

## CHAPITRE 17

### APPROCHE PHYSIQUE DES RECEPTEURS LINEAIRES

#### 2<sup>ème</sup> Partie : Radars à compression d'impulsion, codés, numériques

5	LES RADARS A COMPRESSION D'IMPULSION.....	33
5.1	PRINCIPE DE BASE.....	33
5.2	SIGNAL TRAITE .....	33
5.3	GENERATION DU SIGNAL .....	35
5.3.1	Génération active .....	35
5.3.2	Génération passive.....	35
5.3.3	Retournement de spectre.....	36
5.3.4	Génération par filtres parallèles .....	37
5.4	TECHNOLOGIES DE REALISATION DES FILTRES.....	38
5.4.1	Les premiers procédés .....	38
5.4.2	Les lignes à onde de surface .....	40
5.5	ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR.....	41
5.6	BILAN DE PUISSANCE .....	41
5.7	LOBES SECONDAIRES DU SIGNAL - PONDERATION .....	42
5.7.1	Pondération par filtre de réception.....	43
5.7.2	Pondération par variation de la loi fréquence temps .....	45
5.8	DIAGRAMME D'AMBIGUITE DU RADAR A COMPRESSION D'IMPULSION.....	47
5.8.1	Effet du doppler .....	47
5.8.2	Diagramme d'ambiguïté .....	48
6	LES RADARS CODES .....	49
6.1	ORGANISATION DE BASE.....	49
6.2	GENERATION ANALOGIQUE, FILTRE DE TURIN.....	49
6.2.1	Principe général .....	49
6.2.2	Application à un signal formé d'une suite d'échantillons codés en phase.....	51
6.2.3	Bilan de puissance .....	52
6.2.4	Influence de l'effet doppler.....	52
6.2.5	Dimensionnement sommaire .....	53
6.3	LES CODES DE PHASE .....	54
6.3.1	Code de Barker .....	54
6.3.2	Codes de Galois .....	56
6.3.3	Codes quadriphases .....	57
6.3.4	Codes de Frank .....	57
6.4	CODAGE DE POSITION .....	59
6.5	CODAGE PAR FREQUENCES DISCRETES .....	60
6.5.1	Progression linéaire discontinue de la fréquence .....	60
6.5.2	Variante de loi linéaires discontinues .....	61
6.5.3	Autres lois de codage de fréquences .....	62
7	GENERATION ET TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL .....	62
7.1	GENERATION NUMERIQUE.....	62
7.2	RECEPTION NUMERIQUE .....	63
7.3	FILTRAGE NUMERIQUE .....	63
7.4	INFLUENCE DE L'EFFET DOPPLER.....	64
7.5	CAS DES RADARS A IMPULSIONS .....	65
7.6	CAS DES ANTENNES FFC.....	65
7.7	EVOLUTIONS TECHNOLOGIQUES .....	66
8	PARTIE HISTORIQUE : AUTRES TECHNIQUES DE RECEPTION.....	67
8.1	Corrélation optique en lumière cohérente .....	67
8.2	Corrélation optique en lumière non cohérente .....	67
8.3	Filtres à DTC (ou CCD) .....	68
8.4	Convoluteurs a ondes acoustiques .....	70

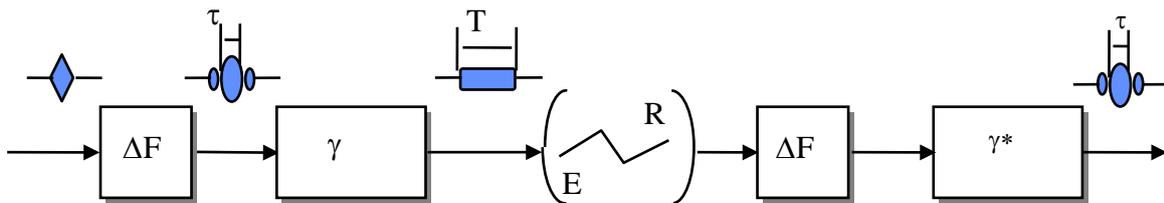
## 5 LES RADARS A COMPRESSION D'IMPULSION

### 5.1 PRINCIPE DE BASE

Nous venons de confirmer, dans le cas du radar à corrélation, que le pouvoir discriminatoire d'un radar ne dépend que de la largeur du spectre émis. Cette propriété peut être utilisée pour améliorer ce pouvoir de résolution à portée donnée (à énergie du signal et puissance crête données), ou la portée à pouvoir de résolution donné (en jouant sur la durée d'impulsion à puissance crête donnée, ce qui augmente l'énergie émise et la puissance moyenne du radar).

Ceci peut être réalisé par des procédés autres que la corrélation, en particulier avec le procédé dit de compression des impulsions.

Le principe du traitement est le suivant :



Soit un signal court de bande  $\Delta F$  et de durée  $\tau$  voisine de  $1/\Delta F$ . Il est soumis à l'action d'un filtre « dispersif »  $\gamma(f)$ , qui n'apporte pas de modifications aux amplitudes du spectre du signal ( $|\gamma(f)| = 1$ ), mais a comme propriété de déphaser différemment les différentes fréquences du spectre du signal émis, déformation qui a pour effet d'allonger ce signal.

En effet, l'action du filtre est d'ajouter de l'information au signal donc d'augmenter le nombre d'échantillons indépendants composant ce signal. Dans notre cas, on part d'un signal mono-échantillon : ( $\tau \cdot \Delta F = 1$ ) pour aboutir à un signal comportant plusieurs échantillons ( $T \cdot \Delta F \gg 1$ ) ; sa bande n'ayant pas varié, c'est donc sa durée qui s'est allongée.

A la réception, après passage dans un filtre de bande  $\Delta F$ , qui fixe la bande de bruit accompagnant le signal, il ne reste plus qu'à faire passer le signal dans un filtre complémentaire  $\gamma^*(f)$ , qui aura pour effet de compenser les déphasages apportés par le filtre  $\gamma(f)$ .

L'introduction sur le trajet du signal des filtres  $\gamma(f)$  et  $\gamma^*(f)$  n'a donc en rien modifié les caractéristiques du signal car, à un retard près en pratique, car  $[\gamma(f)] = \gamma(f) \cdot \gamma^*(f) = 1$ .

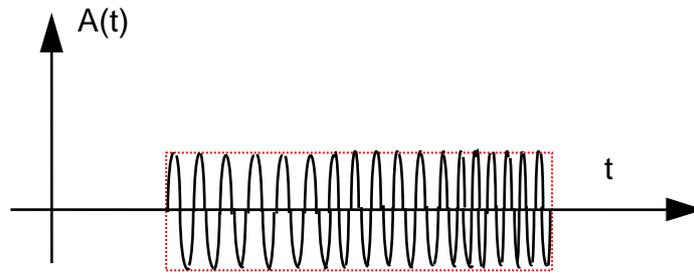
Seul le signal émis a été allongé par le filtre  $\gamma(f)$  puis comprimé par le filtre  $\gamma^*(f)$ , d'où le nom de compression des impulsions donné au procédé. On peut ainsi répartir l'énergie à émettre sur une durée longue tout en conservant le pouvoir séparateur d'un radar à impulsions courtes.

### 5.2 SIGNAL TRAITE

En pratique on ne peut pas utiliser n'importe quel type de filtre  $\gamma(f)$ , les tubes d'amplification de grande puissance fonctionnant en saturation, on est amené à n'utiliser que des signaux long d'amplitude constante.

En outre, on cherche à n'utiliser qu'un seul filtre à la réception pour toutes les fréquences doppler des cibles, ce qui limite encore le choix à des filtres peu sensibles à la fréquence doppler. La solution adoptée est d'utiliser une modulation de fréquence du signal.

Dans ce cas le signal traité est un signal d'amplitude constante  $A$  et de durée  $T$ , modulé linéairement (ou quasi linéairement) en fréquence.



Sa fréquence s'écrit :

$$f = f_0 + t/K$$

Sa bande est approximativement :

$$\Delta F = T/K$$

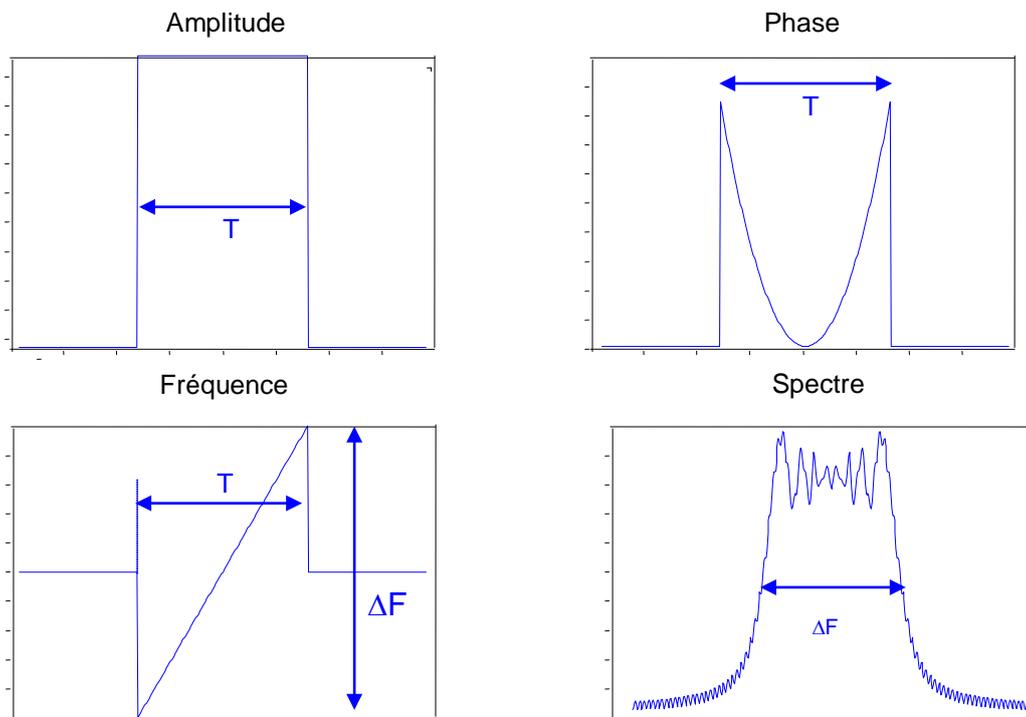
Son expression au cours du temps est :

$$A(t) = A \cdot \cos(2\pi(f_0 \cdot t + t^2/2K))$$

Il lui correspond un signal vidéo équivalent :

$$Z(t) = A \cdot \exp(j \cdot \pi \cdot t^2/K)$$

L'exemple suivant résume les caractéristiques d'un tel signal.



Son spectre est quasi rectangulaire, et ceci est d'autant plus vrai que le produit  $T \cdot \Delta F$  est grand. En choisissant convenablement  $T$  et  $K$ , on maîtrise indépendamment la bande émise et la durée du signal émis.

En première approximation on pourra donc considérer le signal émis comme possédant un spectre rectangulaire en amplitude, ce qui permettra d'écrire, si  $E$  est l'énergie du signal :

$$E = \int_{-\frac{\Delta F}{2}}^{+\frac{\Delta F}{2}} |H(f)|^2 df = |H(f)|^2 \Delta F$$

$$|H(f)| = \sqrt{\frac{E}{\Delta F}}$$

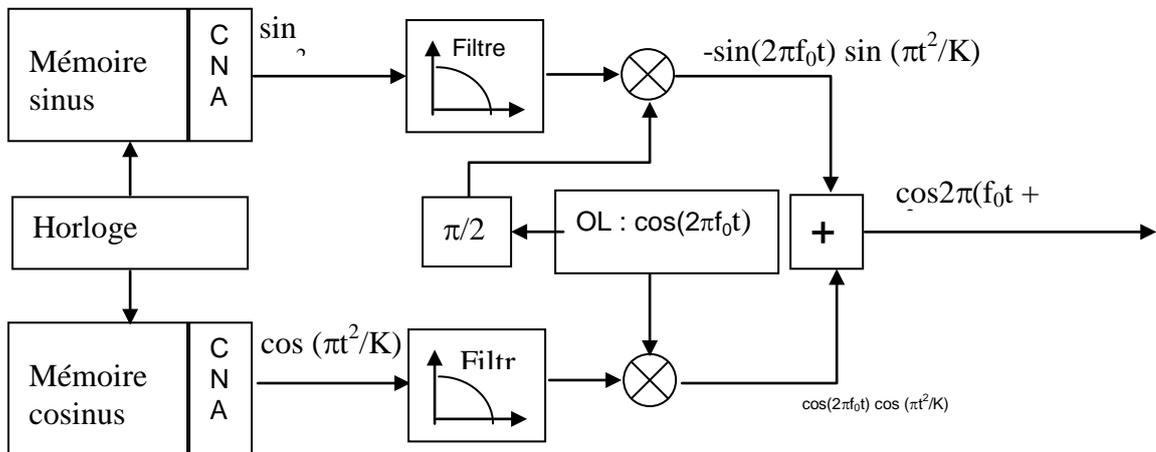
### 5.3 GENERATION DU SIGNAL

#### 5.3.1 Génération active

Le signal à émettre, impulsion à **modulation linéaire de fréquence**, peut être obtenu directement en analogique par :

- un oscillateur piloté en fréquence ;
- la commutation d'oscillateurs fixes, suivie d'un filtrage ;
- combinaison des deux procédés.

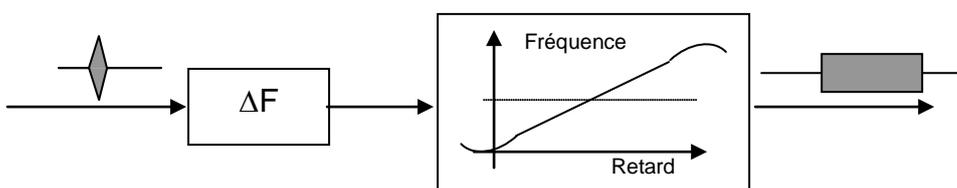
On peut également concevoir une **génération numérique du signal** selon le principe suivant :



Les valeurs successives des échantillons de  $\sin(\pi t^2/K)$  et  $\cos(\pi t^2/K)$ , sont codées avec un pas suffisamment serré ( $\delta t < 1/\Delta F$ ) et mises en mémoire. Pour engendrer le signal, il suffit : de lire les mémoires à la cadence appropriée, de convertir les données en analogique à travers des codeurs numériques analogiques (CNA), de filtrer les signaux correspondants pour lisser les signaux obtenus et d'opérer les mélanges et sommations nécessaires à la constitution du signal :  $\cos 2\pi(f_0 t + t^2/2K)$ .

#### 5.3.2 Génération passive

Dans ce cas, on part d'un signal court de spectre rectangulaire compris entre  $-\Delta F/2$  et  $\Delta F/2$  obtenu par filtrage d'un signal très court par un filtre passe bande, par passage dans un filtre dispersif  $\gamma$  dont le retard varie linéairement en fonction de la fréquence, dans la bande du signal.

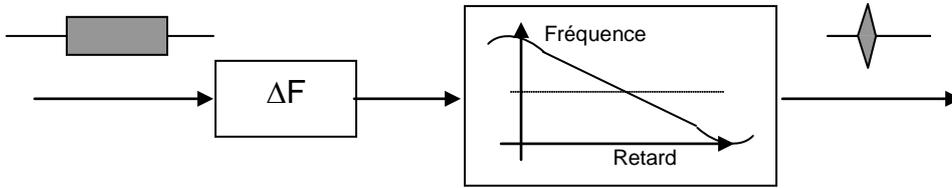


Si le retard introduit par le filtre dispersif  $\gamma$  est de la forme :

$$R_E = k(f - f_0)$$

Il faudra disposer à la réception d'un filtre  $\gamma^*$  dont la caractéristique retard fréquence sera :

$$R_E = -k(f - f_0)$$



La difficulté est alors de réaliser ces deux filtres complémentaires.

### 5.3.3 Retournement de spectre

Le signal formé est de la forme :  $\text{Cos}2\pi(f_0t + t^2/2K)$ .

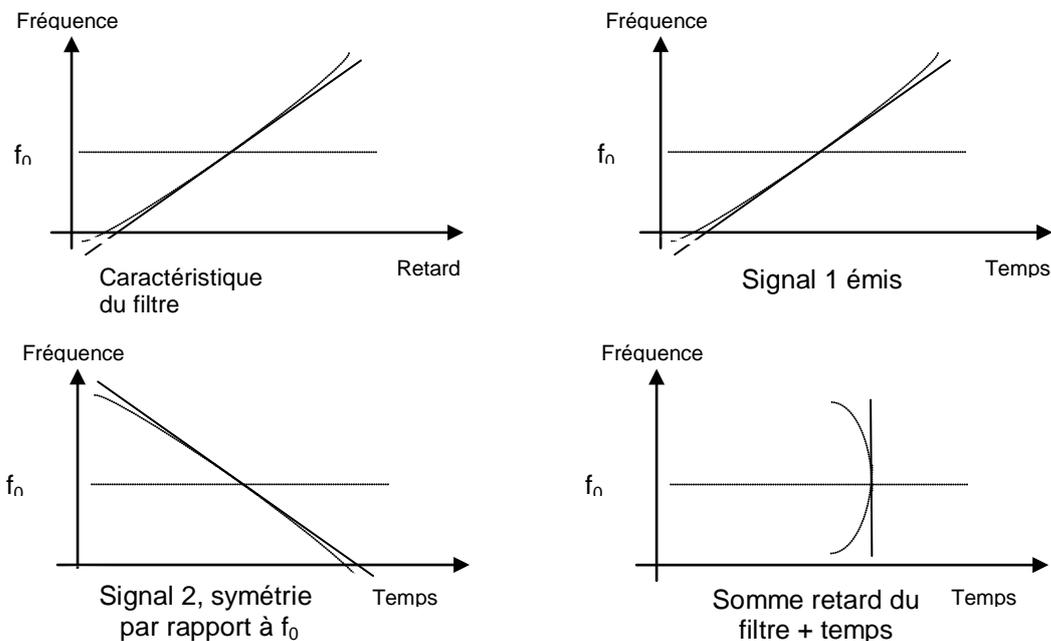
Si on le fait battre avec le signal :  $\text{Cos}2\pi(2f_0t)$ , on obtient en sortie du mélangeur les deux signaux :

$$\text{Cos}2\pi(f_0t - t^2/2K) \text{ et } \text{Cos}2\pi(3f_0t + t^2/2K)$$

La composante du signal à la fréquence  $f_0$  est un signal modulé en fréquence et de pente inverse du signal initial. Comme tel, il peut être comprimé par le filtre qui a servi à former le signal émis.

Ce procédé, breveté en France par MM CARPENTIER et ADAMSBAUM, est couramment utilisé pour économiser un filtre de compression.

Il faut cependant remarquer qu'il n'est utilisable que pour une modulation de fréquence symétrique par rapport à son point central, pour qu'une symétrie par rapport à l'axe des fréquences soit équivalente à une symétrie par rapport à l'axe des temps. En d'autres termes, ce procédé accentue les défauts d'ordre pair de la modulation, comme l'illustre le schéma ci après :



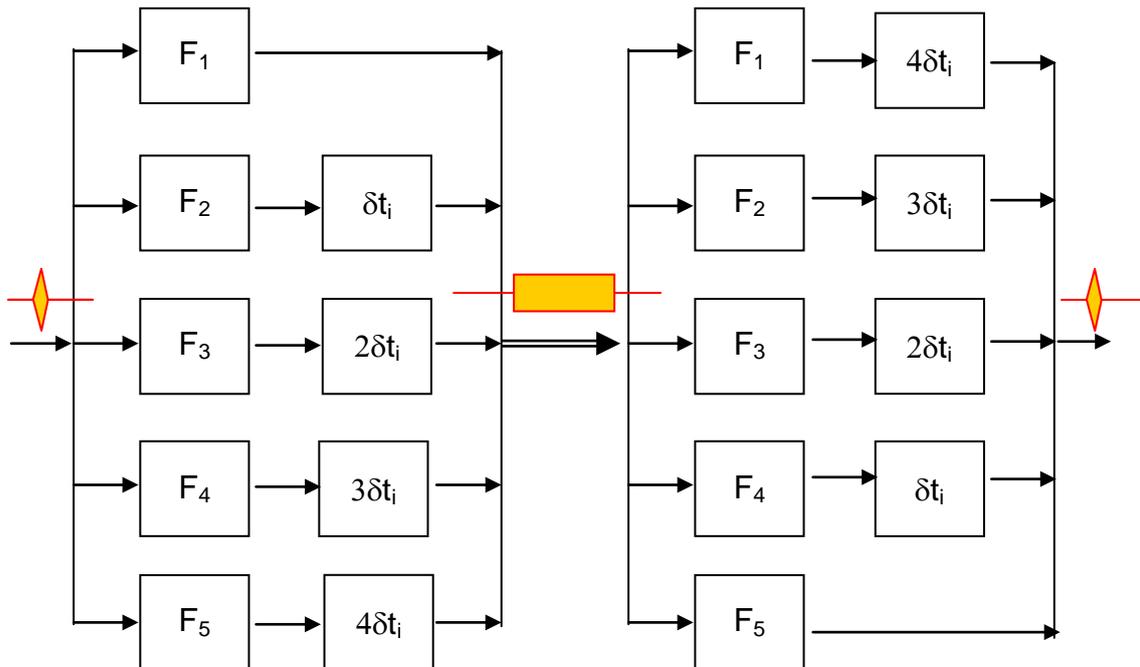
### 5.3.4 Génération par filtres parallèles

Une variante de la modulation linéaire, peut être une modulation en marche d'escalier. En effet, si un signal a pour bande  $\Delta F$ , il peut être complètement défini par une suite d'échantillons tous les  $\delta t = 1/\Delta F$ .

Dans le cas du radar à compression d'impulsion, pour se ramener à l'équivalent de la modulation linéaire de fréquence, on pourra former un signal de durée  $T$  et de bande  $\Delta F$ , comme une suite de  $n$  signaux de bande  $\Delta F_i$  égale à une fraction de la bande totale, de telle manière que l'ensemble de ces signaux couvre la bande  $\Delta F$ . La durée de chacun des signaux élémentaires est :

$$\delta t_i = 1/\Delta F_i = n/\Delta F$$

On les émettra l'un à la suite de l'autre en leur appliquant des retards successifs comme sur le schéma suivant :



Un signal bref de bande  $\Delta F$  et durée  $\tau = 1/\Delta F$  est dirigé vers 5 filtres passe bande, de bande  $\Delta F/5$ , étagés comme suit :

$$F_1 : \text{de } f_0 \text{ à } f_0 + \Delta F/5 \rightarrow F_2 : \text{de } f_0 + \Delta F/5 \text{ à } f_0 + 2\Delta F/5 \dots \rightarrow F_5 : \text{de } f_0 + 4\Delta F/5 \text{ à } f_0 + \Delta F$$

Les signaux à la sortie de ces filtres ont pour durée  $\delta t_i = 5/\Delta F$ . On transmet directement le signal issu de  $F_1$ , avec le retard  $\delta t_i$  le signal issu de  $F_2$ ...et ainsi de suite pour former un signal long dont la durée sera finalement :

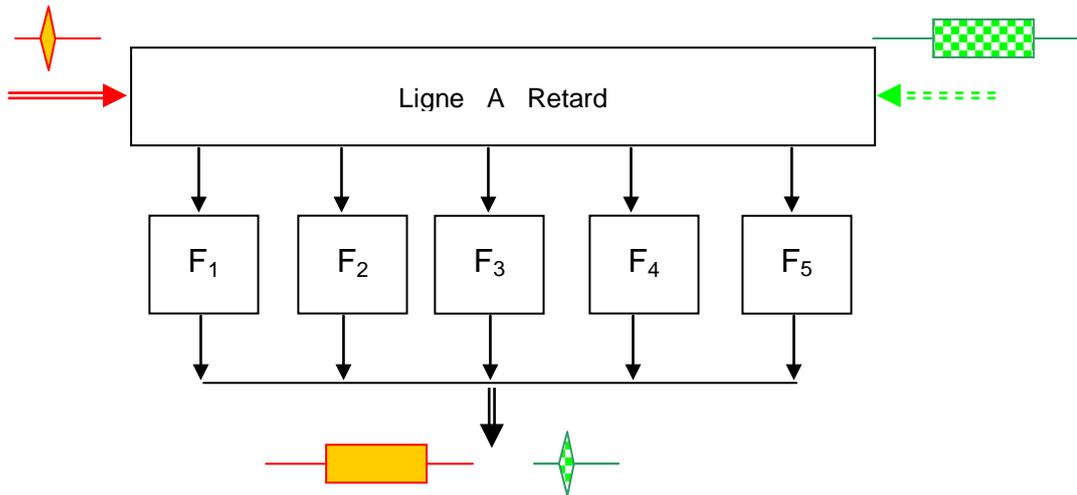
$$T = 5.\delta t_i = 25/\Delta F = 25.\tau$$

Le filtre réalisé a donc opéré une décompression du signal initial dans le rapport  $25 = 5^2$ . Dans le cas d'un filtre à  $n$  voies, ce taux de décompression deviendrait :

$$r = T\Delta F = n^2$$

Le filtre permettant de comprimer ce signal est celui qui apporte les retards complémentaires sur chaque signal élémentaires. A la sortie de ce filtre, on retrouve le signal initial de durée  $\tau$ , ayant subi la somme des retards de chaque voie, soit  $4\delta t_i$ .

On peut simplifier le schéma du filtre en remarquant que les retards peuvent être obtenus à l'aide d'une ligne à retard à prises multiples. On aboutit alors au schéma ci après :



A l'émission, le signal court est introduit côté  $F_1$  et transformé en signal long. A la réception, ce même signal long est introduit côté  $F_5$  et transformé en signal court. Le filtre ainsi réalisé est réversible, on peut donc ainsi utiliser un filtre unique à l'émission et à la réception. Ce procédé est connu sous le nom de **FILTRE DE TURIN**.

A noter que sur ce schéma, l'ordre des filtres n'a pas d'importance. Nous verrons au paragraphe suivant comment ce procédé peut être généralisé.

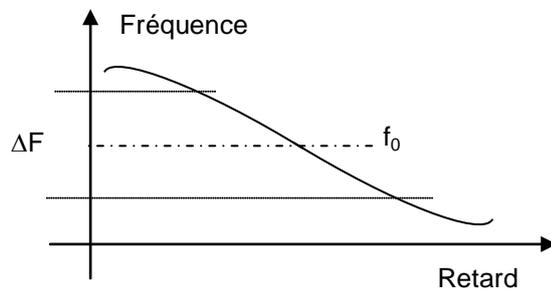
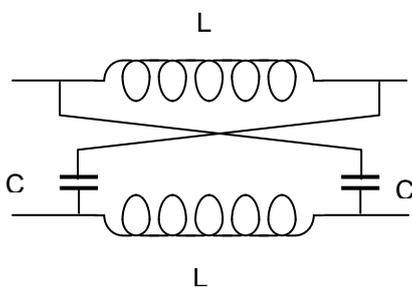
## 5.4 TECHNOLOGIES DE REALISATION DES FILTRES

### 5.4.1 Les premiers procédés

#### a Lignes à constantes localisées

Ce furent les premières réalisées. elles étaient constituées de réseaux type LC dont la courbe de temps de propagation en fonction de la fréquence, présente une symétrie autour d'un point d'inflexion à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3LC}}$$



Elles étaient associées de deux manières :

- en mettant en série un grand nombre d'éléments couvrant chacun la bande  $\Delta F$  dont les retards étaient additionnés ;
- En mettant en série des éléments de bande faible et de retard élevé, en décalant leur fréquence d'accord pour couvrir totalement la bande  $\Delta F$ .

Encombrants, peu stables en température, il furent abandonnés dès l'apparition d'autres technologies, de mise en œuvre plus aisée.

**b Lignes acoustiques**

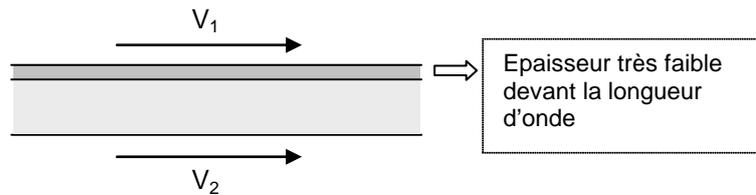
Après conversion dans les fréquences ultrasonores, le signal est dirigé vers des milieux dispersifs :

- fils métalliques ;
- rubans métalliques de section fixe ou variable ;

dont la caractéristique retard fréquence présente un point d'inflexion. Les résultats obtenus sont liés à la nature du matériau utilisé et à la structure de la ligne. L'inconvénient majeur de ces lignes est leur sensibilité à la température. Elles ont cependant permis de réaliser une large gamme de retards et de bande utile.

**c Lignes à onde de love**

Dans ce cas l'onde ultrasonore est une onde de surface, qui se propage à la limite de deux milieux de structure différente. Le mode de propagation de surface qui apparaît est de type « onde guidée » et, comme tel, dispersif.



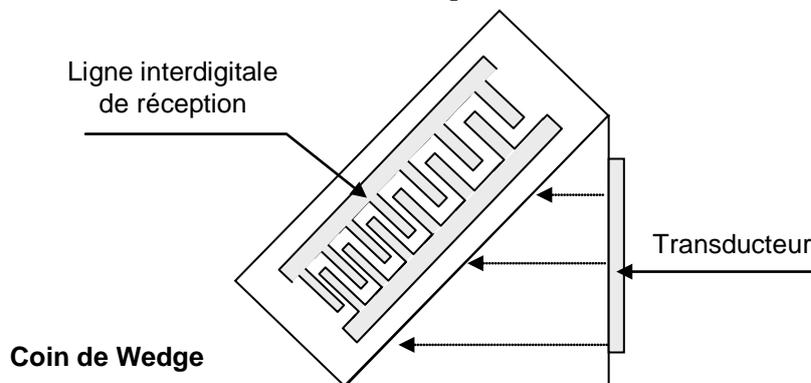
Ces lignes permettaient de très grandes bandes passantes, leur réalisation restait cependant très délicate.

**d Ligne à quartz à onde de volume**

La propagation des ondes ultrasonores dans le quartz, n'est pas en général très dispersive. On obtiendra la dispersivité du signal en jouant sur le temps de trajet entre entrée et sortie du signal en fonction de sa fréquence, selon la nature du système de recueil de l'onde, comme dans l'exemple suivant :

L'onde radioélectrique est transformée en onde acoustique par un transducteur placé sur l'une des faces d'un coin de quartz. Le circuit de réception est une ligne interdigitale, qui peut être considérée comme un ensemble de cavités couplées, dont la fréquence d'accord dépend de l'écartement des électrodes ou « digits » de la ligne.

Dans l'exemple choisi, les fréquences élevées du spectre sont recueillies après un trajet dans le quartz plus long que celui des fréquences les moins élevées du spectre. Il en résulte donc sur le signal un retard variable en fonction de la fréquence.



De grandes bandes passantes (25 à 250 MHz) ont été obtenues pour des retards de quelques microsecondes. Cependant la précision du filtre dépendait surtout de la taille du quartz, ce qui était un inconvénient.

**e Lignes à onde de volume à réseaux réfléchissants IMCOM**

Dans ce type de ligne, le support de l'onde est un ruban d'acier de faible épaisseur, dans lequel on fait propager une onde acoustique dans un mode non dispersif. Ce support est gravé de sillons provoquant une réflexion sélective de l'onde, selon un principe de même nature que dans les lignes RAC (voir § 5.4.2.b ci après).

Des bandes de quelques mégahertz ont été ainsi obtenues, pour des retards de 200 à 500 microsecondes ( $T\Delta F \sim 1000$ ).

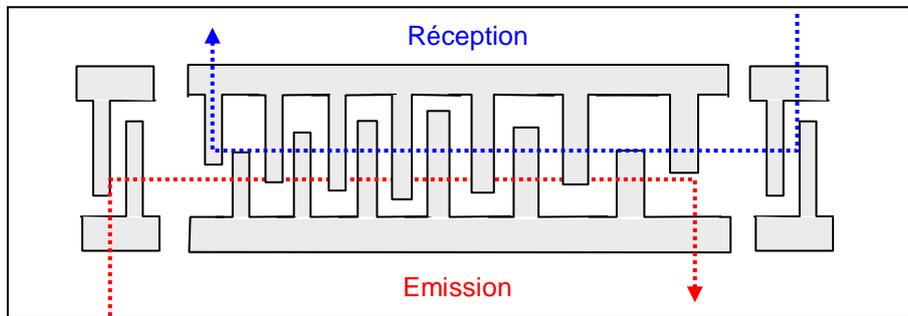
**5.4.2 Les lignes à onde de surface**

**a Lignes à onde de surface SAW**

Les ondes de surface sont particulièrement faciles à exciter et à capter, sur des supports piézoélectriques.

Dans les lignes SAW, les transducteurs de réception sont des lignes interdigitales à cellules accordées, comme pour le coin de Wedge, le substrat utilisé étant du quartz. La dispersivité est liée au chemin parcouru par l'onde acoustique de surface, la précision de réalisation est alors uniquement liée à celle du dépôt de cette ligne à la surface du quartz et à la précision de rectification de cette surface.

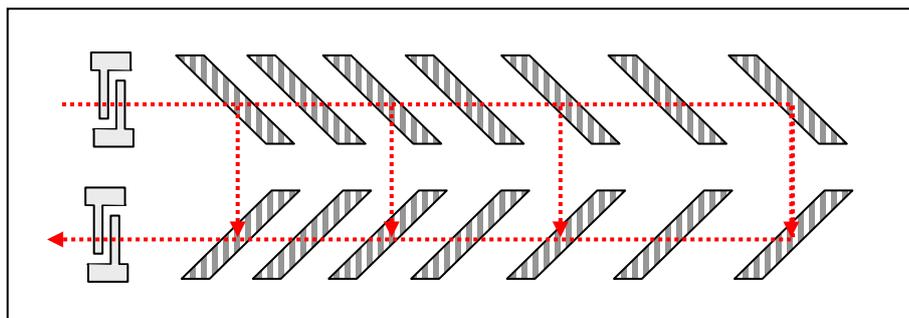
La figure ci après, résume le principe de réalisation d'une telle ligne et montre qu'elle peut être réversible, ce qui est un autre avantage de ce type de conception.



Les bandes passantes obtenues sont de quelques dizaines de mégahertz, pour des retards pouvant atteindre plusieurs dizaines de microsecondes. La gamme de  $T\Delta F$  réalisable est très étendue de 10 à 10 000.

**b Lignes à onde de surface RAC**

Pour augmenter les bandes réalisables, on passe à la technique des lignes gravées à réseau réfléchissant, sur niobate de lithium, selon le principe résumé sur la figure ci après :

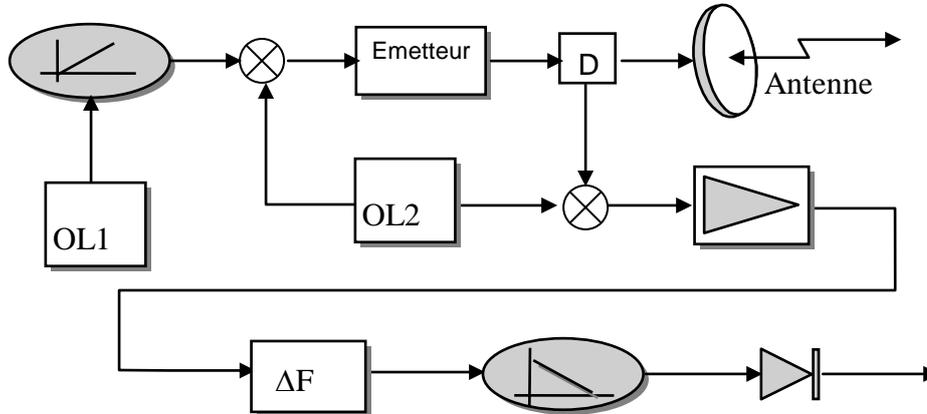


La ligne dispersive à cellules accordées, est obtenue par gravure du substrat, ce qui permet également de grandes précisions de réalisation. Par contre ce type de ligne, n'est pas réversible par construction. On peut obtenir des bandes passantes allant jusqu'au gigahertz pour des retards de plus de 100 microsecondes ( $T\Delta F$  jusqu'à 10 000).

## 5.5 ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR

L'organisation générale de l'émetteur récepteur est celle d'une chaîne à amplification de puissance. Le schéma présenté est celui utilisant deux filtres conjugués. A la réception, après passage dans un filtre de bande  $\Delta F$ , il ne reste plus qu'à faire passer le signal dans le filtre de compression.

Le signal détecté est ensuite analysé temporellement.



On a vu au paragraphe précédent, qu'il n'est pas nécessaire de passer par un filtre pour engendrer le signal émis, on peut notamment réaliser le signal directement par une génération active, analogique ou numérique.

## 5.6 BILAN DE PUISSANCE

On conservera l'approximation d'un signal émis de spectre rectangulaire en amplitude, ce qui permettra d'écrire, si  $E$  est l'énergie du signal :

$$E = \int_{-\frac{\Delta F}{2}}^{+\frac{\Delta F}{2}} |H(f)|^2 df = |H(f)|^2 \Delta F$$

$$|H(f)| = \sqrt{\frac{E}{\Delta F}}$$

Le signal reçu est un signal de durée  $T$  il n'est pas modifié par le filtre de bande  $\Delta F$  placé au début du traitement, sa puissance est alors :

$$P_r = \frac{E}{T}$$

Le bruit accompagnant le signal voit sa bande fixée par le filtre d'entrée, la puissance de bruit à l'entrée du traitement est donc :

$$B_r = b \cdot \Delta F$$

D'où le **rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur** avant compression de l'impulsion :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_r = \frac{E}{b} \cdot \frac{1}{T \Delta F}$$

Le signal comprimé après filtrage adapté est la transformée de Fourier du spectre réel correspondant soit :

$$A_s(t) = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} |H(f)| \cdot e^{j2\pi ft} \cdot df = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} \sqrt{\frac{E}{\Delta F}} \cdot e^{j2\pi ft} \cdot df$$

$$A_s(t) = \sqrt{E \cdot \Delta F} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \Delta F \cdot t)}{\pi \cdot \Delta F \cdot t}$$

Sa durée est, selon la définition du chapitre 16 § 1.4.3 :

$$\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\sin(\pi \cdot \Delta F \cdot t)}{\pi \cdot \Delta F \cdot t} \right)^2 dt = \frac{1}{\Delta F}$$

Sa puissance est donc bien :

$$S = \frac{E}{\tau} = E \cdot \Delta F$$

Par contre la puissance de bruit n'est pas affectée par le filtre de compression. Elle reste :

$$B = b \cdot \Delta F$$

Le **rapport signal sur bruit après compression de l'impulsion** est finalement :

$$\boxed{\frac{S}{B} = \frac{E}{b}}$$

Nous retiendrons en définitive que :

*L'opération de compression d'impulsion est un filtrage adapté.  
Le gain de rapport signal sur bruit dû à la compression d'impulsion est :*

$$\rho = T \cdot \Delta F$$

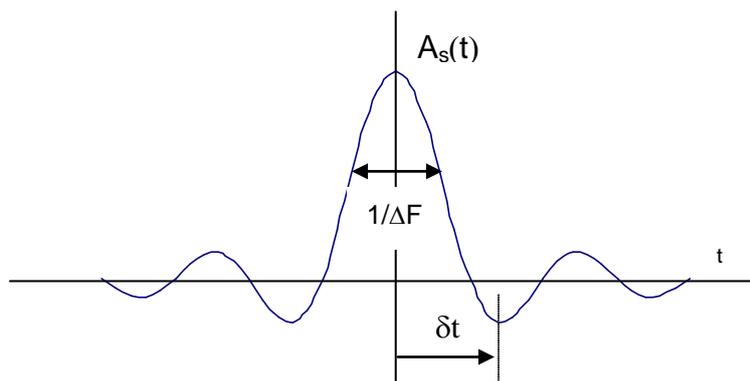
*T étant la durée du signal émis et  $\Delta F$  sa bande, qui peuvent être choisis indépendamment.  
Ce gain de compression d'impulsion est uniquement dû à la réduction de la durée du signal, à énergie donnée, après passage dans le filtre de compression.*

## 5.7 LOBES SECONDAIRES DU SIGNAL - PONDERATION

Nous venons de voir que, pour un spectre parfaitement rectangulaire, le signal comprimé avait pour expression :

$$A_s(t) = A_{MAX} \frac{\sin(\pi \cdot \Delta F \cdot t)}{\pi \cdot \Delta F \cdot t}$$

Ce signal présente une forme particulière comportant, outre son lobe principal d'amplitude :  $A_{MAX} = \sqrt{E/\tau}$ , des lobes secondaires, qui peuvent venir masquer une cible proche, de plus faible amplitude que celle observée, et ainsi altérer le pouvoir discriminatoire du radar.



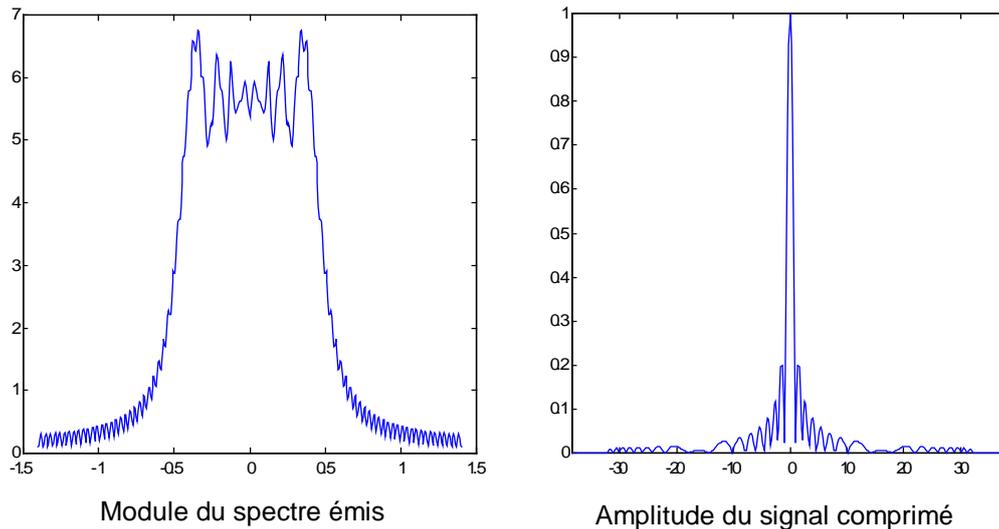
Dans ce cas, l'amplitude du premier lobe secondaire qui se produit pour :  $\delta t = 3/2\Delta F = 3\tau/2$ , a pour amplitude :

$$A_s(\delta t) = A_{MAX} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \Delta F \cdot \delta t)}{\pi \cdot \Delta F \cdot \delta t} = A_{MAX} \cdot \frac{\sin(3\pi/2)}{3\pi/2} = 2/3\pi \cdot A_{MAX}$$

$$\left( \frac{A_s(\delta t)}{A_{MAX}} \right)^2 \approx 0.045 \Rightarrow -13.5 \text{ dB}$$

Une cible, de surface équivalente 20 fois supérieure à une autre cible distante de  $\delta t$ , pourra donc masquer cette dernière, quoique cet espacement soit supérieur à la durée  $\tau$  du signal.

L'exemple suivant illustre ce phénomène sur le signal choisi comme exemple :



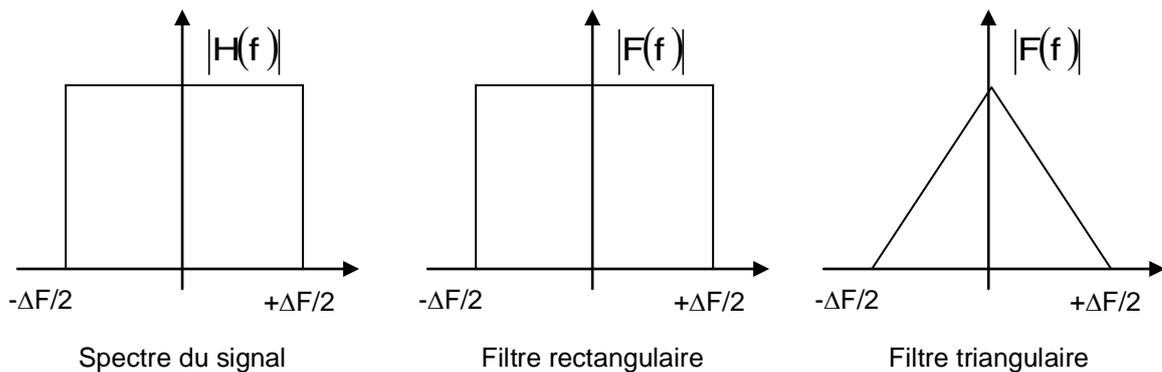
On y retrouve bien des lobes secondaires proches d'amplitudes comparables.

Pour réduire cet effet particulier, on est amené à faire subir au signal un traitement complémentaire dit de pondération, dont le but est de diminuer les lobes secondaires du signal comprimé.

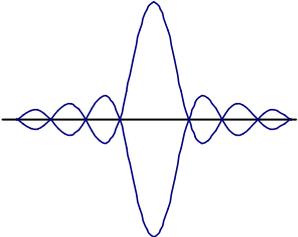
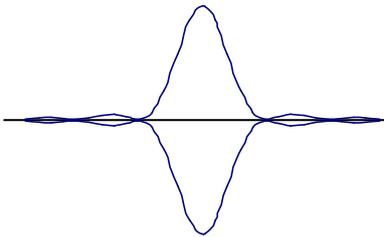
### 5.7.1 Pondération par filtre de réception

Pour réduire les lobes secondaires du signal, il suffit de modifier l'amplitude du spectre du signal en introduisant un filtre pondérateur.

Dans le cas théorique du signal à spectre rectangulaire, on peut imaginer une pondération par un filtre « triangulaire » dont les caractéristiques sont données ci après.



Reprenons les caractéristiques des signaux à la sortie de chacun des deux filtres :

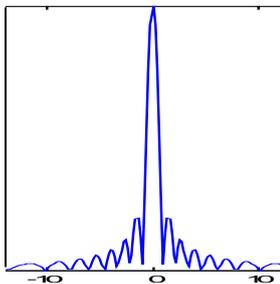
Caractéristique	Filtre rectangulaire	Filtre triangulaire
Amplitude maximale du signal	$A(0) = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} \sqrt{\frac{E}{\Delta F}} \cdot df = \sqrt{E \cdot \Delta F}$	$A_0 = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} \sqrt{\frac{E}{\Delta F}} \cdot \left(1 - \frac{2 f }{\Delta F}\right) \cdot df$ $A_0 = 1/2 \sqrt{E \cdot \Delta F}$
Puissance du bruit	$B = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} b \cdot df = b \cdot \Delta F$	$B = \int_{-\Delta F/2}^{\Delta F/2} b \left(1 - \frac{2 f }{\Delta F}\right)^2 \cdot df$ $B = b \cdot \Delta F / 3$
Rapport signal sur bruit	$\frac{S}{B} = \frac{E}{b}$	$\frac{S}{B} = \frac{3 E}{4 b}$
Module du signal de sortie	$A_s(t) = A_0 \frac{\sin(\pi \cdot \Delta F \cdot t)}{\pi \cdot \Delta F \cdot t}$	$A_s(t) = \frac{A_0}{2} \left( \frac{\sin(\pi / 2 \cdot \Delta F \cdot t)}{\pi / 2 \cdot \Delta F \cdot t} \right)^2$
Allure de ce signal		

Nous remarquons que :

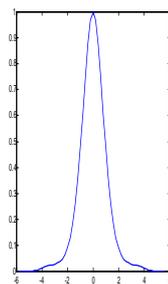
- L'amplitude du signal est divisée par deux par la pondération.
- La puissance du bruit est simultanément divisée par trois, ce qui fait que le rapport signal sur bruit n'est dégradé que dans le rapport 3/4, soit une perte de 1,25 dB.
- La durée du signal est multipliée par deux,
- Par contre le premier lobe secondaire n'a plus comme amplitude que :  $0.045^2 = 2 \cdot 10^{-3}$ , soit -27dB, au lieu de 13.5 dB sans pondération.

Ainsi donc, au prix d'une perte de 1,25 dB sur le rapport signal sur bruit et d'un allongement du signal, donc d'une perte du pouvoir discriminateur en distance, on a considérablement amélioré les qualités pratiques de discrimination du radar. Le résultat dépend de la forme du filtre de pondération. Les schémas suivants présentent les résultats obtenus avec une pondération du module du spectre :

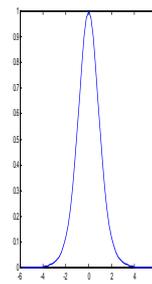
- par une arche de cosinus ;
- à l'aide d'une loi de Hamming.



Sans pondération



Loi en cosinus



Loi de Hamming

Les caractéristiques des lois de pondération les plus connues sont résumées ci après.

Fenêtre	Piédestal %	Niveau maximum des lobes secondaires	Décroissance en dB par octave	Durée à 3 dB $\alpha/\Delta F$	Perte de rapport signal sur bruit en dB
Rectangulaire	100	- 13,5	6	0,89	0
Triangulaire	0	-27,0	12	1,28	1,25
Cosinus	0	- 23,5	12	1,20	0,81
$\text{Cos}^2$		- 32,3	18	1,44	1,76
$\text{Cos}^3$		- 39,1	24	1,66	2,38
$\text{Cos}^4$		- 47,0	30	1,94	2,88
Taper	33	- 25,7	6	1,09	0,55
Hamming	8	- 42,8	6	1,33	1,34
Gausienne	~ 0	- 42,0	6	1,33	1,43
Taylor	11	- 40,0		1,25	1,14

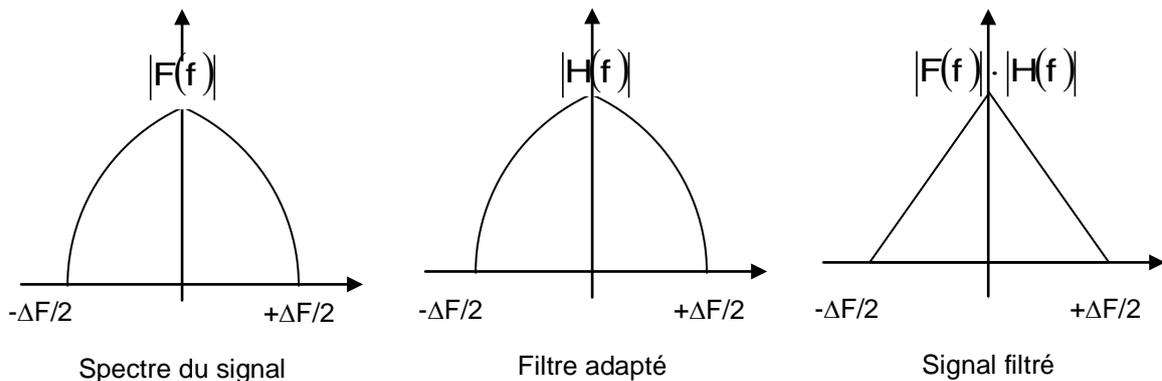
Il faut noter en outre que ces performances se dégradent en présence de l'effet doppler, qui introduit une dissymétrie du spectre du signal reçu par rapport au filtre de pondération, laquelle se traduit par une remontée, elle-même dissymétrique, des lobes secondaires du signal comprimé.

En pratique, compte tenu de cet effet doppler, on peut obtenir des allongements du signal de 10 à 30 %, des lobes secondaires de -25 à -35 dB, pour des pertes de rapport signal sur bruit de l'ordre du décibel.

### 5.7.2 Pondération par variation de la loi fréquence temps

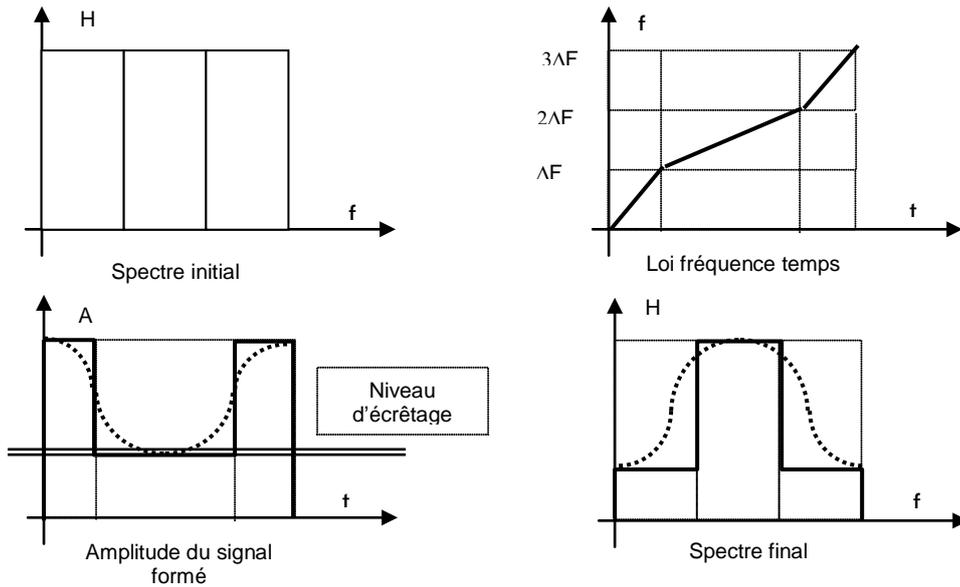
Un autre mode de pondération consiste à modifier, a priori, le spectre du signal émis, de manière à s'écarter du spectre rectangulaire et à obtenir ainsi un signal comprimé possédant un rapport de lobes secondaires plus important. La figure suivante mieux qu'un long calcul, permet de vérifier cette propriété.

On peut par exemple retrouver un spectre triangulaire par filtrage adapté d'un signal à spectre non rectangulaire.



Le problème est alors de trouver une modulation de fréquence permettant d'obtenir le spectre désiré, tout en conservant un signal de puissance constante à l'émission.

Le principe d'un des procédés possibles est le suivant.



Partons d'une loi retard fréquence se décomposant en trois segments, comme indiqué sur la figure ci avant. La variation de fréquence en fonction du temps, se décompose en trois phases : première variation de  $\Delta F$  pendant un temps très bref, seconde variation de  $\Delta F$  pendant un temps plus long, troisième variation de  $\Delta F$  pendant un temps égal au premier.

Un tel signal se décompose en fonction du temps en un signal long, encadré par deux signaux brefs portant la même énergie.

Il en résulte que le signal central est de puissance inférieure à celle des signaux qui l'encadrent. Inversement, si on écrête l'ensemble du signal au niveau de la puissance du signal long, c'est l'énergie portée par les signaux d'encadrement qui sera réduite, et donc, à bande égale, l'amplitude du spectre porté par les fréquences extrêmes qui sera réduite.

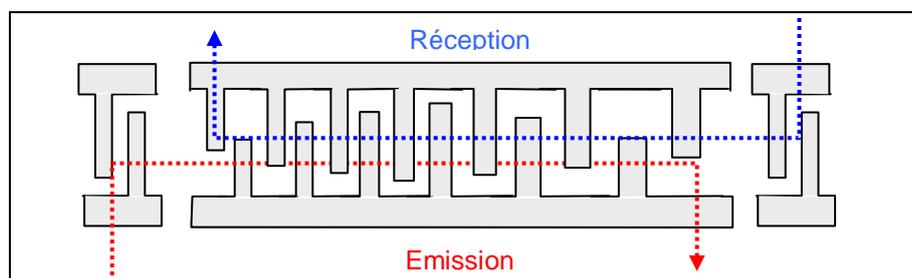
Un effet plus progressif peut être obtenu (en pointillé sur le dessin) si on utilise une variation progressive de la pente fréquence temps du signal, selon une courbe en « S » asymptotique aux trois segments.

Le schéma de principe de la génération du signal est alors le suivant :



La technologie RAC est particulièrement adaptée à ce type de modulation :

- elle permet de réaliser des filtres réversibles ;
- la pondération peut être introduite dans le réseau de cavités couplées, en pondérant le couplage par variation de la longueur des électrodes ou « digits » de la ligne.



## 5.8 DIAGRAMME D'AMBIGUITE DU RADAR A COMPRESSION D'IMPULSION

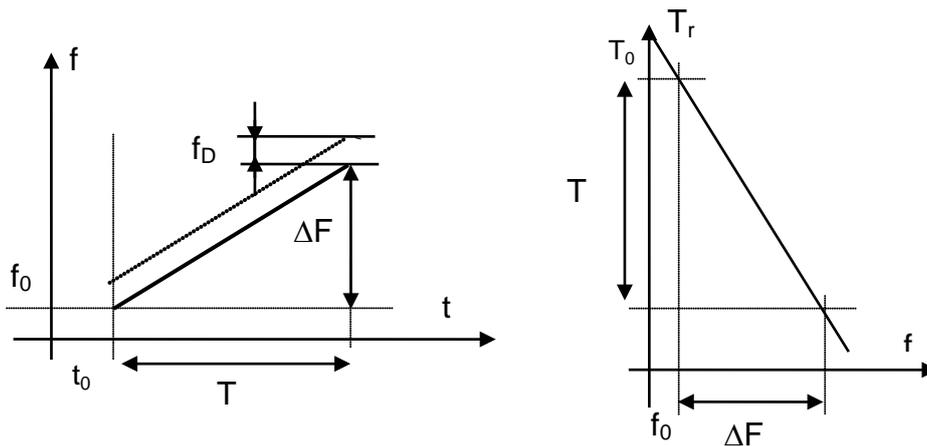
### 5.8.1 Effet du doppler

Dans le radar à compression d'impulsion, on a recherché un procédé peu sensible à la fréquence doppler des cibles. Il est normal de penser que cette simplification risque de s'accompagner de certaines limitations, quant au comportement du radar en présence de doppler.

Plaçons nous dans le cas d'une modulation linéaire de fréquence. Les caractéristiques du signal émis sont décrites dans la figure ci après.

Il y correspond un filtre de compression dont la loi retard fréquence a pour expression :

$$T_r = T_0 - (f - f_0) \cdot \frac{T}{\Delta F}$$



Si le signal reçu est de doppler nul :

- La fréquence  $f_0$ , arrive dans le filtre à l'instant  $t_0$ , est retardée de  $T_0$  et en ressort à l'instant  $t_0 + T_0$ .
- La fréquence  $f_0 + \Delta F$ , arrive dans le filtre à l'instant  $t_0 + T$ , est retardée de  $T_0 - T$  et en ressort à l'instant  $t_0 + T_0$ .

Ainsi la remise en phase des composantes du signal se fait à l'instant  $t_0 + T_0$ , ce qui correspond à l'instant d'arrivée du signal comprimé (position temporelle de son maximum).

Si le signal est entaché d'un doppler  $f_d$  :

- La fréquence  $f_0 + f_d$ , arrive dans le filtre à l'instant  $t_0$ , est retardée de  $T_0 - f_d T/\Delta F$  et en ressort à l'instant  $t_0 + T_0 - f_d T/\Delta F$ .
- La fréquence  $f_0 + f_d + \Delta F$ , arrive dans le filtre à l'instant  $t_0 + T$ , est retardée de  $T_0 - T - f_d T/\Delta F$  et en ressort à l'instant  $t_0 + T_0 - f_d T/\Delta F$ .

Ainsi la remise en phase des composantes du signal se fait à l'instant  $t_0 + T_0 - f_d T/\Delta F$ , ce qui correspond à une avance de  $\varepsilon_t = -f_d T/\Delta F$ , par rapport au même signal sans doppler.

Après détection, rien ne distingue ces deux types de signaux. on peut donc confondre le second avec le premier en commettant une **erreur de position temporelle** égale à :

$$\varepsilon_t = -f_d T/\Delta F$$

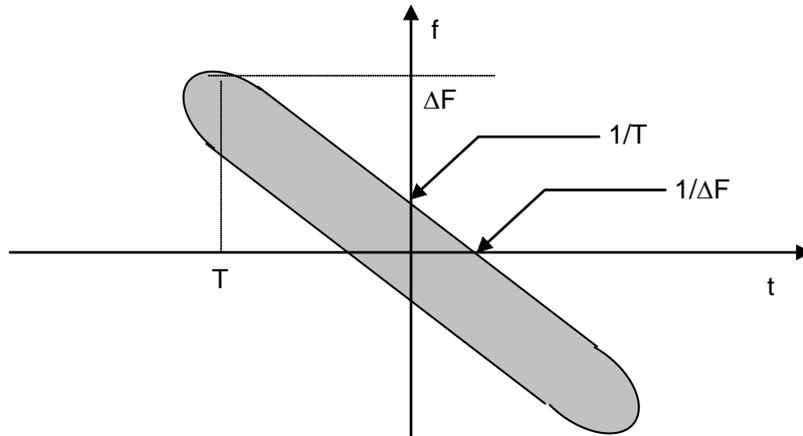
Le signe de cette erreur est liée au sens de la pente du filtre.

### 5.8.2 Diagramme d'ambiguïté

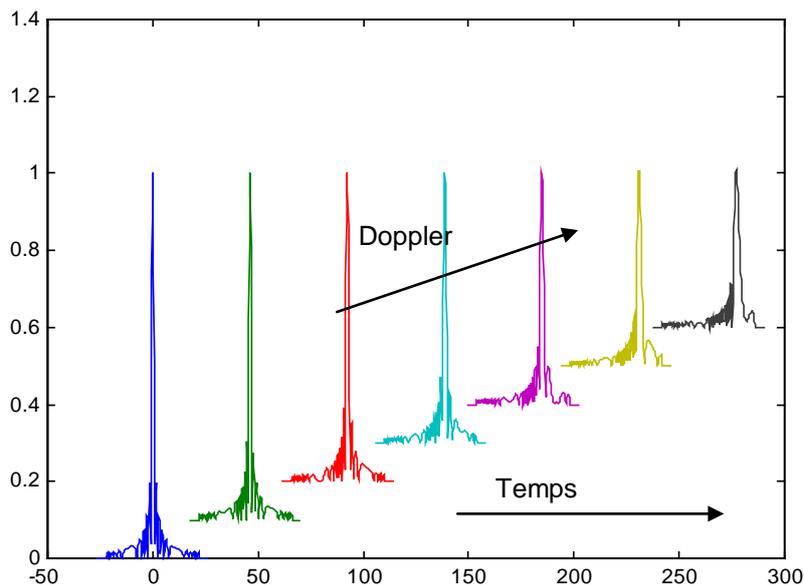
A la propriété démontrée ci avant, il faut ajouter les deux suivantes :

- deux signaux de même fréquence doppler sont séparés dès que leurs instants d'apparition sont distants de plus que  $\tau = 1/\Delta F$  ;
- deux signaux dont les spectres seraient distants de plus que  $1/\Delta F$  sont automatiquement séparés car ils ne passeraient pas par le même filtre.

D'où le diagramme d'ambiguïté du radar à compression d'impulsion :



L'ambiguïté distance doppler est bien mise en évidence par le schéma ci après, présentant les différentes sorties d'un même signal, affecté de différentes fréquences doppler :



On constate bien que le signal se décale dans le temps (décalage du lobe principal), en même temps que son amplitude décroît.

Dans la plupart des cas  $\Delta F$  est très grand devant la fréquence doppler des cibles et ce phénomène est négligeable, il masque cependant la possibilité de mesurer la fréquence doppler par l'analyse d'un signal reçu.

Enfin, il convient de noter que la compression d'impulsion ne permet pas à elle seule d'augmenter la portée d'un radar, qui dépend de l'énergie émise pendant la durée de la mesure et non de sa répartition dans le temps.

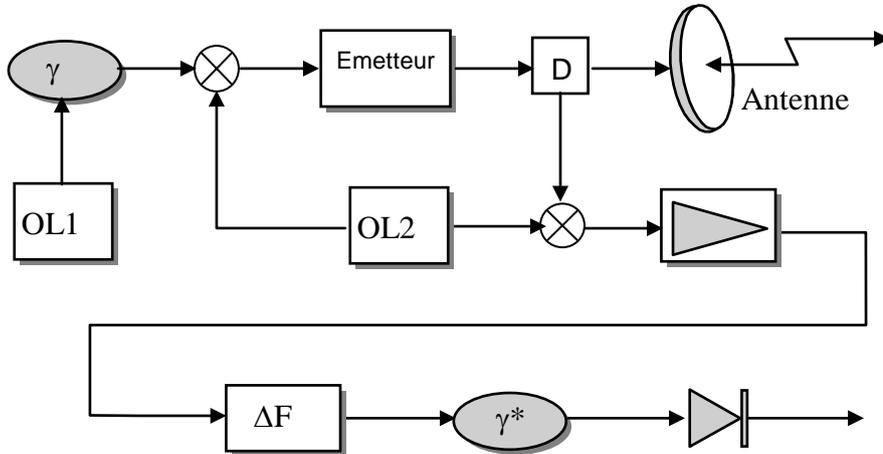
A durée du signal émis et portée donnés, elle permet une augmentation de la résolution en distance du radar.

Par contre en augmentant la durée du signal émis, au prix d'une augmentation de la puissance moyenne de l'émetteur, l'énergie émise est augmentée et corrélativement la portée du radar, la compression d'impulsion permettant de maîtriser la résolution en distance du radar.

## 6 LES RADARS CODES

### 6.1 ORGANISATION DE BASE

Reprenons le schéma du paragraphe 5.5 établi dans le cas du radar à impulsion.



Nous avons démontré dans ce même paragraphe que la seule condition à réaliser pour que le récepteur soit adapté, est que les filtres  $\gamma$  et  $\gamma^*$  soient conjugués. Ceci n'impose aucune autre hypothèse sur la nature du filtre  $\gamma(f)$ .

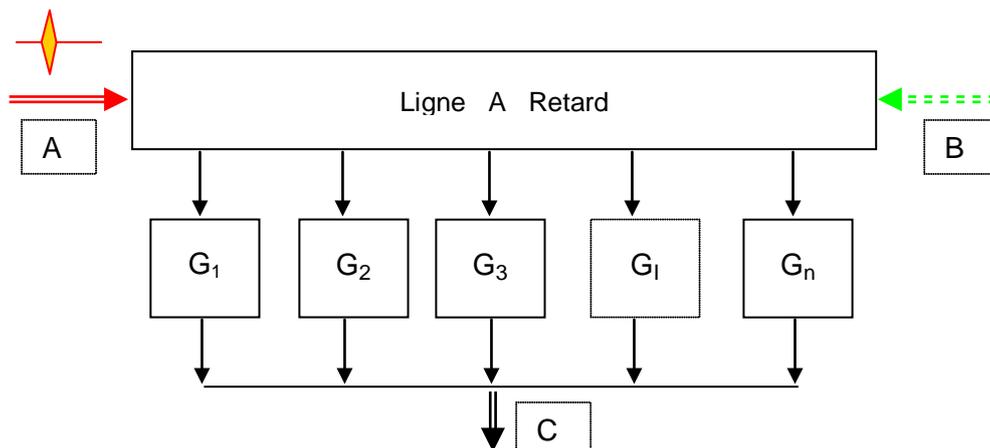
A condition de disposer de filtres appropriés, on peut donc émettre n'importe quel type signal et en particulier les codes utilisés par les radars à corrélation. Le radar ainsi conçu sera alors un radar traitant des signaux du type radar à corrélation, par un procédé proche du radar à compression d'impulsion.

Dans ce qui suit, nous allons examiner différents procédés de génération et de traitements des signaux codés.

### 6.2 GENERATION ANALOGIQUE, FILTRE DE TURIN

#### 6.2.1 Principe général

C'est une généralisation du procédé dit génération par filtre parallèle du radar à compression d'impulsion.



Considérons un filtre formé d'une ligne à retard à prises espacées régulièrement d'un temps  $\tau$ , suivie d'amplificateurs de gains  $G_1, G_2 \dots G_n$ . La somme des diverses voies de sortie est faite en un point C, sortie du filtre parallèle ainsi formé.

En A est injectée une impulsion très courte (*signal à large spectre*) de pulsation  $\omega$ . Le signal recueilli en C sera la suite des réponses impulsionnelles des amplificateurs  $G_1, G_2 \dots G_n$ , soit une suite de signaux décalés de  $\tau$  l'un par rapport à l'autre. Le déphasage relatif entre deux signaux issus de deux voies successives est donc de :  $\delta\varphi = -2\pi f\tau = \omega\tau$

Dans ces conditions le spectre du signal émis sera :

$$H(\omega) = G_1(\omega) + G_2(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} + \dots + G_n(\omega) \cdot e^{-j(n-1)\omega\tau}$$

Le spectre du même signal décalé de  $T_0$  (avance) sera le spectre initial ayant subi un déphasage :  $\varphi = 2\pi fT_0 = \omega T_0$ , soit :

$$H_0(\omega) = H(\omega) \cdot e^{j\omega T_0}$$

Le filtre adapté à un tel signal aura donc comme transmittance :

$$F(\omega) = H_0^*(\omega) = H^*(\omega) \cdot e^{-j\omega T_0}$$

$$F(\omega) = G_1^*(\omega) \cdot e^{-j\omega T_0} + G_2^*(\omega) \cdot e^{-j\omega(T_0-\tau)} + \dots + G_n^*(\omega) \cdot e^{-j\omega(T_0-(n-1)\tau)}$$

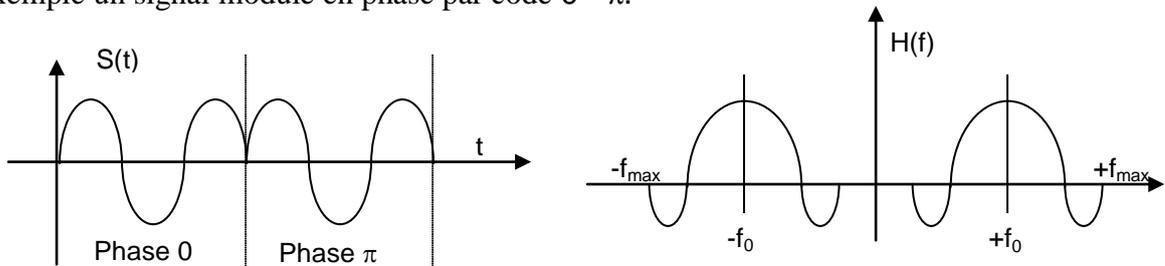
Recherchons la condition pour que ce filtre adapté puisse être obtenu en faisant transiter le signal de B vers C. La transmittance de B vers C est :

$$F_1(\omega) = G_n(\omega) + G_{n-1}(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau} + \dots + G_1(\omega) \cdot e^{-j(n-1)\omega\tau}$$

**D'où les conditions générales suivantes :**

$F_1(\omega) = F(\omega)$ , pour :	
$T_0 = (n-1) \cdot \tau$	Ce qui fixe le temps de transfert dans le filtre
$G_i(\omega) = G_i^*(\omega)$	Pour tout « i », donc tous les gains sont réels.

Cette condition étant supposée remplie, il reste à voir comment un signal peut être formé dans un tel filtre. Choisissons un signal quelconque, de puissance constante et de spectre connu, par exemple un signal modulé en phase par code 0 -  $\pi$ .

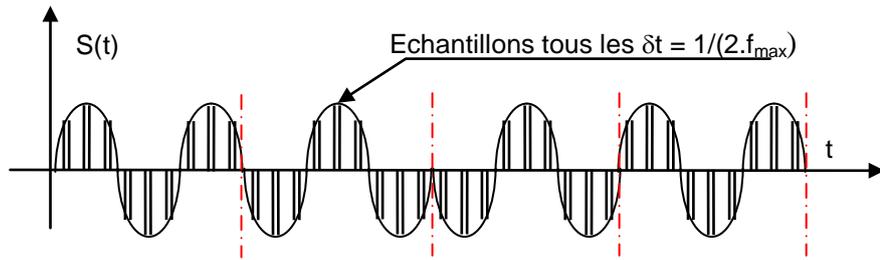


D'après le théorème de l'échantillonnage, on peut former un tel signal à l'aide d'une suite de n échantillons espacés de :

$$\delta t = \frac{1}{2f_{\max}}$$

$f_{\max}$ , étant la fréquence la plus haute du spectre,  $\delta t$  l'espacement des prises de la ligne à retard.

Dans ce cas, si les amplificateurs  $G_i(\omega)$  ont une bande suffisamment large, et si leurs gains sont réglés en amplitude et en signe de manière convenable, le filtre excité par une impulsion de Dirac à son entrée A formera en C un signal de sortie qui sera la suite des échantillons du signal  $S(t)$  à former.

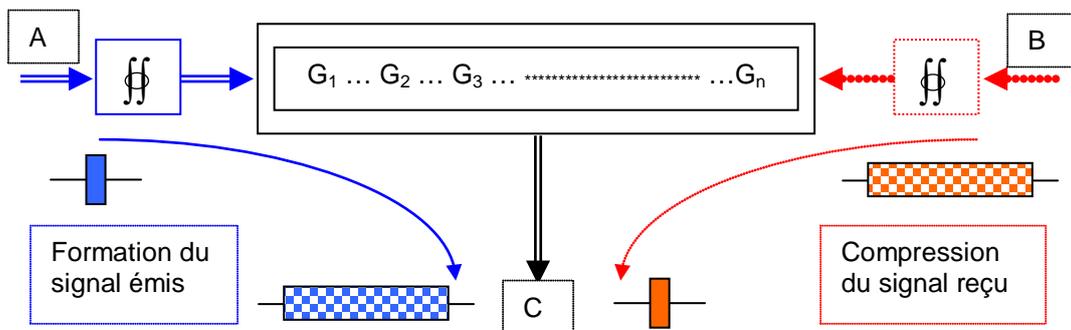


Pour aboutir au signal  $S(t)$ , il ne reste plus qu'à filtrer cette suite d'échantillons par un filtre passe bande placé à l'entrée du dispositif ou réparti sur les divers amplificateurs.

D'après ce qui précède, le signal  $S(t)$  injecté en B formerait en C l'impulsion courte initiale, le filtre étant réversible. Pour compléter l'adaptation, il suffit de placer dans la chaîne de B vers C un filtre coupant les fréquences extérieures la bande du signal, pour filtrer les bruits hors du spectre utile du signal, ce filtre peut être par exemple placé en B.

Nous avons donc ainsi réalisé un filtre qui :

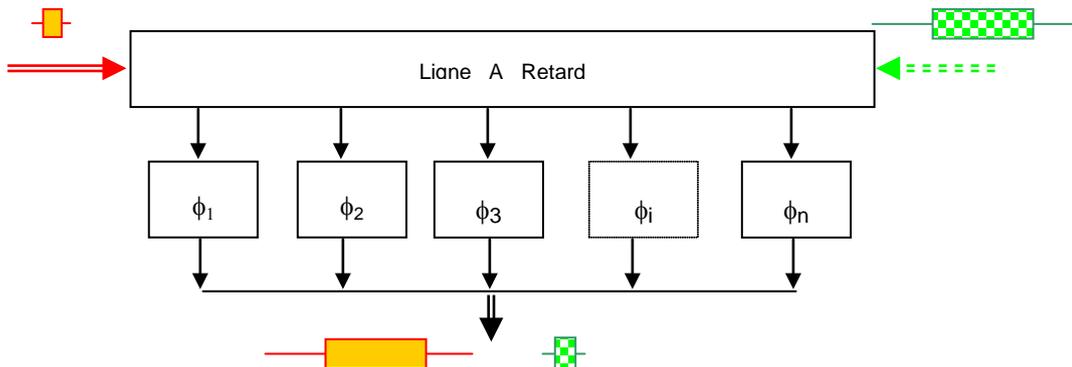
- utilisé de A vers C permet, à partir d'un signal court, de former un signal codé de grande durée  $S(t)$  ;
- utilisé de B vers C, est le filtre qui permet de reconstituer le signal court ;



Cette généralisation du procédé de traitement des signaux codés ouvre une très large voie pour la conception des récepteurs modernes.

### 6.2.2 Application à un signal formé d'une suite d'échantillons codés en phase

Le schéma peut être simplifié si l'échantillon de base de durée  $\theta$  est engendré séparément, et qu'il ne reste plus qu'à introduire les déphasages. L'espacement entre les prises de la ligne à retard, est pris égal à la durée  $\theta$  de l'échantillon de base. Les amplificateurs sont remplacés par des déphaseurs, apportant les phases convenables, au signal émis.



Le schéma est réversible si les phases sont limitées à 0 et  $\pi$  (gains réels), sinon il faudra deux filtres distincts pour la génération et la compression du signal.

### 6.2.3 Bilan de puissance

Plaçons nous dans le cas d'un signal composé de la suite de  $n$  échantillons d'amplitude  $A$  et de durée  $\theta$ . La durée du signal émis est :

$$T = n \cdot \theta$$

La puissance du bruit accompagnant chaque échantillon, donc dans la bande  $\Delta F = 1/\theta$ , est :

$$B_e = b \cdot \Delta F = b/\theta.$$

Le rapport signal sur bruit avant filtrage sera :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{A^2}{2B_e} = \frac{A^2}{2 \cdot b \Delta F} = \frac{A^2 T}{2} \frac{1}{b} \frac{1}{T \Delta F}$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{E}{b} \frac{1}{T \Delta F}$$

Après compensation des retards par la ligne et sommation, l'amplitude du signal, dont la durée est réduite à  $\theta$ , devient :

$$A_s = n \cdot A$$

les échantillons s'additionnant en amplitude après remise en phase par les déphaseurs.

La puissance de la somme des  $n$  échantillons de bruits, pris sur les  $n$  sorties de la ligne à retard, est pour sa part :

$$B_s = n \cdot b \cdot \Delta F = n \cdot b/\theta.$$

D'où le rapport signal sur bruit à la sortie du traitement :

$$\frac{S}{B} = \frac{A_s^2}{2 \cdot B_s} = \frac{A^2 n \cdot \theta}{2 \cdot b} = \frac{A^2 T}{2} \frac{1}{b}$$

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{b}$$

Ce qui confirme l'adaptation du récepteur. Par ailleurs on remarque que :

$$n = \frac{T}{\theta} = T \Delta F$$

Le signal traité est dans ce cas un signal à modulation de phase, comme celui traité par le radar à corrélation, par contre, comme dans le cas de la compression d'impulsion, ce filtre n'agit pas par réduction de bande mais par compression de temps.

Ceci permet de généraliser les propriétés des radars à impulsions codées.

*Tout signal codé peut être traité par corrélation ou filtrage adapté.  
Le gain de rapport signal sur bruit dû à la corrélation ou au filtrage est dans tous les cas  
 $\rho = T \cdot \Delta F$ .  
Il sera dû, suivant le mode de traitement adopté, soit à une compression de bande  
soit à une compression de temps.*

### 6.2.4 Influence de l'effet doppler

Si la cible est affectée d'une fréquence doppler, chaque échantillon est en outre déphasé par rapport au suivant de  $\delta\phi = 2\pi f_d \theta$ .

Il en résulte que lorsque le **signal** est bien placé dans la ligne , soit à la **distance zéro**, son amplitude s'écrit :

$$\rho(0; f_D) = A \left| \sum_{i=1}^{i=n} \exp\{j2\pi f_D i\theta\} \right| \approx \frac{A}{\theta} \left| \int_0^T \exp\{j2\pi f_D t\} dt \right|$$

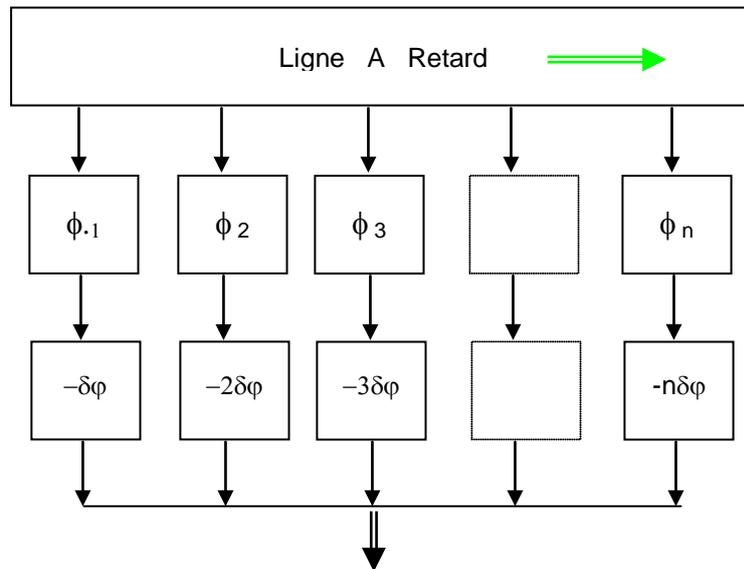
$$\rho(0; f_D) = \frac{AT}{\theta} \frac{\sin(\pi f_D T)}{\pi f_D T}$$

$\rho(0; f_D)$  est égal au **module du spectre d'un signal long d'amplitude A et de durée T**

Nous voyons donc que :

- l'effet du doppler est le même sur le filtre que sur le corrélateur ;
- il faudra donc autant de filtres doppler que dans le cas du radar à corrélation ;
- par contre, un seul ensemble de filtres remplace ici tous les multiplicateurs suivis de leurs filtres passe- bande.

**En analogique**, l'adaptation du filtre au doppler pourrait se faire, en ajoutant aux déphaseurs remettant en phase les échantillons du signal, des déphaseurs complémentaires compensant les déphasages différentiels dus à la fréquence doppler.



### 6.2.5 Dimensionnement sommaire

Reprenons le cas du paragraphe 4.6 sur les radars à corrélation :

$$T = 10^{-3} \text{ secondes} ; \Delta F = 2.5 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

$$T \Delta F = 2500$$

Portée de 300 km soit 5000 voies distance.

Domaine doppler des cibles de - 500 m/s à + 500 m/s, soit 20 filtres doppler.

Formation de 100 000 voies « distance - doppler ».

Il faudra :

- une ligne à retard, de 2500 fois la durée de l'impulsion courte (0,4 μs) ;
- 2500 déphaseurs (1250 déphaseurs π si les déphasages sont codés en 0– π) ;
- 2500\*20 = 50 000 déphaseurs complémentaires.

Ce qui serait plus facile à réaliser que 5 000 multiplicateurs et 100 000 filtres doppler.

## 6.3 LES CODES DE PHASE

### 6.3.1 Code de Barker

Le code de Barker le plus connu est le code à 13 moments, où le signal émis est la suite de 13 échantillons de même amplitude  $A$  et de même fréquence, dont la suite des phases varie selon la séquence ci après :

0	0	0	0	0	$\pi$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	$\pi$	0
---	---	---	---	---	-------	-------	---	---	-------	---	-------	---

La durée de chaque échantillon est :  $\theta$ , la durée totale du signal est :  $T=13\theta$ .

Ce type de modulation est particulièrement facile à réaliser :

- en analogique selon le procédé de TURIN, en utilisant une ligne à retard à prises espacées de  $\theta$  et des déphaseurs 0 ou  $\pi$ , l'ensemble étant excité par une impulsion de durée égale à  $\theta$ .
- en numérique en modulant en amplitude par un code : - 1, + 1, un signal de porteuse  $f_0$ .

**En absence de doppler**, le filtre adapté au signal émis est également très facile à réaliser :

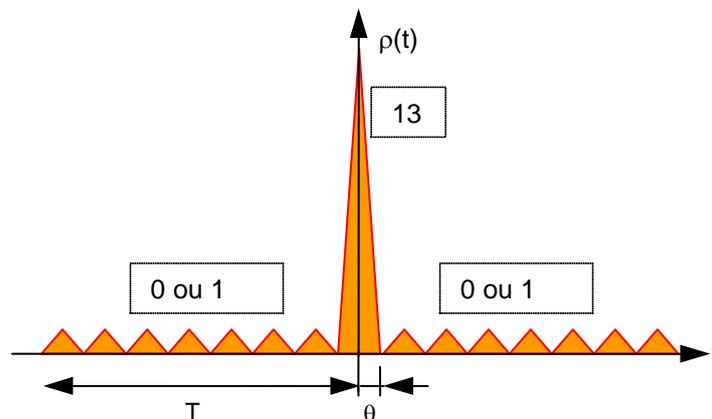
- en analogique le filtre de TURIN est le filtre adapté au signal émis (cf §6.2.1 ) en utilisant l'entrée B pour la fonction «compression d'impulsion » ;
- en numérique, selon la méthode exposée au paragraphe 6.3.

Dans les deux cas, **lorsque les échantillons traités sont en concordance avec le code de référence**, il en résulte une remise en phase de ces échantillons ; leurs amplitudes s'ajoutent et si  $A$  est l'amplitude du signal reçu, l'amplitude du signal à la sortie du filtre sera :

$$A_s = 13.A$$

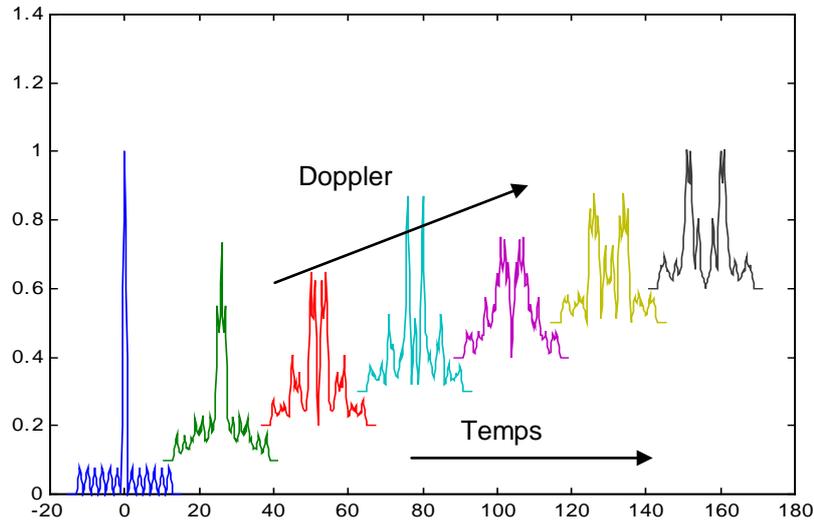
Pour des positions différentes du signal dans la ligne à retard, on vérifie aisément que  $\rho(t)$  est de la forme présentée ci- après.

Le signal de sortie est du même type que celui d'un radar à compression des impulsions avec des lobes secondaires à -22 dB, ce qui est excellent.



**Cependant, ce code particulier est très sensible à la fréquence doppler**, et présente des défauts importants pour des fréquences doppler supérieures à  $1/(13.\theta)$ ,

Le schéma page suivante, présente les réponses à différentes fréquences doppler, d'un filtre adapté au doppler zéro :



Il existe d'autres codes de Barker, qui ont comme propriété de voir (à la fréquence doppler nulle) leur fonction d'ambiguïté présenter une amplitude 0 ou 1 (pour un maximum égal à N), Ils sont présentés dans le tableau ci après :

N	Séquence de phase	Amplitude à $f_D = 0$
5	0 0 0 $\pi$ 0	5 0 1 0 1 0
7	0 0 0 $\pi$ $\pi$ 0 $\pi$	7 0 1 0 1 0 1 0
11	0 0 0 $\pi$ $\pi$ $\pi$ 0 $\pi$ $\pi$ 0 $\pi$	11 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0
13	0 0 0 0 0 $\pi$ $\pi$ 0 0 $\pi$ 0 $\pi$ 0	13 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0

Comme dans le cas du radar à compression d'impulsion, une **pondération** à la réception peut être envisagée pour **réduire les lobes secondaires du signal**, au prix bien évidemment d'une perte de rapport signal sur bruit.

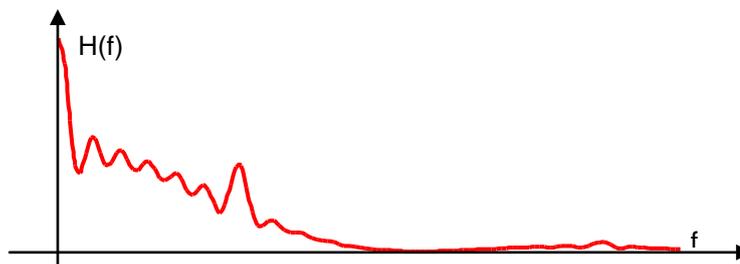
**Dans le cas des fréquences doppler faibles**, la correction s'effectuera directement sur le spectre du signal à l'aide d'un filtre de pondération dont le rôle sera de rapprocher le spectre du signal du «spectre idéal».

En effet le spectre du signal émis est de la forme :

$$H(f) = \frac{1}{13} \left( \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \right)^2 \cdot \left( 12 + \frac{\sin(26\pi f \tau)}{\sin(2\pi f \tau)} \right)$$

$$H(f) = \left( \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \right)^2 \cdot H_1(f)$$

et comporte des ondulations et des pics parasites qui peuvent être atténués par un filtrage convenable.



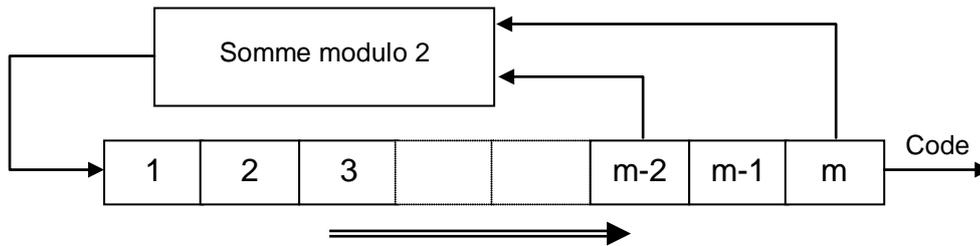
Le filtre idéal serait celui dont la transmittance aurait pour expression  $F(f) = 1/H_1(f)$  il peut être approché par un filtre transversal (associations d'échantillons pris tous les  $1/(2\theta)$ ), ce qui permet de réduire les lobes secondaires à -35 dB (au lieu de -22) au prix d'une perte de S/B inférieure à 0,5 dB.

**6.3.2 Codes de Galois**

Au delà de  $N = 13$  d'autres codes de même nature, dits « codes binaires optimaux » existent, mais avec un niveau maximum lobes secondaires égal à  $2/n$  ou  $3/n$ .

**Les codes de GALOIS** ou de longueur maximale, que l'on peut former à partir d'une famille génératrice de  $m$  termes binaires pour obtenir un code à  $n = 2^m - 1$  moments.

Ces codes peuvent être obtenus par une séquence simple de calcul sur une séquence préétablie de  $m$  échantillons selon le principe ci -après :



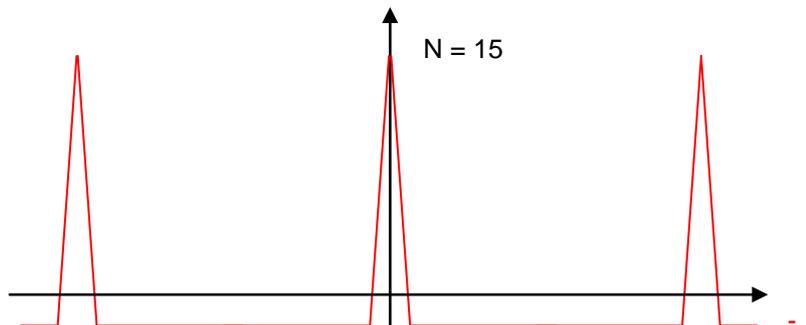
Une pré-séquence de 0 (phase 0) et 1 (phase  $\pi$ ) est chargée dans un registre à décalage. Certaines positions du registre sont lues et leur somme modulo 2 rebouclée à son entrée, le code est lu en sortie.

m	n	Position de lecture
4	15	4 . 3
5	31	5 . 3
6	63	6 . 5
7	127	7 . 6
8	255	8 . 6 . 5 . 4
9	511	9 . 5
10	1023	10 . 7
11	2047	11 . 9
12	4095	12 . 11 . 8 . 6

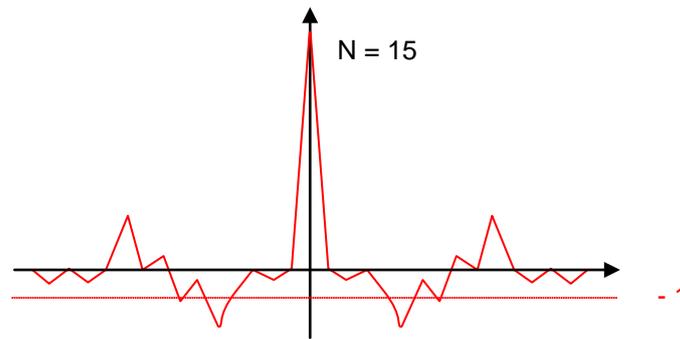
Plusieurs codes peuvent être engendrés selon le chargement initial du registre.

La fonction d'autocorrélation de ces codes (pour  $f_D = 0$ ) est très différente selon qu'ils soient utilisés en séries périodiques ou isolément.

En utilisation radar continu (codes périodiques) les lobes secondaires peuvent être ramenés à des valeurs voisines de  $1/n$  sauf aux fréquences doppler voisines des multiples de l'inverse de la période.



En utilisation radar à impulsions (codes non périodiques), les lobes secondaires restent dans la majorité plus faibles que  $1/\sqrt{n}$  quel que soit le doppler des cibles.



Par ailleurs, les codes de GALOIS sont moins sensibles à la fréquence doppler que les codes de BARKER.

Comme dans le cas du code de Barker, une **pondération** à la réception peut être envisagée pour **réduire les lobes secondaires du signal**. On peut ici envisager l'emploi de répliques particulières différentes du code émis comportant une modulation amplitude phase complémentaire de manière à réduire les lobes secondaires sans trop modifier le lobe principal. Corrélation et réduction des lobes secondaires sont alors effectuées simultanément. De très bons résultats, en théorie  $-50$  dB pour un code à 53 moments, peuvent être envisagés par cette technique.

### 6.3.3 Codes quadriphases

Les codes quadriphases, constituent un cas particulier des codes polyphases où l'amplitude des échantillons reste constante, mais leur phase peut prendre différentes valeurs modulo  $2\pi$ , généralement quantifiées au pas de  $2\pi/Q$ , avec  $Q$  entier.

Dans ce cas particulier, les phases sont choisies entre les valeurs :  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ , ce qui les rend encore très faciles à réaliser et à traiter (signal vidéo équivalent prenant les valeurs :  $1, j, -1, -j$ ).

Ils donnent en absence de doppler des lobes secondaires faibles proches de  $1/n$  :

- pour  $n = 16$  :  $-24$  dB ;
- pour  $n = 64$  :  $-32$  dB.

Leur comportement pour les fréquences doppler élevées (supérieures à  $1/n\theta$ ) est à étudier dans chaque cas.

Dans ce cas encore, la structure du récepteur peut être relativement simple, les produits par  $+1$  et  $-1$  étant des changements de signe et ceux par  $+j$  et  $-j$  des changements de signes accompagnés de passage du réel à l'imaginaire et vice versa.

### 6.3.4 Codes de Frank

Les codes de Frank sont des codes polyphases où la phase des échantillons est quantifiée par pas de :

- $2\pi/Q$ ,
- ou  $2\pi P/Q$  avec  $P$  et  $Q$  premiers entre eux.

La séquence complète contient ainsi  $Q^2$  éléments, la phase étant comptée bien évidemment « modulo  $2\pi$  ».

Le signal est formé en attribuant à ce pas de phase un coefficient multiplicateur défini par la matrice page suivante.

ETUDE DES RECEPTEURS LINEAIRES

0	0	0	--	0
0	1	2	--	(Q - 1)
0	2	4	--	2(Q-1)
--	--	--	--	--
0	(Q - 1)	2(Q-1)	--	(Q - 1) <sup>2</sup>

Par exemple pour Q = 4, le code comportera 16 éléments dont les phases s'écriront (pas de phase,  $\pi/2$ ) :

$$\left| 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right| \left| 0 \quad \pi/2 \quad \pi \quad 3\pi/2 \right| \left| 0 \quad \pi \quad 0 \quad \pi \right| \left| 0 \quad 3\pi/2 \quad \pi \quad \pi/2 \right|$$

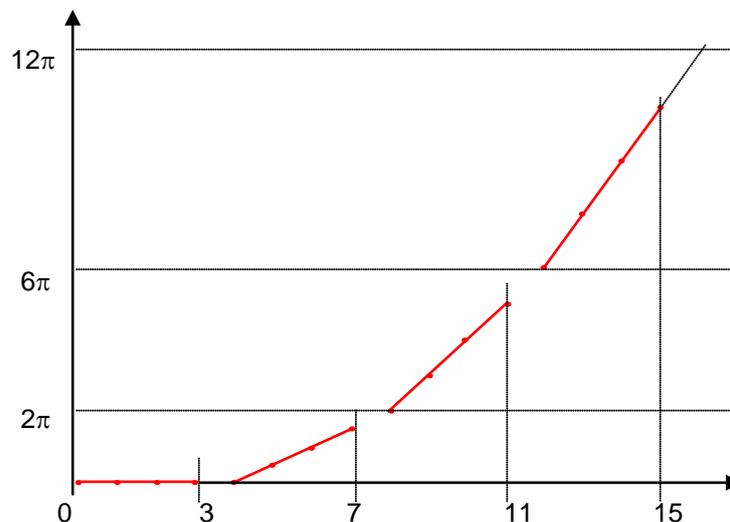
Cette même séquence peut être décrite par l'expression :

$$\phi_i = \left[ \frac{2\pi}{Q^2} \cdot q \cdot (i - q) \right], \text{ modulo } 2\pi$$

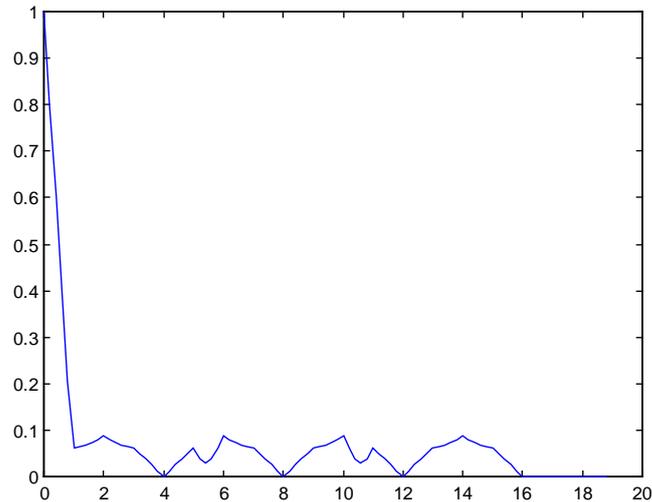
avec :  $0 < i < Q^2 - 1$  et  $q = i \text{ modulo } Q$

On remarque que la phase des échantillons progresserait aux pas successifs de 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$ ,  $3\pi/2$ , sans tenir compte du modulo  $2\pi$ .

D'où une variation de phase proche d'une loi quadratique qui donnera aux codes de Frank des propriétés voisines de la modulation linéaire de fréquence, notamment pour le comportement en présence de doppler, avec cependant l'apparition de « lobes image », du fait de la périodicité temporelle apportée par la quantification spectrale.



En absence de fréquence doppler ces codes présentent d'excellents niveaux de lobes secondaires, comme le montre la figure ci-après, pour un code de Barker à 16 moments :



Par contre leur comportement aux fréquences doppler élevées est assez complexe, et peut donner lieu à des remontées de lobes secondaires importantes, notamment par l'effet de lobe image.

Ces codes ont été réarrangés par Levis et Kretschmer pour améliorer le spectre émis et limiter la dégradation due au filtrage du récepteur. Les séquences proposées sont (modulo  $2\pi$ ) :

$$\phi_i = \frac{i\pi}{Q} \left( 1 - Q + \frac{2(i-q)}{Q} \right), \text{ pour } Q \text{ impair,}$$

$$\phi_i = \frac{\pi}{2Q} (2q - Q + 1) \cdot \left( 1 - Q + \frac{2(i-q)}{Q} \right), \text{ pour } Q \text{ pair}$$

Par exemple, pour  $Q = 3$ , la séquence est :

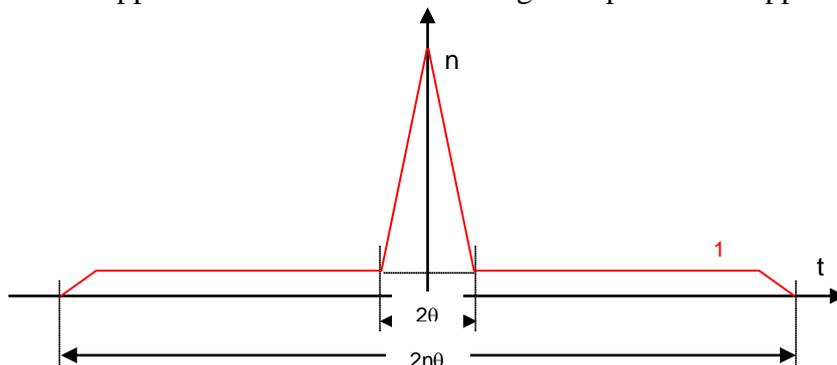
$$\left| \begin{array}{ccc|ccc|ccc} 0 & 4\pi/3 & 2\pi/3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2\pi/3 & 4\pi/3 \end{array} \right|$$

## 6.4 CODAGE DE POSITION

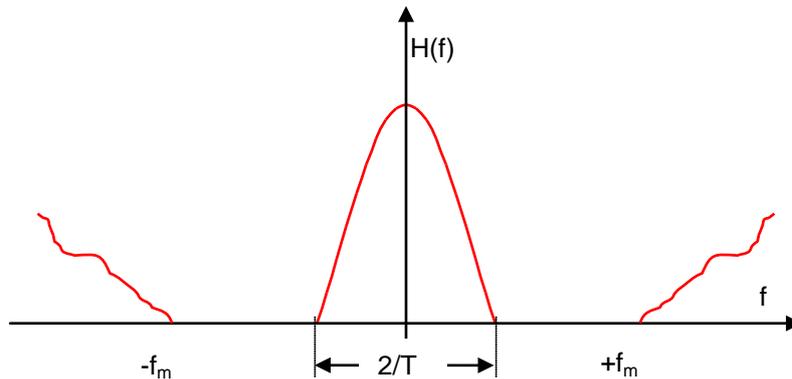
Egalement appelé codage d'amplitude ; tout signal pouvant être considéré comme une suite d'échantillons, d'amplitude zéro ou différente de zéro.

On trouve dans cette catégorie :

- Les trains d'impulsions périodiques dont la fonction d'ambiguïté fait l'objet du paragraphe 3.
- Les trains d'impulsions aperiodiques dont:
  - la wobulation de la période de répétition, utilisée dans les VCM ;
  - les séquences d'impulsions à périodes variables dont le séquencement est choisi pour se rapprocher d'une fonction d'ambiguïté optimale à doppler nul,



- le Procédé RACINE (chapitre 13 § 10.2) dont le séquencement est choisi pour créer une zone de fréquence doppler non polluée (fonction d'ambiguïté nulle) de part et d'autre de la fréquence zéro.



## 6.5 CODAGE PAR FREQUENCES DISCRETES

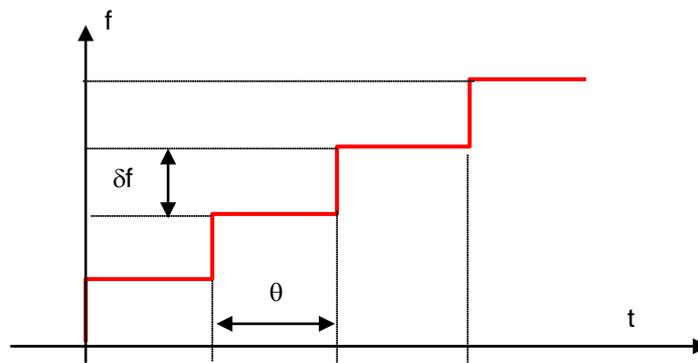
Dans ce groupe de codage, les échantillons de durée  $\theta$  sont de la forme :

$$Z_i = A \cdot \exp\{j2\pi f_i t\}$$

La nature du code dépend du choix de  $f_i$ .

### 6.5.1 Progression linéaire discontinue de la fréquence

La séquence la plus simple, consiste à faire croître  $f_i$  d'une valeur constante  $\delta f$  d'un échantillon au suivant, de manière à reconstituer une rampe de fréquence.



Si en outre on pose:

$$\delta f \geq \frac{1}{\theta}$$

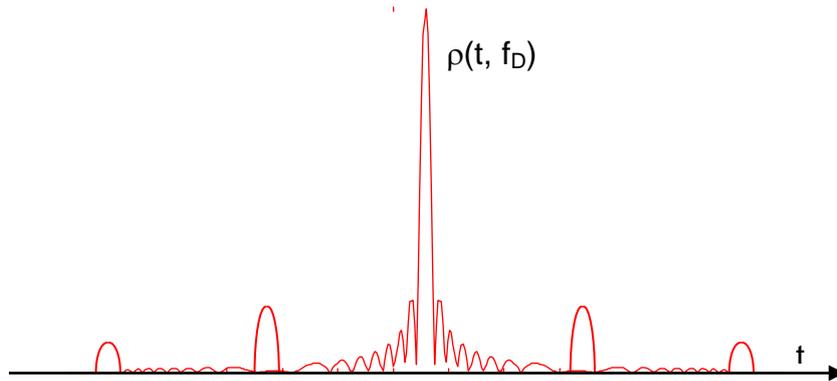
on obtient une suite d'échantillons indépendants, dont le filtre adapté peut être un filtre de Turin (cf § 6.2). On remarque qu'un tel codage est très voisin de celui obtenu par les codes de Frank, en effet, si on dérive la loi de phase établie par le graphique du paragraphe 6.4.4 on retrouve bien la loi en marche d'escalier précédente.

Pour la valeur particulière:

$$\delta f = \frac{1}{\theta}$$

leur comportement devient très voisin de celui de la compression d'impulsion par modulation linéaire de fréquence, avec cependant l'apparition cyclique de lobes secondaires, assez importants comme dans les codes de Frank, et de lobes image du fait de la quantification spectrale.

Un exemple schématique de comportement d'un tel type de signal aux environs du lobe principal, pour une fréquence doppler élevée, est donné ci-après.

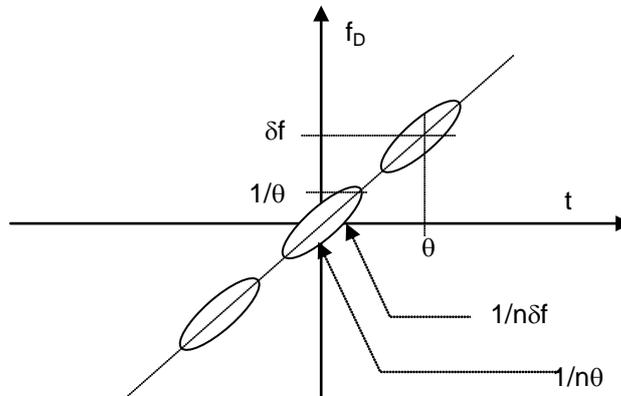


### 6.5.2 Variantes de loi linéaires discontinues

Tout en conservant une progression linéaire on peut introduire deux types de variantes.

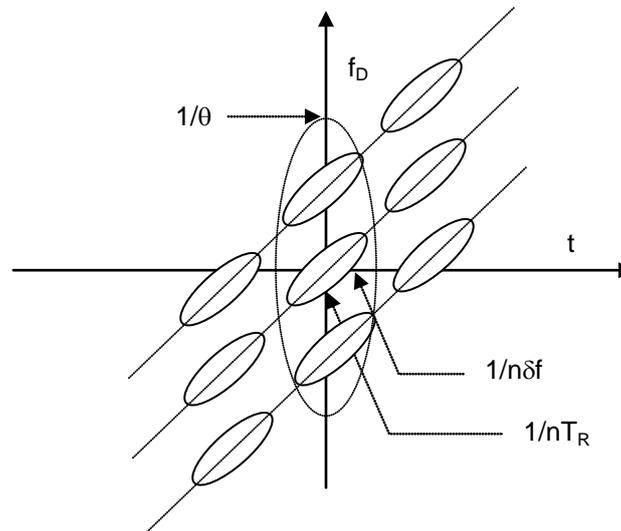
#### a Loi discontinue, $\delta f \gg 1/\theta$ , sur des échantillons jointifs.

Dans ce cas, l'axe d'ambiguïté existe toujours mais le diagramme d'ambiguïté devient discontinu du fait du pouvoir naturel de séparation en fréquence doppler des différents échantillons.



#### b Saut de fréquence pas à pas, sur un train d'impulsions

Le même principe peut être appliqué sur un train d'impulsions de durée  $\theta$  et de période  $T_R$ , la figure suivante donne l'allure générale du diagramme d'ambiguïté :



Dans ce cas le pouvoir séparateur en fréquence doppler pour  $t = 0$  est  $1/n T_R$  assorti d'une ambiguïté tous les  $1/T_R$ , dans la limite du spectre de l'impulsion  $1/\theta$ . Le pouvoir séparateur en distance reste pour sa part, pour  $f_D = 0$ , égal à  $1/n \delta f$ .

Dans la pratique ces diagrammes peuvent en outre être perturbés par des lobes de périodicité dus au caractère répétitif du signal, et dans certains cas par des lobes images liés à la quantification spectrale. Leurs fonctions d'ambiguïté sera donc à étudier cas par cas, en tenant compte notamment des caractéristiques du signal ( $\theta, \delta f, T_R \dots$ ) et du domaine de fréquence doppler à couvrir.

### 6.5.3 Autres lois de codage de fréquences

Diverses lois peuvent être proposées pour « casser » le caractère de l'ambiguïté « distance-fréquence doppler » lié à la modulation linéaire de fréquence. Notamment :

- choix pseudo aléatoire des fréquences des  $n$  échantillons successifs d'un signal, dans un lot de fréquences espacées de  $1/\delta f$ ,
- combinaison d'un saut régulier de fréquences et d'un choix pseudo aléatoire de la période de répétition dans un train d'impulsions,
- combinaison d'un saut régulier de fréquence et d'un codage pseudo aléatoire de phase dans un signal formé de  $n$  échantillons,
- etc.,

Les fonctions d'ambiguïté étant optimisées en fonction de la performance à obtenir.

## 7 GENERATION ET TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL

### 7.1 GENERATION NUMERIQUE

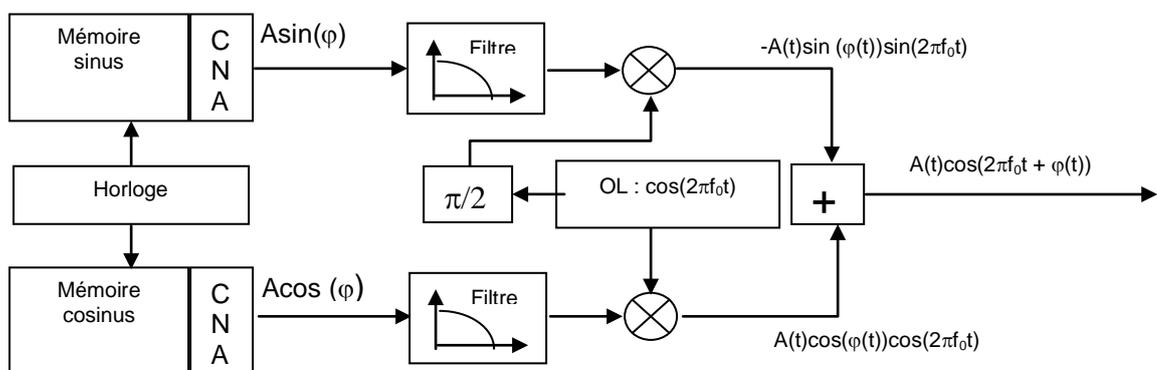
Tout signal à bande «étroite» ( $\Delta F/f_0 < 1$ ) modulé en phase et en amplitude peut s'écrire sous la forme :

$$S(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

$$S(t) = A(t)\cos(\varphi(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - A(t)\sin(\varphi(t)) \cdot \sin(2\pi f_0 t)$$

où  $A(t)\cos(\varphi(t))$  et  $A(t)\sin(\varphi(t))$ , sont les composantes du signal vidéo équivalent  $Z(t)$ .

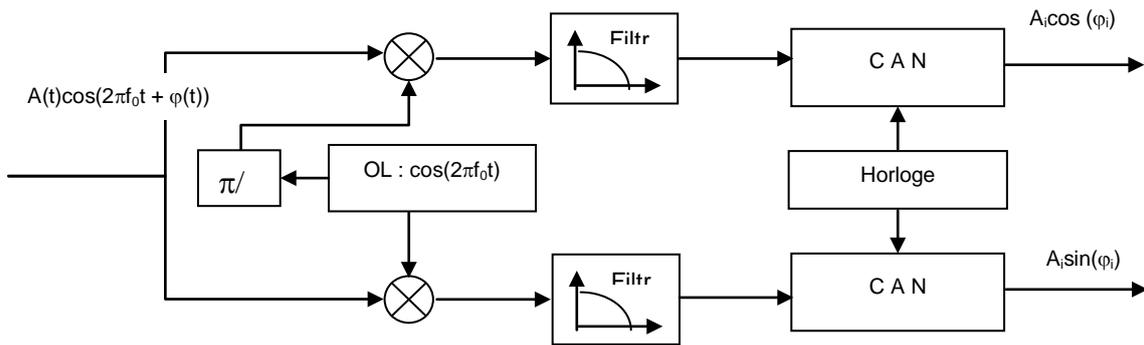
On peut donc engendrer le signal à émettre à partir de ses composantes, selon le principe suivant :



Les valeurs successives des échantillons de  $A(t)\cos(\varphi(t))$  et  $A(t)\sin(\varphi(t))$ , sont codées avec un pas suffisamment serré ( $\theta \leq 1/\Delta F$ , cf chapitre. 16) et mises en mémoire. Pour engendrer le signal il suffit de lire les mémoires à une cadence appropriée, de convertir les données en un signal analogique (à l'aide du convertisseur numérique analogique : CNA), de filtrer ce signal pour éliminer les composantes indésirables et d'opérer les mélanges et la sommation nécessaires à la reconstitution du signal  $S(t)$ .

## 7.2 RECEPTION NUMERIQUE

Le filtrage adapté est également réalisable en numérique après reconstitution du signal vidéo complexe et codage de ses composantes, selon le principe imagé ci- après :



Le signal à traiter subit une double démodulation qui restitue les composantes du signal vidéo complexe. Ces composantes sont filtrées par un filtre passe bas dont le rôle essentiel est de limiter le spectre du signal reçu avant son échantillonnage, pour éviter tout phénomène de «repliement de spectre». Elles sont ensuite échantillonnées et codées dans les convertisseurs analogiques numériques (CAN), à la sortie desquels on retrouve les échantillons successifs du signal reçu aux instants :

$$t_i = i.\theta$$

définis par l'horloge qui rythme les opérations de codage.

## 7.3 FILTRAGE NUMERIQUE

Le filtre adapté devra alors effectuer l'opération de corrélation :

$$\rho(k\theta) = \sum_{i=1}^{i=n} Z(i\theta) \cdot R((i - k)\theta) = \sum_{i=1}^{i=n} Z_i \cdot R_{i-k}$$

où Z est le signal reçu et R la quantité conjuguée (réplique) du signal émis.

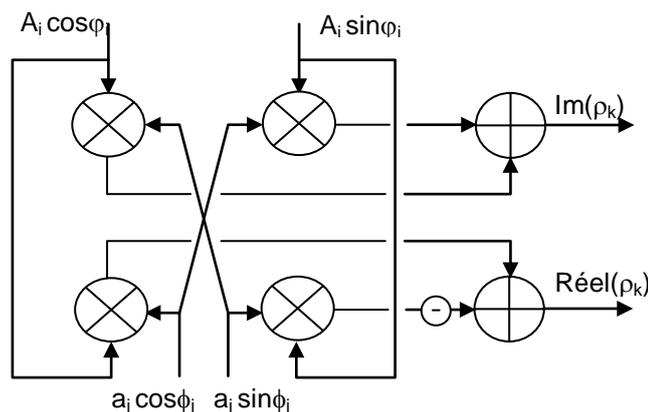
$$Z_i = A_i \cos \varphi_i + jA_i \sin \varphi_i$$

$$R_j = a_j \cos \phi_j + ja_j \sin \phi_j$$

Pour chaque valeur de k, (1 < k < n) il y aura donc à effectuer n multiplications complexes et n additions complexes. La multiplication complexe consiste à calculer :

$$Z_i \cdot R_j = A_i a_j \left( \cos \varphi_i \cos \phi_j - \sin \varphi_i \sin \phi_j \right) + jA_i a_j \left( \sin \varphi_i \cos \phi_j + \sin \phi_j \cos \varphi_i \right)$$

D'où le schéma de principe du multiplicateur complexe,

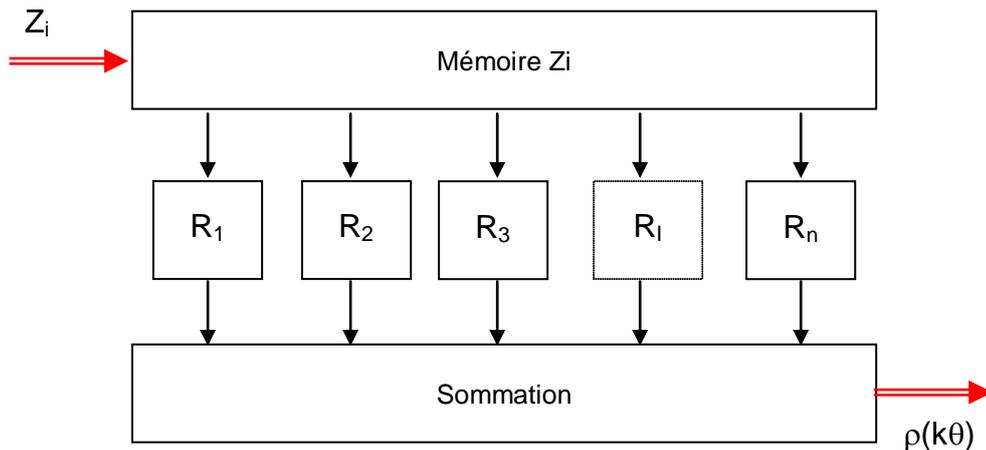


Celui ci demande quatre multiplications et deux additions, soit au total  $4n$  multiplications et  $4n$  additions, compte tenu de la sommation globale, pour obtenir les composantes complexes du coefficient de corrélation  $\rho_k$ .

Il faut noter cependant que la vitesse de calcul nécessaire est considérable. En effet, pour traiter un signal de produit  $T\Delta F = 25$ , donc composé au moins (chapitre 16 § 4.3) de  $n = 25$  échantillons complexes indépendants, et de bande 1 MHz, il sera nécessaire d'effectuer 100 ( $4n = 4T\Delta F$ ) multiplications en une microseconde soit  $10^8$  multiplications par seconde (multiplicateur à 100 MHz de fréquence d'horloge) ce qui réalisable avec les technologies actuelles, mais loin du  $T\Delta F = 2500$  pris comme exemple au paragraphe 6.2.5.

Quoique en matière de technologies... tout peut progresser rapidement.

Notamment, ce calcul peut être parallélisé selon le principe ci après inspiré du filtre de Turin (donné à titre d'exemple car « représentatif » du traitement réalisé) :



Les composantes du signal complexe sont inscrites dans une mémoire et lues en parallèle sur  $n$  sorties consécutives, on dispose ainsi d'une série de  $n$  échantillons (pris sur le signal tous les  $\theta$ ) sur lesquels on effectue les  $n$  produits complexes par les références  $R_1$  à  $R_n$ . On somme ensuite les résultats pour obtenir successivement les valeurs successives du coefficient de corrélation  $\rho(k\theta)$ .

Les deux schémas présentés ne sont pas uniques, ils peuvent être transposés de différentes manières pour réaliser simultanément tout ou partie des opérations, pour peu que les opérateurs soient assez rapides.

### 7.4 INFLUENCE DE L'EFFET DOPPLER

Si le signal traité est sensible au doppler, l'adaptation du filtre au doppler peut se faire en ajoutant, des déphasages complémentaires compensant les déphasages différentiels dus à la fréquence doppler, soit à réaliser l'opération :

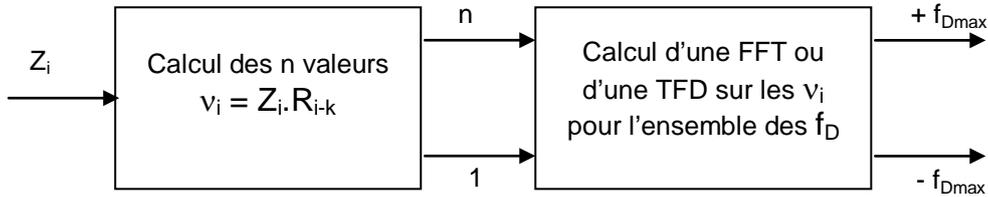
$$\rho(k\theta; f_d) = \sum_{i=1}^{i=n} Z_i R_{i-k} \cdot \exp\{-j2\pi f_d \cdot i\theta\} = \sum_{i=1}^{i=n} v_i \cdot \exp\{-j2\pi f_d \cdot i\theta\}$$

Il faudrait alors réaliser autant de répliques que de voies doppler, et répéter autant de fois le calcul de corrélation, soit dans l'exemple du paragraphe 6.2.5 :  $2\ 500 \cdot 4 \cdot 20 = 200\ 000$  multiplications algébriques dans la durée de l'impulsion courte ( $0,4\ \mu s$ ).

Par contre, d'autres solutions peuvent être envisagées, les traitements de corrélation par la réplique et filtrage doppler pouvant être mis en série, si on conserve à chaque étape les échantillons du signal au cours du traitement. En effet (cf chapitre 8), l'opération :

$$\rho(k\theta; f_D) = \sum_{i=1}^{i=n} v_i \cdot \exp\{-j2\pi f_d \cdot i\theta\}$$

est une transformée de Fourier discrète (TFD) sur les n composantes du signal  $v(k\theta) = \sum v_i$ . On peut donc proposer d'effectuer en série les opérations corrélation et filtrage doppler selon le schéma type ci après.



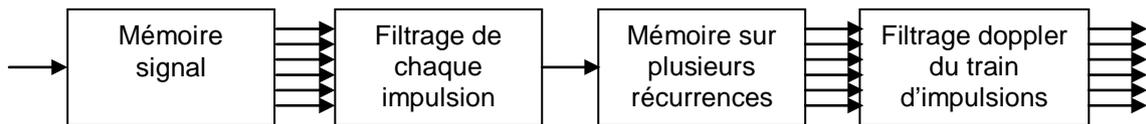
Le nombre de calculs reste cependant considérable, par exemple une FFT sur 2 048 échantillons demande (Cf. chapitre 8) 45 000 multiplications et 67 700 additions (pour réaliser, il est vrai, 2 048 voies doppler).

La parallélisation des calculs, dans des opérateurs spécifiques adaptés aux cas traités est une solution, la difficulté étant de savoir gérer le flux d'information.

### 7.5 CAS DES RADARS A IMPULSIONS

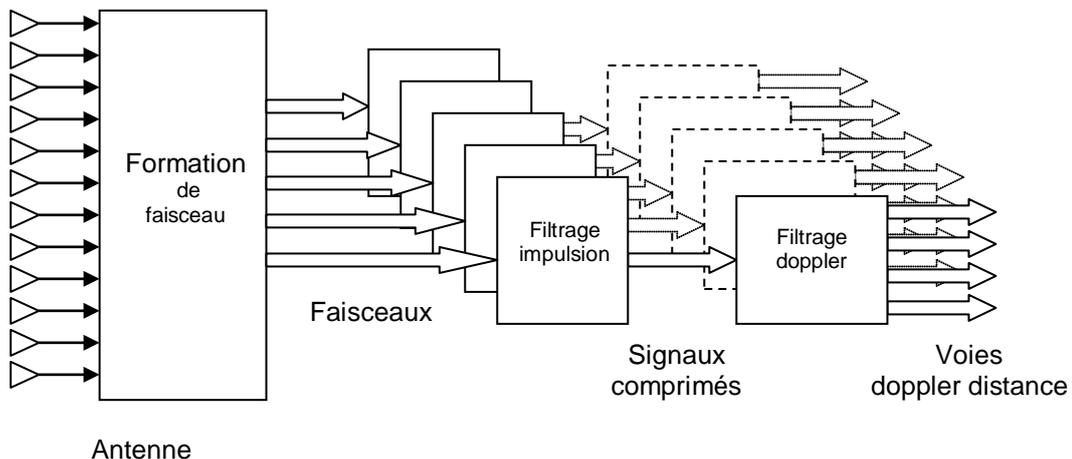
Ce cas est le plus couramment rencontré dans les réalisations actuelles. Il a comme originalité que le filtrage adapté concerne chaque impulsion reçue et se résume à une compression d'impulsion. Le filtrage doppler intervient ensuite sur le train des impulsions comprimées .

D'où le schéma synoptique suivant



### 7.6 CAS DES ANTENNES FFC

Les radars modernes font appel à la formation par le calcul pour former les faisceaux à la réception (Cf. chapitres 5-2 § 13.9 et 19-2 § 6). Ce traitement, qui peut être à une ou deux dimensions ce place généralement en tête de la chaîne (souvent au niveau de l'antenne elle même), ce qui conduit au synoptique général suivant :



Ce qui conduit rapidement à de très grandes complexités de calcul et de flux d'information.

## 7.7 EVOLUTIONS TECHNOLOGIQUES

La traitement numérique a trouvé sa place dans de nombreux cas, en raison des progrès de la technologie. C'est en effet un procédé très performant en raison :

- de sa grande dynamique limitée uniquement par le codage du signal ;
- de sa parfaite reproductibilité ;
- de sa grande souplesse, notamment pour des systèmes multifonctions.

Il apparait progressivement au fur et à mesure des progrès de la technologie. Les ordres de grandeur suivants peuvent être retenus.

### 1985

Traitement dit à une dimension : « 1D » : filtrage doppler sur un train d'impulsions.

Puissance de calcul : R (référence).

Technologie : cartes spécifiques plusieurs centaines de modèles de cartes.

### 1995

Traitement « 2D » : filtrage adapté à chaque signal émis + filtrage doppler sur un train d'impulsions.

Puissance de calcul :  $25 \times R$ .

Technologie : calculateur parallèle, plusieurs dizaines de modèles de carte.

### 2005

Traitement « 3D » : Formation de faisceau en site + filtrage adapté à chaque signal émis + filtrage doppler sur un train d'impulsions.

Puissance de calcul :  $25^2 \times R$ .

Technologie : calculateur parallèle, une dizaine de modèles de cartes multifonctions et architecture répartie de traitement du signal.

### 2015 / 2020

Traitement « 3D » : Formation de faisceau en site et gisement + filtrage adapté à chaque signal émis + filtrage doppler sur un train d'impulsions.

Puissance de calcul :  $25^3 \times R$ .

Technologie : calculateur parallèle évolué, quelques modèles de cartes multifonctions et architecture répartie de traitement du signal.

### Quelques règles de base

Pour aboutir à ces réalisations, quelques règles de base ont été mises en œuvre :

- s'appuyer sur les progrès des machines de traitement du signal ;
- remonter les traitements du signal le plus en amont possible dans la chaîne ;
- limiter le nombre d'informations échangées au strict minimum ;
- utiliser de nouveaux supports de transmission du signal, notamment la fibre optique.

## 8 PARTIE HISTORIQUE : AUTRES TECHNIQUES DE RECEPTION

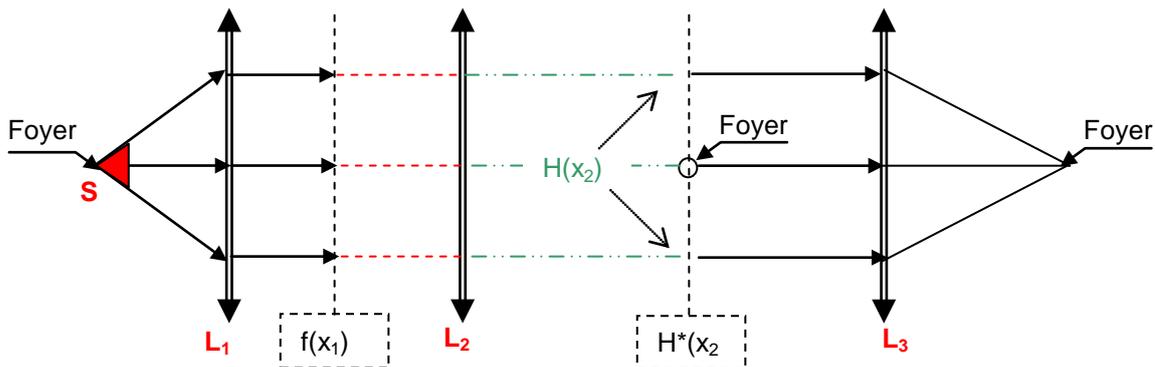
Il est clair que le développement des techniques numériques leur donne une nette prépondérance pour le traitement du signal. Cependant, d'autres techniques sont ou ont été utilisées pour réaliser des récepteurs adaptés, nous examinerons les plus connues.

### 8.1 Corrélation optique en lumière cohérente

Elle utilise les propriétés des lentilles cylindriques qui, éclairées par une onde plane de fonction de transparence  $f(x_1)$  reproduisent en leur foyer la transformée de Fourier de  $f(x_1)$  :

$$H(x_2) = \int f(x_1) \cdot \exp\left\{\frac{-j2\pi x_1 x_2}{\lambda F}\right\} dx_1$$

où  $\lambda$  est la longueur et  $F$  la focale de la lentille. Un schéma de principe du procédé est le suivant :



La lumière issue d'une source  $S$  monochromatique est transformée en onde plane à rayons parallèles par la lentille  $L_1$ , la fonction «signal»  $F(x_i)$  est alors introduite (transparence modulée en amplitude et en phase), sur le faisceau de rayons parallèles. Au foyer de la lentille  $L_2$  on trouve alors  $H(x_2)$  transformée de Fourier spatiale du signal.

Le filtre adapté consiste alors à mettre à cet endroit une transparence  $H^*(x_2)$ . La lentille  $L_3$  reprend la transformée de Fourier du produit  $H(x_2) \cdot H^*(x_2)$ , soit la fonction d'autocorrélation du signal, qui est concentrée en son foyer. Si  $f(x_1)$  évolue dans le temps (défilement), il suffit de placer une diode photo-réceptrice au foyer de la lentille  $L_3$  pour récupérer l'évolution au cours du temps, la fonction d'autocorrélation du signal.

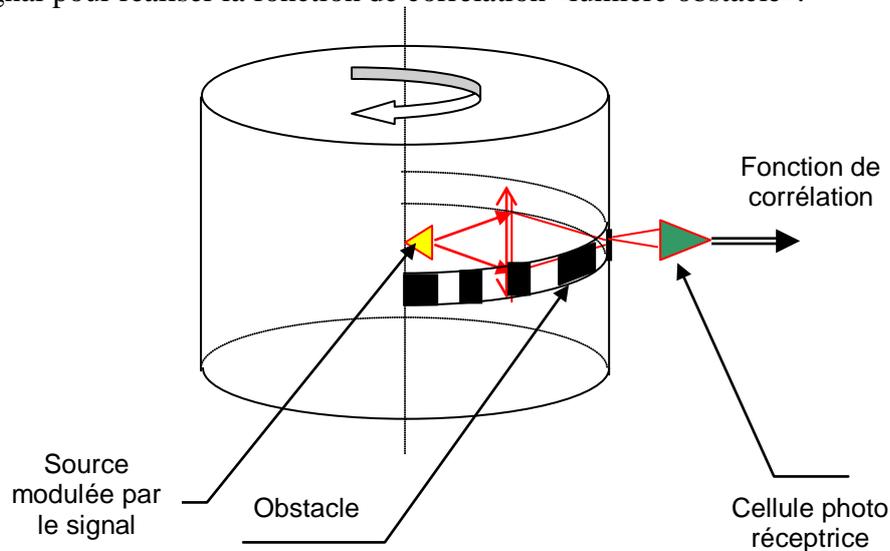
Ce schéma n'est pas unique et peut se trouver simplifié dans certains cas d'applications. Des voies de fréquence doppler différentes peuvent être traitées en superposant des références différentes selon un axe perpendiculaire au plan de propagation des rayons et autant de diodes de réception. La difficulté est de produire la transparence variable liée au signal, les supports utilisés sont les films (temps différé) les cuves à ultrason (transparence variable sous une excitation en temps réel) les matrices monocristallines (inscription du signal par une source lumineuse ou électronique séparée en temps semi réel).

Ces procédés ont fait l'objet de réalisations particulières, dans des cas spécifiques où la capacité du traitement numérique ne permettaient pas d'atteindre les vitesses de calcul exigées (traitement d'antennes actives ou d'antennes synthétiques...), la dynamique du traitement est de l'ordre de 40 dB.

### 8.2 Corrélation optique en lumière non cohérente

Une source lumineuse (*diode photo - émissive*) est modulée en intensité par le signal reçu  $S(t)$ . Cette lumière est focalisée sur une diode photo- réceptrice.

Sur le trajet de l'onde lumineuse, on intercale un obstacle mobile, tracé sur un piste tournante, dont la transparence varie au cours du temps de telle manière que, lorsque le signal lumineux est synchrone avec le mouvement de l'obstacle, à un maximum de brillance de la lumière correspond un maximum de transparence de l'obstacle et vice versa. La lumière reçue sur la diode réceptrice est alors transformée en signal électrique qui peut être intégré pendant la durée  $T$  du signal pour réaliser la fonction de corrélation «lumière obstacle».



Si le signal lumineux est décalé d'un temps  $\tau$  par rapport à la transparence de l'obstacle, on forme :

$$\rho(\tau) = \int_0^T S(t) \cdot S(t - \tau) \cdot dt$$

On peut récupérer le signal  $\rho(0)$  en plaçant une autre diode distante de la première d'une longueur  $\delta l = V \cdot \tau$ , si  $V$  est la vitesse de déplacement de l'obstacle.

Pour des signaux de fréquences doppler différentes, il suffit de graver sur l'obstacle une autre piste correspondant au nouveau signal à traiter. Il faudra ainsi :

- autant de piste que de fréquences doppler à traiter,
- autant de diodes de réception par piste que de distances à traiter.

Le nombre d'éléments reste aussi important que dans le radar à corrélation analogique, mais ce sont des éléments beaucoup moins chers.

On peut d'ailleurs remplacer les diodes réceptrices et les intégrateurs par un tube photo-cathodique, qui réalise simultanément la collecte et l'intégration de l'information. La lecture est alors faite en temps différé par balayage télévision du tube photo-cathodique.

D'autres technologies comme les matrices photo-réceptrices à CCD sont également envisageables pour collecter l'information. Des matériels ont été réalisés selon ce principe, la dynamique du traitement est de l'ordre de 40 dB.

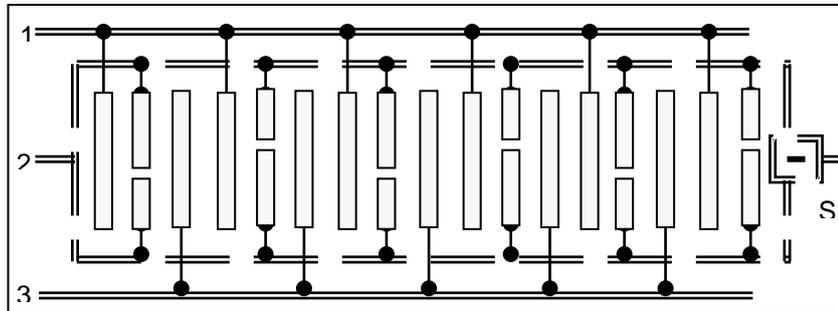
### 8.3 Filtres à DTC (ou CCD)

Les dispositifs à transfert de charge (DTC) ou CCD (Charges Coupled Devices), utilisent les propriétés de certaines jonctions capacitives de pouvoir stocker des charges, en particulier les structures MOS (métal oxyde semi-conducteur).

Le transfert des charges s'effectue en faisant varier la tension appliquée sur les électrodes métalliques.

Sous chaque électrode polarisée par la tension  $V$  est formé un puits de potentiel qui retient les charges injectées dans le semi-conducteur. Ces charges sont transférées sous l'électrode suivante lorsque celle-ci est portée à la tension  $V$  et la première ramenée ensuite au potentiel zéro. Des procédures plus ou moins complexes sont employées pour favoriser le transfert des charges sans résidu ni perte. On dispose ainsi d'une mémoire type «registre analogique» de l'information d'entrée.

La lecture des informations mémorisées dans la mémoire est possible en utilisant des électrodes de lecture intercalées avec les électrodes de commande, selon le schéma de principe suivant :

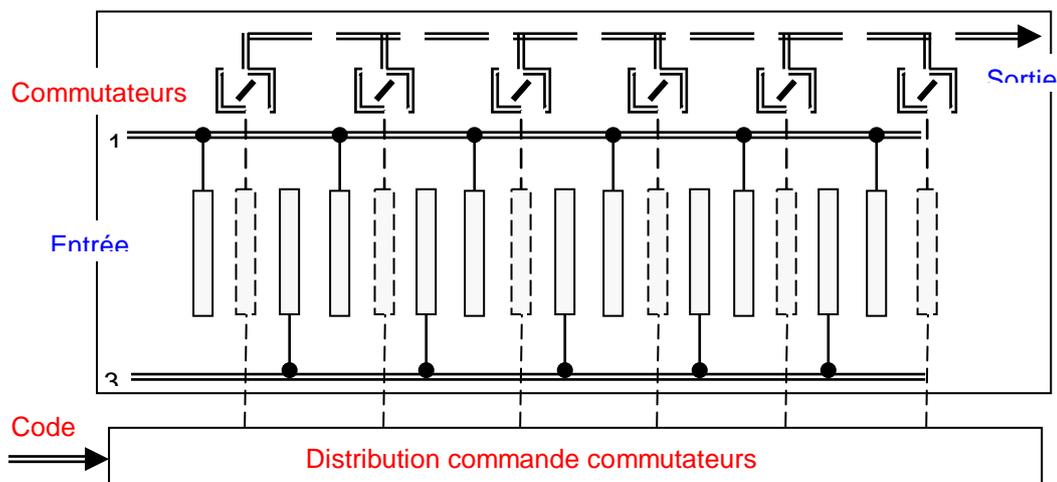


Les trois commandes nécessaires aux transferts sont assurées successivement sur les trois groupes d'électrodes. La lecture du signal est assurée sur les électrodes coupées à travers un circuit différentiel, le choix du point de coupure permettant de régler l'amplitude et le signe du couplage charge -électrode, donc de choisir la réponse du filtre.

On peut donc, fabriquer des filtres adaptés en amplitude-phase à toutes les formes d'ondes, utilisables en émission et en réception et ayant l'avantage d'être commandés par une horloge extérieure. Pour cette raison, il est souvent dit que les CCD travaillent en analogique échantillonné.

On a réalisé sur ce principe des filtres à 512 points à 4 échantillons par période de signal permettant un  $T\Delta F$  de 128 et un  $\Delta F$  de l'ordre du mégahertz.

Une autre réalisation de filtre CCD est le **filtre programmable**, basé sur l'association de cellules selon le principe ci-après :



Dans un registre à transfert de charge, les électrodes de lecture sont ou non reliées à la sortie par un jeu d'interrupteurs à effet de champ commandés par des bascules dynamiques.

Le code permettant la commande peut également être acheminé par un registre avant d'être mémorisé dans l'élément de commande.

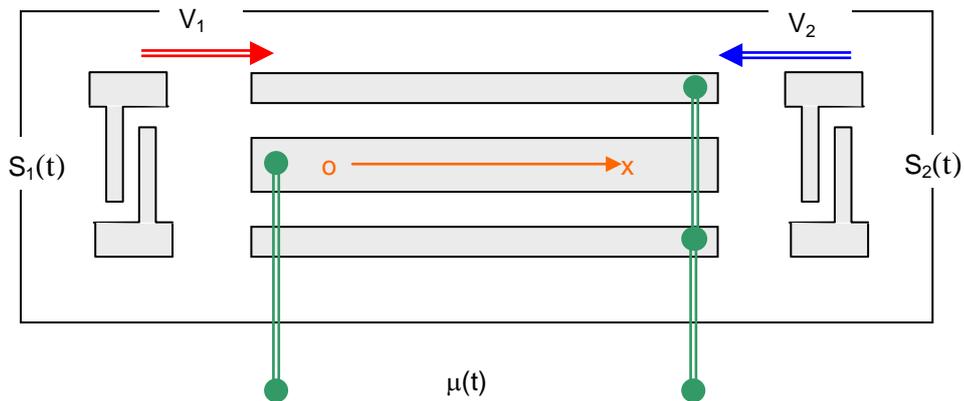
Les différents échantillons du signal sont ainsi multipliés par 0 ou 1 et sommés entre eux (corrélation par un code 0 - 1). En associant en parallèle plusieurs cellules de ce type avec des poids binaires (1 - 2 - 4 - 8 ...) on peut obtenir un ensemble effectuant le produit du signal à traiter par un code à « k bits » (réalisé 4 bits + signe) programmable à la demande.

Les CCD permettaient de réaliser des circuits de calculs performants, sous un volume réduit. Ils réalisaient des traitements ultrarapides sur des signaux de bandes pouvant atteindre 10 MHz pour des TΔF dépassant 100, dans une dynamique dépassant 40 dB à 50 dB. Les limitations du procédé, outre la rapidité, concernaient l'inefficacité de transfert (résidu de charge à chaque transfert) et le bruit de jonction lié au courant d'obscurité.

### 8.4 Convoluteurs a ondes acoustiques

Un convoluteur à ondes acoustiques de surface, utilise les interactions entre deux ondes acoustiques se propageant en sens inverse. Les deux signaux d'entrée sont de même porteur « f » et leurs expressions respectives sont  $S_1(t)$  et  $S_2(t)$ .

Par suite de phénomènes non linéaires dans le substrat, le signal de sortie est détecté à la fréquence 2f.



Si on prend comme référence l'instant où les deux signaux  $S_1(t)$  et  $S_2(t)$  atteignent le centre de la ligne, et que l'on désigne par  $\tau$ , le temps de trajet de l'onde  $S_1(t)$  entre le centre de la ligne et un point d'abscisse  $x$  ( $\tau = x/V_1$ ), le signal recueilli est la somme des produits des signaux aux différents points d'abscisse  $x$  sur la ligne soit :

$$\mu(t) = \int_{\Delta=T} S_1(t - \tau) \cdot S_2(t + \tau) \cdot d\tau$$

T étant la durée du signal. Soit en posant :  $\theta = t - \tau$  :

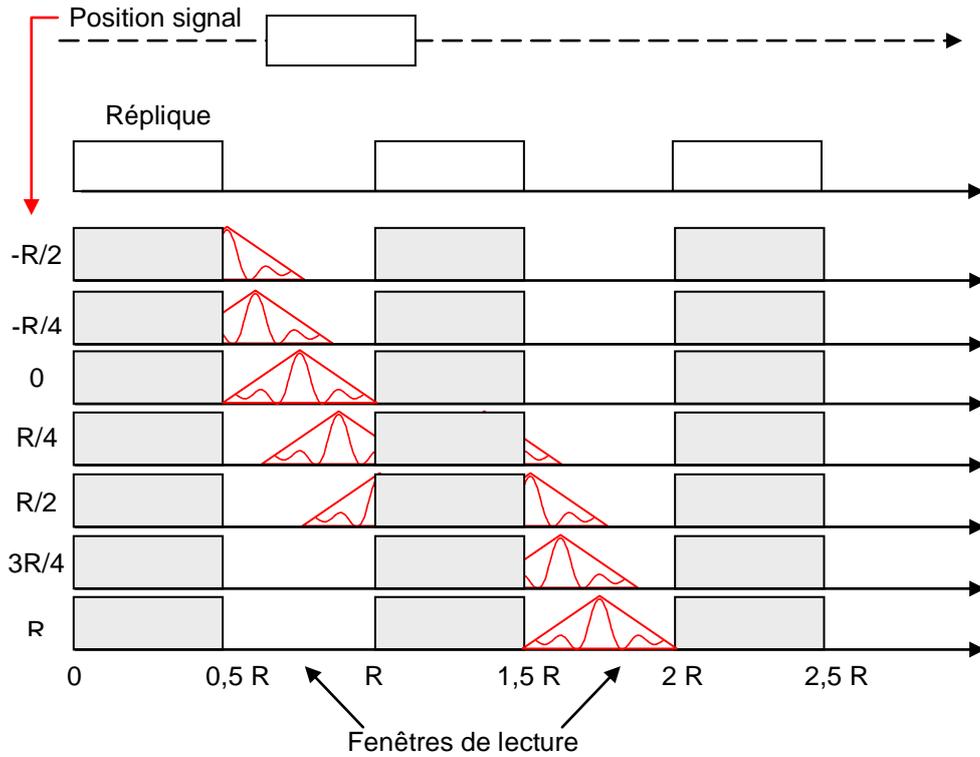
$$\mu(t) = \int_{\Delta=T} S_1(\theta) \cdot S_2(2t - \theta) \cdot d\theta$$

C'est le produit de convolution de  $S_1(t)$  et  $S_2(t)$  avec une compression de temps dans un rapport 2. Un tel convoluteur peut donc être utilisé pour toutes opérations de corrélation ou de filtrage sur des signaux divers, à condition d'avoir mémorisé leur réplique et de la relire à l'envers.

Si la durée du signal traité est exactement égal au temps de trajet dans la ligne  $R = L/V$ , la corrélation se fera en un seul point lorsque les deux ondes occuperont toute la longueur de la ligne, le mode de fonctionnement est alors dit synchrone.

Si la durée du signal à traiter est inférieure ou égale à la moitié du temps de trajet dans la ligne, on peut opérer de manière asynchrone en répétant périodiquement la réplique comme le montre le schéma ci après.

## ETUDE DES RECEPTEURS LINEAIRES



Le numéro de la fenêtre de lecture donne l'instant d'arrivée du signal à l'échelle  $R$  (première fenêtre de  $-R/2$  à  $R/2$ , deuxième de  $R/2$  à  $3R/2$ , etc...) la position fine du pic de corrélation dans la fenêtre donne «modulo  $R$ » la mesure précise de cet instant d'arrivée.

Associés à des mémoires numériques (ou CCD) et des modulateurs transposant les signaux et répliques à la fréquence d'emploi, ces convoluteurs étaient des opérateurs très rapides de corrélation et filtrage, dans des bandes pouvant atteindre 100 MHz et des retards de  $40 \mu\text{s}$  ( $\text{TAF} = 2000$ ) dans une dynamique de 70 dB.

Ils étaient limités par les signaux parasites engendrés dans la ligne : rayonnement parasite, auto-convolution des entrées..., dont le niveau relatif était très important (-30 à -40 dB).