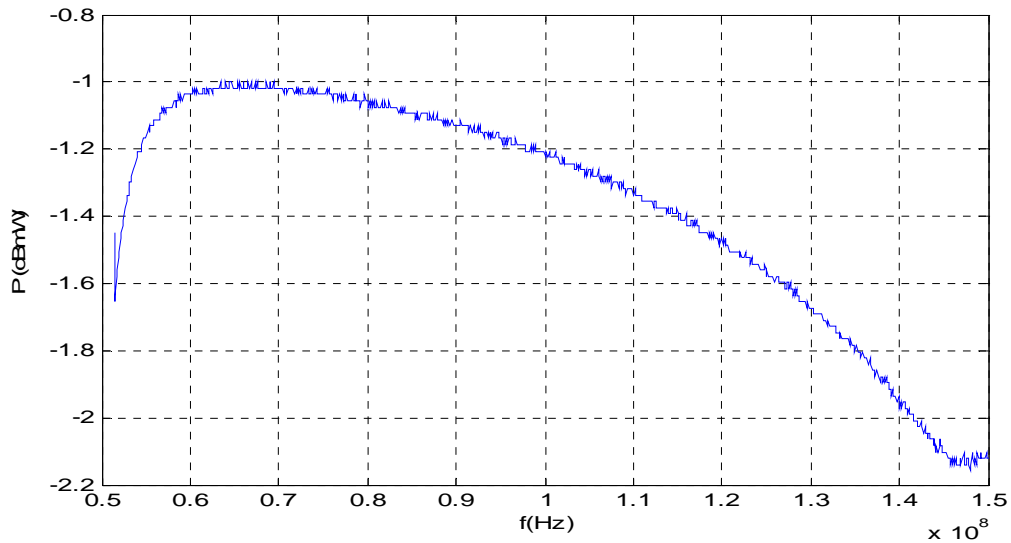


Figure 4-15 : Gain d'un filtre passe bande mesuré par le voltmètre

- Interprétations :

Mis à part le fait que l'échelle des fréquences n'est pas la même, les deux courbes ont la même allure. Dans le premier cas l'axe des ordonnées est un gain en tension (dB). Dans le deuxième cas c'est une puissance en dBmW. Que faut-il faire maintenant ?

Connaissant le facteur $\gamma \approx 12787$, nous pourrions par programmation (software) :

- Dilater l'axe des fréquences de la première courbe figure 4-17 ;
- Normaliser les deux courbes et les tracer sur un même graphe ;
- Faire un calcul d'erreur.

Résultats : la dilatation en fréquences donne la courbe de la figure 4-16. La normalisation des courbes et leur comparaison sont données en figure 4-17 :

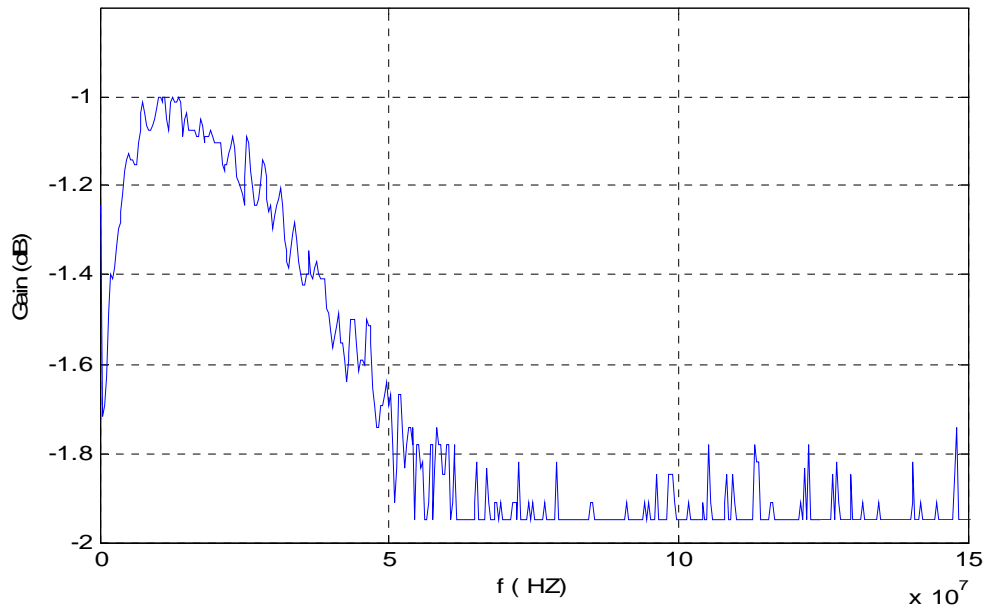


Figure 4-16 : Dilatation fréquentielle de la réponse par inter corrélation

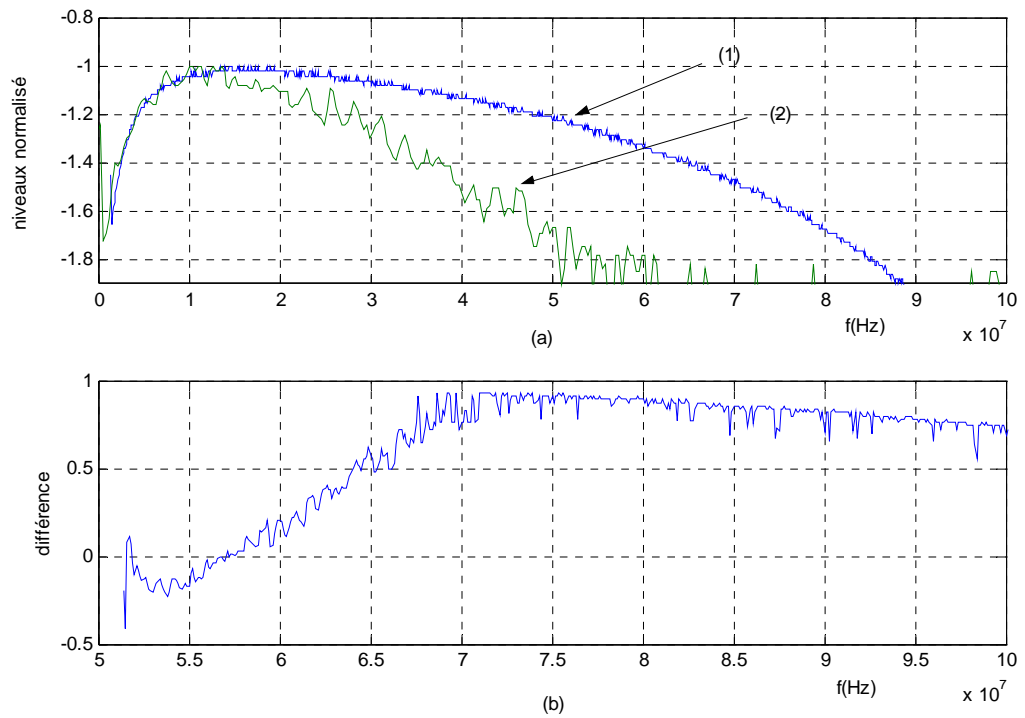


Figure 4-17 : Comparaison des deux réponses du filtre passe bande. a) : Courbe (1) identification du filtre passe bande par vobulateur. : Courbe (2) identification du filtre passe bande par inter corrélation. (b) : l'erreur absolue entre les deux courbes.

4.6.2 Identification d'un filtre passe bas :

- Caractéristique du filtre : Pour confirmer l'efficacité de cette technique d'identification, nous avons réalisé un filtre passe bas du 2nd ordre dont voici le schéma

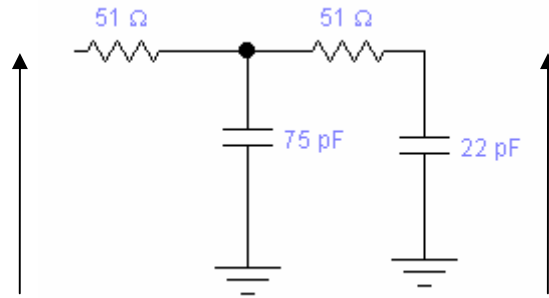


Figure 4-18 : Schéma électrique du filtre passe bas à identifier

La fréquence de coupure de ce filtre vaut 37 MHz (appendice D).

La réponse du système d'identification est donnée en figure 4-19 :

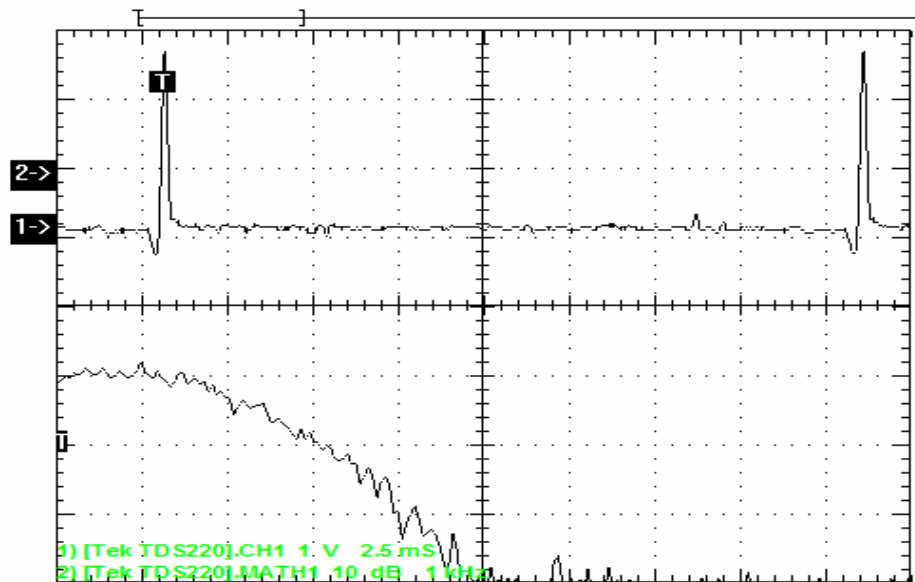


Figure 4-19 : Réponse impulsionnelle du filtre passe bas mesurée par inter corrélation

La réponse du filtre moyennant le vobulateur est donnée en figure 4-20 :

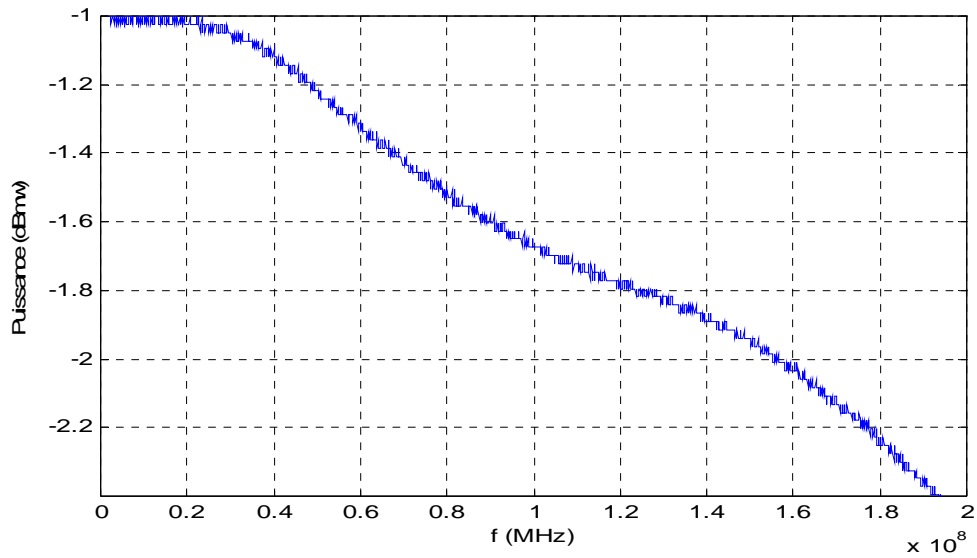


Figure 4-20 : Réponse d'un filtre passe bas mesuré par le vobulateur.

Enfin la comparaison entre les deux réponses est donnée en figure 4-21 :

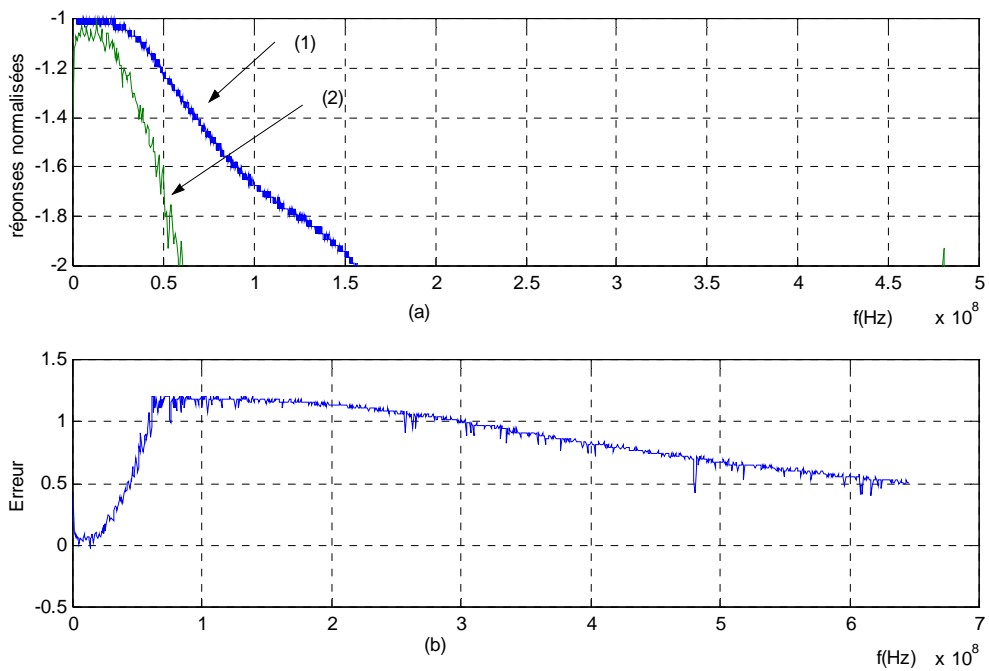


Figure 4-21 : (a) : Comparaison des deux réponses d'un filtre passe bas :
 Courbe (1) : identification du filtre passe bas par vobulateur.
 Courbe (2) : identification du filtre passe bas par inter corrélation
 (b) : l'erreur absolue entre les deux courbes.

4.7 Conclusion :

D'après les mesures obtenues (courbes de la figure 4-17 et 4-21) cette technique d'identification des systèmes donne des résultats satisfaisants, et prouve son efficacité quant à la mesure des réponses impulsionnelles des systèmes à large bande. L'échelle des temps est bel et bien dilatée et l'on arrive à reconnaître les formes spectrales des signaux. Cependant, pour connaître les vraies limites de cette technique, il faudrait faire beaucoup d'expériences et ce en changeant le type (passe bas, passe haut, coupe bande), l'ordre et la bande passante du filtre. Enfin, avec des composants plus rapides et un matériel plus précis on pourrait élargir les mesures et probablement obtenir de meilleurs résultats.

CONCLUSION

Avec les résultats concordants obtenus lors des réalisations et simulations, la technique que nous avons élaboré tous au long de ce mémoire confirme sa puissance quant à l'identification des système large bande .

Personnellement j'aurai souhaité, compléter la circuiterie en réalisant au moins une boucle à verrouillage de phase (comme horloge des séquences pseudo aléatoires) car c'était un des objectifs fixé dans le cahier de charges et, tester les performances de cette technique pour une large gamme de filtres de bandes passantes et d'ordre différents. Cela nous aurait permit de faire un bilan global sur les performances de cette technique.

Comme suite à ce travail, il serait très intéressant de moduler les séquences pseudo aléatoires pour sonder une bande de fréquences, dans le canal FM par exemple, ou de développer leurs applications dans l'étalement du spectre (DSSS, FHSS et CDMA).

Appendice A

Génération des polynômes caractéristiques pour une blms à partir d'un registre à 04 bits (exemple)

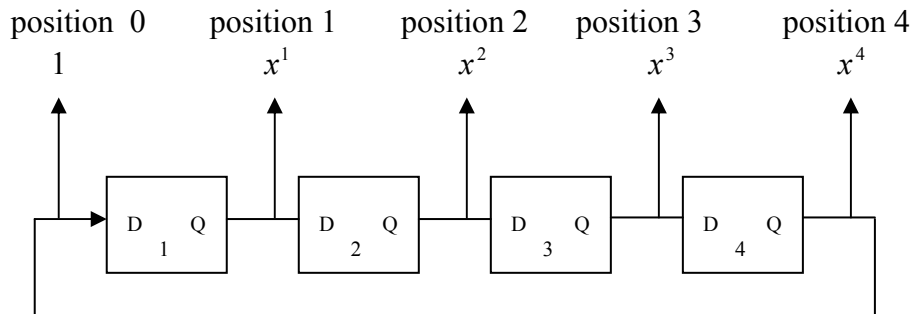


Figure a-1-1 :schéma d'un registre à décalage à 4 bits

Pour cet exemple de registre à 4 bits toutes les combinaisons de re-bouclage possibles sont données en figure 1-10

Bit1 (blms) (1111) ₂	Bit 2	Bit 3	Bit 4 (blps)	Représentation Hexadécimale	Représentation Polynomiale	Période
	initialement					
0	0	0	1	8H	$1 + x^4$	4
0	0	1	1	CH	$1 + x^3 + x^4$	15
0	1	0	1	AH	$1 + x^2 + x^4$	6
0	1	1	1	EH	$1 + x^2 + x^3 + x^4$	0
1	0	0	1	9H	$1 + x + x^4$	15
1	0	1	1	DH	$1 + x + x^3 + x^4$	0
1	1	0	1	BH	$1 + x + x^2 + x^4$	0
1	1	1	1	FH	$1 + x + x^2 + x^3 + x^4$	4

Figure a-1-2 : différents bouclages avec polynôme associé pour un registre à 4 bits

Interprétations :

En examinant les résultats du tableau ci-dessus, on remarque que :

- Les combinaisons CH et 9H ont une période de $2^n - 1 = 15$, ce sont donc des bmls.
- Si ne tient pas compte des blps (bit le plus significatif) 9H (100) est l'image miroir de CH (001). Cela signifie que pour chaque bmls il existe deux combinaisons et donc deux polynômes caractéristiques.
- Les combinaisons ayant un nombre impair de « 1 » dans leur représentation binaire produisent une période nulle, en effet, un XOR (additionneur modulo 2) avec un nombre impair de d'entrées toutes à « 1 » produit un « 1 » comme retour et la donnée dans le registre restera indéfiniment $(1111)_2$.
- Lorsque le registre est initialement chargé par $(0000)_2$ alors quelque soit le nombre d'entrées du XOR (pair ou impair), le contenu du registre n'évoluera jamais de sa situation initiale.

Le tableau de la figure a-1-3 donne les polynômes caractéristiques (avec leur polynômes miroirs) associés aux principales bmls pour $n \leq 16$.

n	$h(x)$	$\tilde{h}(x)$
2	$1+x+x^2$	$1+x+x^2$
3	$1+x+x^3$	$1+x^2+x^3$
4	$1+x+x^4$	$1+x^3+x^4$
5	$1+x^2+x^5$	$1+x^3+x^5$
6	$1+x+x^6$	$1+x^5+x^6$
7	$1+x+x^7$	$1+x^4+x^7$
8	$1+x+x^5+x^6+x^8$	$1+x^2+x^3+x^7+x^8$
9	$1+x^4+x^9$	$1+x^5+x^9$
10	$1+x^3+x^{10}$	$1+x^7+x^{10}$
11	$1+x^2+x^{11}$	$1+x^9+x^{11}$
12	$1+x^3+x^4+x^7+x^{12}$	$1+x^5+x^8+x^9+x^{12}$
13	$1+x+x^3+x^4+x^{13}$	$1+x^5+x^{10}+x^{12}+x^{13}$
14	$1+x+x^{11}+x^{12}+x^{14}$	$1+x^2+x^3+x^{13}+x^{14}$
15	$1+x+x^{15}$	$1+x^{14}+x^{15}$
16	$1+x^2+x^3+x^5+x^{16}$	$1+x^{11}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$

Figure a-1-3 :Tableau des polynômes caractéristiques associés au principales Séquences de longueur maximale pour $n \leq 16$

Appendice B

Câblage des différents étages

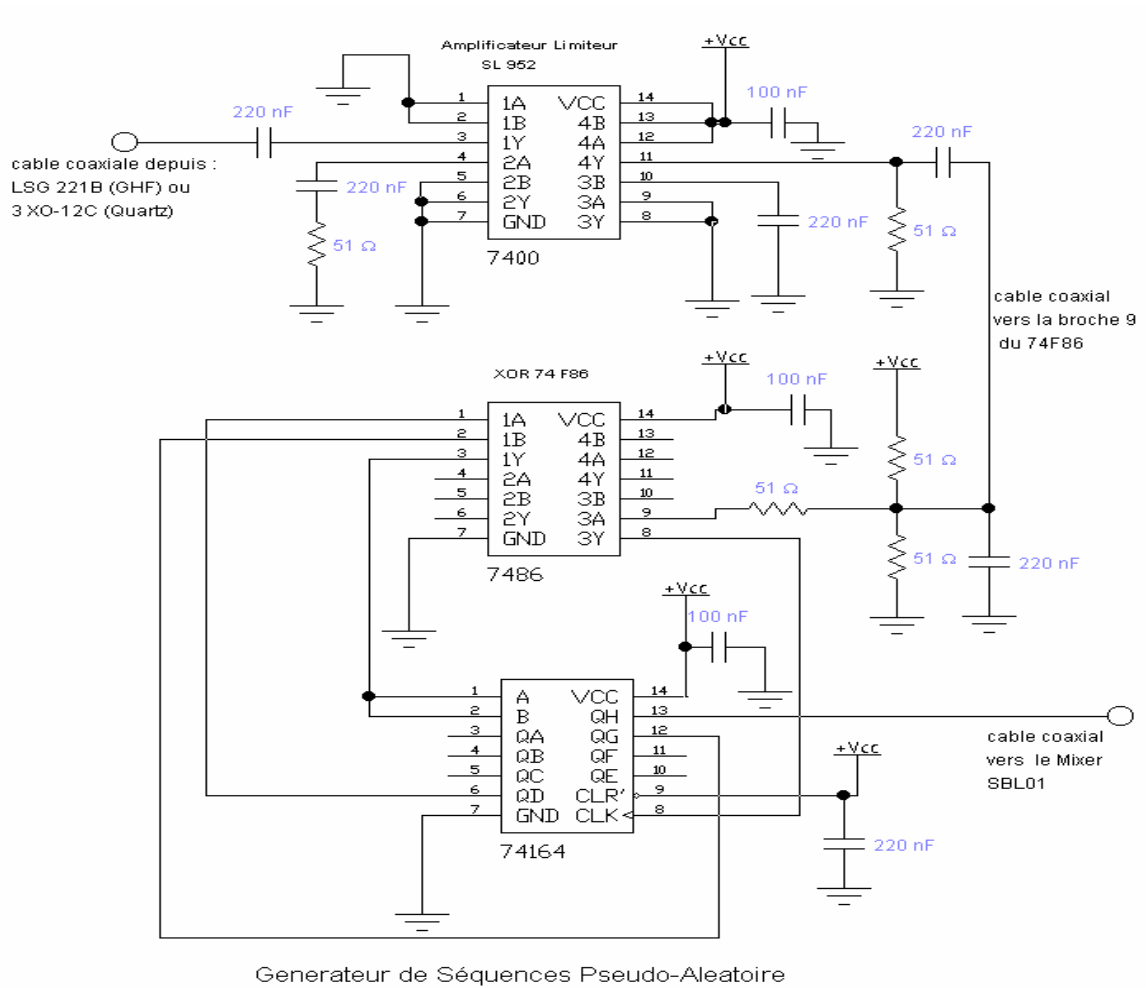
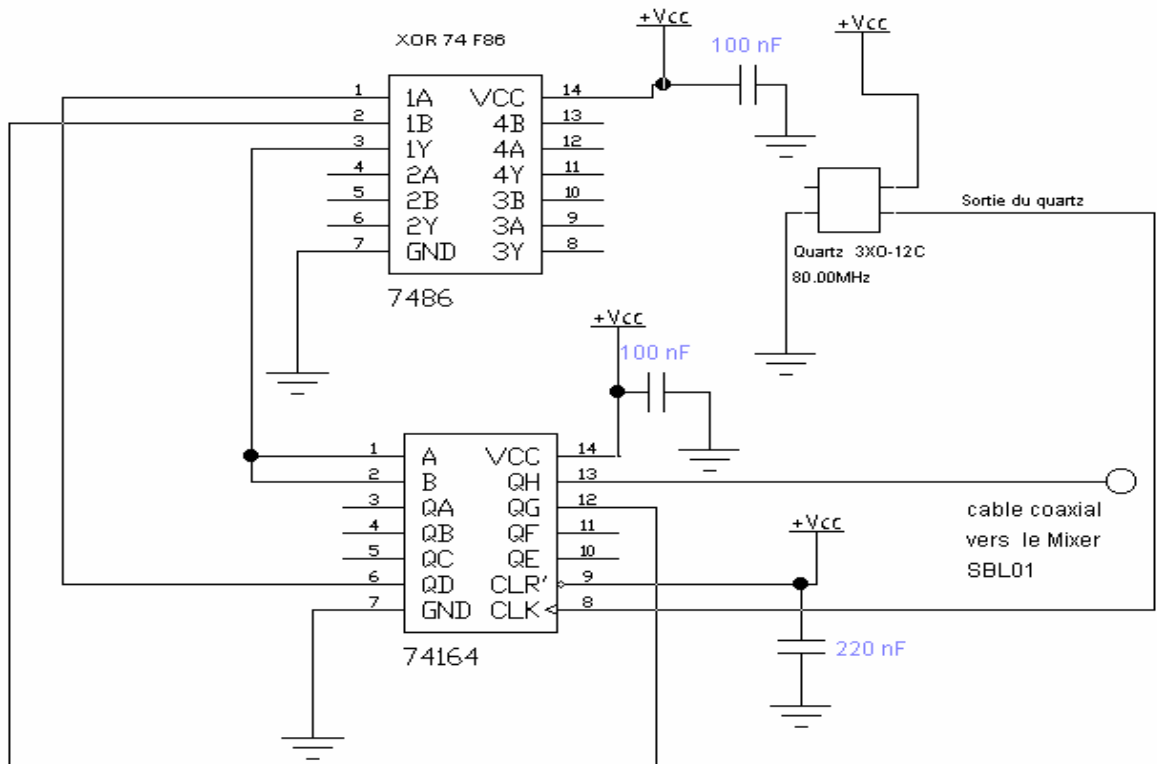


Figure A-1 : schéma électrique du générateur de la séquence PN 1



Generateur de Séquences Pseudo-Aleatoire

Figure A-2 : schéma électrique du générateur de la séquence PN 2

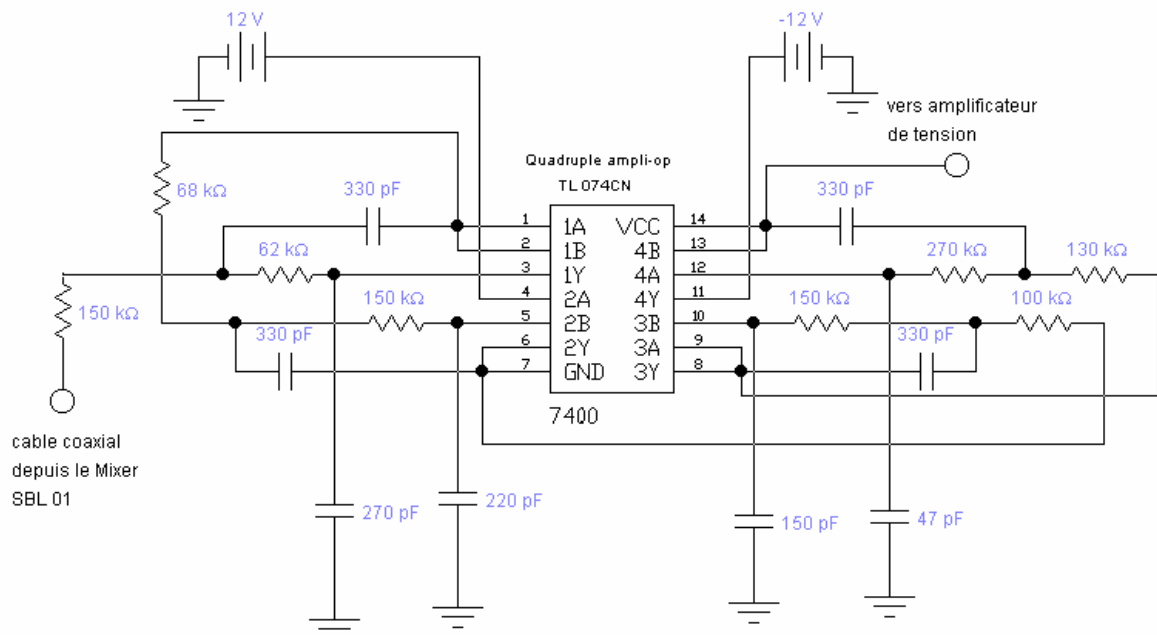


Figure A-3: schéma de câblage du filtre passe bas d'ordre 8

APPENDICE C

C-1 Filtres de Bessel

C-1-1 Filtres à retard : Lors d'une transmission des signaux, des retards apparaissent naturellement que cela soit à travers l'espace, un câble coaxial ou encore une fibre optique. Le même retard peut être approximativement obtenu par des circuits connus sous le nom de filtre à retard (Delay Filter).

Le retard est une quantité définie dans l'espace temps, les filtres sont désignés par des équations dans le domaine fréquentiel. Il est donc nécessaire de trouver une relation entre ces deux quantités.

Soit un signal $v_1(t)$ retardé par circuit à retard idéal :

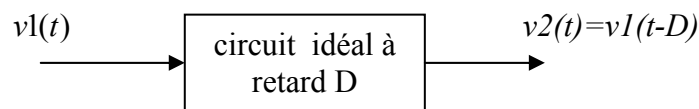


Figure c-1 : synoptique d'un filtre à retard

Si on suppose que ce circuit n'affecte pas l'amplitude du signal d'entrée, on obtient alors une réplique de $v_1(t)$ à la sortie mais retardée de la quantité D , notée $v_2(t)$.

$$\text{si } v_1(t) \text{ s'écrit } v_1(t) = A \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{c-1})$$

on aura alors

$$v_2(t) = A \sin(\omega t + (\phi - D)) \quad (\text{c-2})$$

en termes de phases :

$$v_1(t) = A \cdot \left| \phi \right. \quad (\text{c-3})$$

et

$$v_2(t) = A \cdot \exp(-j\omega D) \quad (\text{c-4})$$

La fonction de transfert est alors :

$$T(\omega) = \frac{v_2}{v_1}(\omega) = 1 \cdot \exp(-j\omega D) \quad (\text{c-5})$$

soit

$$T(j\omega) = 1 \cdot \exp(-j\omega D) \quad (\text{c-6})$$

si on normalise D à 1 ($D=1$) alors

$$T(j\omega) = 1 \cdot \exp(-j\omega) \quad (\text{c-7})$$

posons $s = j\omega$

$$T(s) = \exp(-s) \quad (\text{c-8})$$

Cette fonction de transfert particulière présente donc un retard constant ($D=1$) quelle que soit la fréquence, une phase de pente négative ($D = -1$) et un gain constant ($A=1$) (voir figures C-2 a, b et c).

$|T(\omega)|$

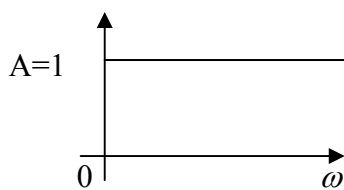


Figure c-2 a : gain d'un filtre à retard

$\arg(T(\omega))$

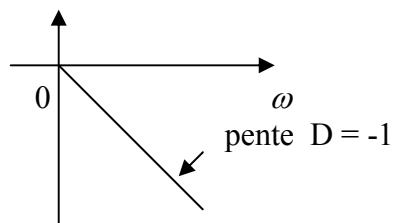


Figure c-2 b : phase d'un filtre à retard b

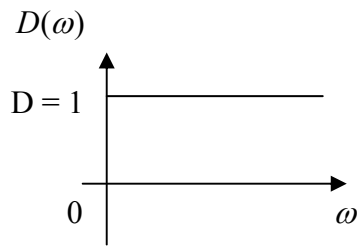


Figure c-2 c : retard de groupe d'un filtre à retard

Ce système idéal, ayant un retard constant sur une large bande de fréquence, ne peut être réalisé. Ce qu'il serait possible de faire est d'approximer l'équation c-8 avec un quotient de polynômes :

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{C-9})$$

Les travaux de Thomson ont permis d'aboutir à des polynômes dont les coefficients sont proches de ceux de Bessel.

C-1-2 Polynômes de Bessel et Fonctions de Transfert de Bessel Thompson :

Les polynômes de Bessel sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 B_0 &= 1; \\
 B_1(s) &= s + 1; \\
 B_2(s) &= s^2 + 3s + 3; \\
 B_3(s) &= s^3 + 6s^2 + 15s + 15; \\
 B_4(s) &= s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105; \\
 &\dots\dots\dots\text{etc.}
 \end{aligned}
 \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} B_0 \\ B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \\ \dots \end{aligned}} \right\} \quad (\text{c-10})$$

Les fonctions de transfert de Bessel-Thomson se présentent comme suit :

$$T_n(s) = \frac{B_n(0)}{B_n(s)} \quad (\text{c-11})$$

avec

$$B_n(s) = (2n - 1).B_{n-1}(s) + s^2.B_{n-2}(s) \quad (\text{c-12})$$

Cette fonction de transfert a été calculée de façon à répondre aux critères du circuit à retard idéal étudié plus haut. Son module est donné par :

$$|T_n(s)| = \left| \frac{B_n(0)}{B_n(s)} \right| \quad (\text{c-13})$$

et sa phase par :

$$\phi(s) = \arg(T_n(s)) = - \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(B_n(s))}{\text{Re}(B_n(s))} \right] \quad (\text{c-14})$$

et enfin le retard de groupe par :

$$D_n(j\omega) = - \frac{d\phi(j\omega)}{d\omega} \quad (\text{c-15})$$

Les racines de $B_n(s) = 0$, qui sont les pôles de la fonction de transfert de Bessel-Thomson $T_n(s)$ sont difficiles à calculer, ils sont généralement regroupés sous forme d'un tableau.

Pour faciliter la conception des filtres, deux paramètres sont également donnés, la pulsation ω_i et le facteur de qualité Q_i . Si les pôles de $T_n(s)$ sont localisés sur le plan s par $-\alpha \pm j\beta$

alors on a :

$$\omega_{0i} = (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \quad (\text{c-16})$$

$$Q_i = \frac{1}{2\alpha} (\alpha^2 + \beta^2)^{1/2} \quad (\text{c-17})$$

$$T_i(s) = \frac{B_i(0)}{B_i(s)} = \frac{B_i(0)}{(s^2 + \frac{\omega_{0i}}{Q_i}s + \omega_{0i}^2)} \quad (\text{c-18})$$

Les valeurs de ω_{0i} et Q_i sont données sous forme de tableau pour n allant de 2 à 8.

n	ω_{0i}	Q_i	$B_i(0)$		
2	1.732 ; 0.577		3		
3	2.542 ; 0.691	2.322	15		
4	3.023 ; 0.522	3.389 ; 0.806	105		
5	3.778 ; 0.564	4.261 ; 0.916	3.647	945	
6	4.366 ; 0.510	4.566 ; 0.611	5.149 ; 1.023	10, 395	
7	5.066 ; 0.532	5.379 ; 0.661	6.050 ; 1.126	4.971	135, 135
8	5.655 ; 0.506	5.825 ; 0.560	6.210 ; 0.711	6.959 ; 1.226	2, 027, .025

Tableau c-1 : valeurs de ω_{0i} , de Q_i et de $B_i(0)$ pour des polynômes de Bessel de degrés allant de 2 à 8

c-1-3 Filtres de Bessel

Ces filtres sont généralement conçus à partir de la structure à amplificateur opérationnel de Sallen-Key :

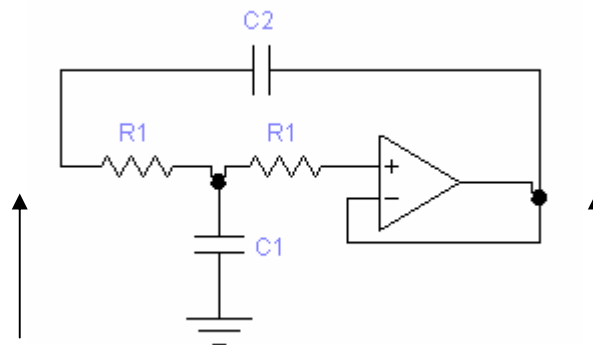


Figure c-3 : Structure de Sallen Key de base

La fonction de transfert de ce circuit de base est donnée par l'équation c-18. Elle correspond à $n=2$ dans la tableau c-1. Si on met en cascade quatre de ces cellules, cela correspondrait à $n=8$.

On montre :

$$\omega_c = \frac{\omega_{hardware}}{\omega_{0i}} \quad (c-19)$$

avec

$\omega_{hardware}$: la pulsation théorique, obtenue par calculs (rad/s),

ω_{0i} : la pulsation tirée du tableau (rad/s) et,

ω_c : la pulsation désirée (rad/s).

par les calculs, on trouve :

$$\omega_c = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \text{ (rad/s)} \quad (\text{c-20})$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2)} \quad (\text{c-21})$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\omega_{0i} \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (\text{c-22})$$

$$R_1 + R_2 = \frac{1}{C_2 Q \omega_c \omega_{0i}} \quad (\text{c-23})$$

$$R_1 R_2 = \frac{1}{C_1 C_2 (\omega_c \omega_{0i})^2} \quad (\text{c-24})$$

Pour chaque cellule de Sallen Key on tire ω_{0i} et Q_i du tableau c-1, ω_c étant fixée par le concepteur, on ajuste les valeurs de composants de façon à obtenir Q_i par exemple. Pour la conception de notre filtre de Bessel d'ordre 8, après maints calculs et en s'aidant de simulations avec le logiciel WorkBench nous avons pu trouver les valeurs suivant :

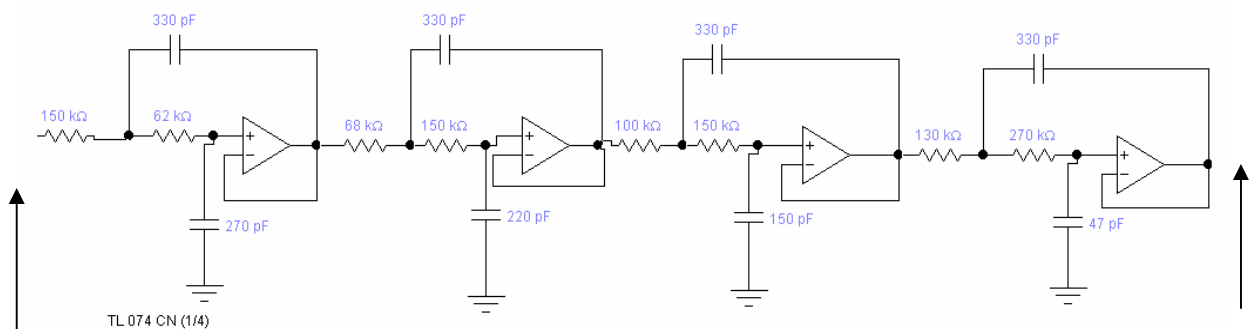


Figure c-4 : Filtre de Bessel d'ordre 8 de fréquences avoisinant 3KHz

(03 Courbes relatives aux filtres de Bessel sont à consulter sur le manuscrit : support de lecture voir bibliothèque)

APPENDICE D

Les mélangeurs de fréquences (*frequency converters, mixer*)

Principe de fonctionnement

Un mélangeur est un dispositif à deux entrées et une sortie. Il effectue sur les signaux appliqués une opération non linéaire de multiplication. D'une façon générale, le mélange des signaux est obtenu en envoyant les deux signaux sur dispositif non linéaire tel une diode, transistor à jonction ou un transistor à effet de champ.

Considérons la caractéristique $vs = f(ve)$ d'un quadripôle quelconque.

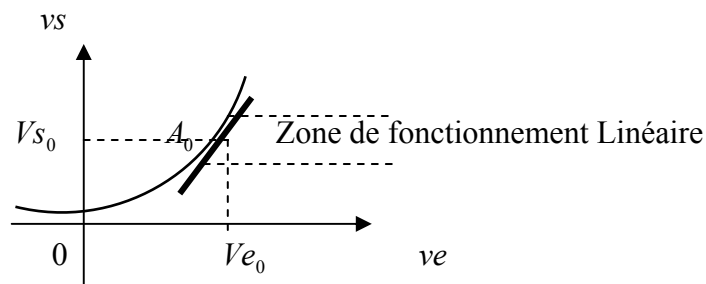


Figure d-1: exemple de caractéristique de transfert non linéaire

Le signal d'entrée varie autour de Ve_0 d'une quantité $ve(t)$. Si l'amplitude de $ve(t)$ est faible, le point de fonctionnement se déplace pratiquement sur la tangente à la courbe. Dans ce cas la relation liant les deux signaux est linéaire :

$$vs(t) = A \cdot ve(t) \quad (d-1)$$

Lorsque l'amplitude devient importante, la trajectoire du point de fonctionnement n'est plus assimilée à une droite. On doit dans ce cas utiliser un développement plus précis de la courbe de la courbe autour du point de repos :

$$vs(t) = A \cdot ve(t) + bB \cdot ve(t)^2 + C \cdot ve(t)^3 + \dots \quad (d-2)$$

Le type de mélangeur auquel nous nous intéressons est celui de Shottky. Il utilise la non linéarité des diodes pour faire le mélange. Il est le plus souvent constitué de quatre diodes et deux transformateurs permettant d'attaquer les diodes convenablement.

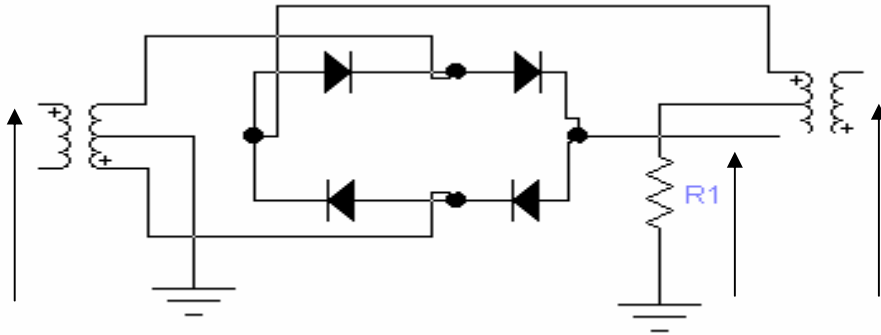


Figure d-2 : Schéma électrique d'un mélangeur Scottky à diodes

La non linéarité des diodes est exprimée par :

$$I = I_{ss} \cdot (\exp(\lambda \cdot v) - 1) \quad (d-3)$$

avec

I_{ss} le courant de saturation des diodes

$$\lambda = \frac{e}{K \cdot T} \quad (d-4)$$

$e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ la charge de l'électron.

$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ v}/^\circ K$ constante de Boltzman,

T la température en ° Kelvin

Il a été démontré que pour des d'entrées $e_1(t)$ et $e_2(t)$ de niveaux optimaux, la tension de sortie s'écrit :

$$s(t) = 4 \cdot R_1 \cdot I_{ss} \cdot \lambda \cdot e_1(t) \cdot e_2(t) \quad (d-5)$$

Contrairement aux mélangeurs à transistors qui apportent un gain de conversion, les mélangeurs de Schottky, étant passifs, atténuent les raies aux fréquences $(f_0 + f_1)$ et $(f_0 - f_1)$.

Appendice E :Résultats pratiques, mesures et datasheets

Ces pages peuvent être consulter dans le manuscrit (support de lecture : voir bibliothèque).

REFERENCES

- [1] Widebande Radio Propagation Measurement and Modeling at 60 GHz.
M. Bensebti Mars 1992.(p56-p77)
- [2] Wideband Propagation Measurement Results, Simulation Models, and Processing Techniques for a Sliding Corrélator Measurement System.
W.G.Newhall 1997 (p7-p40)
- [3] Méthodes et Techniques de Traitement de Signal.
J.Max, J.L Lacoum 5^{ème} édition. 2001. (p299-p321)
- [4] Introduction to Communication Systems.
Ferrel G. Stremler. Addison-Wesley-Publishing Compagny. 2nd Edtion. 1982 (p151-p178)
- [5] Priniples of Communication Systems.
T.Schillig. 2nd edition Mc Graw Hill 1986. (article).
- [6] An Introduction to Linear Recursive Sequences in Spread Spectrum System .
R.Sewartz. Filtronic Siglek Inc 2001. (article)
- [7] Les méthodes classique du traitement du signal
J.Auvray.. Université Pierre et Marie Curie IST SETI (article).
- [8] The What and Why of Spread Spectrum.
Robert C. Dixon. John Wiley & Sons, Inc. 2nd edition. (p65-p93)
- [9] Spread Spectrum (SS). Introduction.
Ir J.Meel. (Sirius Communications. Rotseelar. Belgium). (article)
- [10] Small-Scale Multipath Measurements & Parameters of Mobile Multipath Channels
KapparaV.S Kishore. (article).
- [11] Théorie et Application des G.P.A. Radio Plan n°= 458 année 1986.
- [12] Analog filter design.
M.E Van Valkenburg. Holt-Saunders International Editions. 1982. (p279-p298)