

CHAPITRE 20 : LES RECEPTEURS SPECIAUX

1	INTRODUCTION.....	2
2	RECEPTEURS LOGARITHMIQUES	2
2.1	THEORIE.....	2
2.2	ASSOCIATION AMPLI LOGARITMIQUE ET DIFFERENTIEUR.....	4
2.3	REALISATIONS PRATIQUES.....	5
2.3.1	Amplificateurs logarithmiques vidéofréquence LVA (Log Vidéo Amplifier)	5
2.3.2	Schéma Type DLVA (Detection Log Video Amplifier).....	5
2.3.3	Schéma Type SDLA (Successive Detection Log Amplifier).....	5
2.3.4	Amplificateur logarithmique Moyenne fréquence	7
2.3.5	Amplificateurs Logarithmiques Numériques	8
3	RECEPTEURS A TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT	9
3.1	PRINCIPE DE BASE.....	9
3.2	THEORIE.....	11
3.2.1	Procédé de calcul	11
3.2.2	Bruit seul	11
3.2.3	Signal faible.....	12
3.2.4	Signal fort.....	13
3.2.5	Domaine de validité.....	14
3.2.6	Influence du TFAC sur la probabilité de détection	14
3.3	ASSOCIATION TFAC COMPRESSION D'IMPULSION.....	16
3.3.1	Effet de la compression des impulsions	16
3.3.2	Pouvoir séparateur	17
3.3.3	Effet sur le fouillis diffus.....	18
3.3.4	Association limiteur VCM – compression d'impulsion.....	20
4	CIRCUITS COMPLEMENTAIRES.....	21
4.1	CIRCUITS DIFFERENTIEURS.....	21
4.1.1	Circuits Dérivateurs (Fast Time Constant FTC)	21
4.1.2	Circuits à Polarisation Automatique	22
4.2	DISCRIMINATION DE DUREE D'IMPULSION OU DDI.....	23
4.2.1	Eliminateur de pulses courts	23
4.2.2	Éliminateur de pulses longs et courts.....	24
4.3	DETECTEURS DE CONTRASTE	26
4.3.1	principe.....	26
4.3.2	Problème particulier du clutter de sol	26
4.4	ELIMINATEURS DE PARASITES	27
4.5	CIRCUITS DE POST INTEGRATION	27
4.5.1	Filtre du premier ordre.....	27
4.5.2	Filtres du second ordre.....	28
4.6	GAIN VARIABLE DANS LE TEMPS.....	31
4.6.1	Principes	31
4.6.2	GVT programmé et GVT auto- adaptatif.....	33
5	TESTS NON PARAMETRIQUES	34
5.1	GENERALITES.....	34
5.2	TESTS NON PARAMETRIQUES EN DETECTION RADAR.....	35
5.2.1	Classification des tests non paramétriques radar.....	35
5.2.2	Dicke -fix amélioré.....	36
5.2.3	Quantificateur de vidéo.....	38
5.2.4	Détecteur de contraste non paramétrique	38
5.2.5	Filtre vidéo	39
5.2.6	Cas des témoins à mesures corrélées	39

INTRODUCTION

Dans ce chapitre seront décrites certaines chaînes (*ou circuits*) utilisées en radar en raison de leurs propriétés particulières. Le but recherché est en général d'améliorer la qualité de l'information en présence d'éléments perturbateurs tels que :

- échos de sol ;
- fouillis, ou clutter, de mer ou atmosphérique ;
- brouillage ...

Le gain apporté par ces circuits réside dans le fait qu'ils délivrent une information mieux exploitable par les opérateurs ou les systèmes de traitement des données. C'est la «*qualité picturale*» du signal qui est améliorée. Par contre, d'un point de vue strictement théorique, leur introduction provoque une dégradation du rapport signal sur bruit, d'où une perte dans la réception du signal, distincte du rendement de réception citée au chapitre 11.

Les progrès du traitement numérique du signal sont tels que ces circuits peuvent pratiquement tous être réalisés par le calcul. Néanmoins nous en conservons ici la description analogique, pour mieux cerner leur principes et leurs performances.

1 RECEPTEURS LOGARITHMIQUES

1.1 THEORIE

Les récepteurs logarithmiques sont très utilisés en présence de fouillis, ou clutter, de sol, mer et pluie, en raison de leur très grande dynamique. En effet, celle-ci est nécessaire à la conservation de l'information d'amplitude dans la chaîne de réception, qui favorise la recherche des cibles utiles superposées au fouillis.

En outre, le récepteur logarithmique possède une propriété particulière, liée à la nature de sa loi d'amplification.

En effet, si V_e est la tension d'entrée du signal dans un amplificateur logarithmique, sa tension de sortie s'écrit :

$$V_s = a \cdot \text{Log} (b \cdot V_e)$$

Par ailleurs, nous avons vu au chapitre 14 que l'amplitude du fouillis de mer ou atmosphérique et d'une partie du clutter de sol est une variable aléatoire suivant la loi de Rayleigh pour $V_e > 0$.

$$g(V_e) = \frac{2V_e}{P_0} \exp\left\{-\frac{V_e^2}{P_0}\right\}$$

où P_0 est la «*puissance moyenne*» du clutter dans une cellule radar donnée, et sa puissance une loi de Laplace.

$$f(P) = \frac{1}{P_0} \exp\left\{-\frac{P}{P_0}\right\}$$

On notera que $P = V_e^2$ est ici le double de la puissance mesurable en moyenne fréquence. Il en est de même pour la puissance moyenne P_0 .

Ramenons-nous à une variable réduite, en posant :

$$u = \frac{P}{P_0} = \frac{V_e^2}{P_0}$$

qui aura pour densité de probabilité : $h(u) = e^{-u}$

La tension de sortie de l'amplificateur logarithmique s'écrit, en fonction de la variable « u » :

$$V_s = a \cdot \text{Log}(b \cdot V_e) = \frac{a}{2} \cdot \text{Log}(b^2 \cdot V_e^2) = \frac{a}{2} \cdot \text{Log}(b^2 \cdot P_0 \cdot u)$$

$$V_s = \frac{a}{2} \left(\text{Log}(b^2 \cdot P_0) + \text{Log}(u) \right)$$

C'est une variable aléatoire, fonction de la variable aléatoire u, notée $V_s(u)$. On peut calculer :

Sa valeur moyenne :

$$E[V_s(u)] = \int_0^{\infty} V_s(u) \cdot h(u) \cdot du = \int_0^{\infty} V_s(u) \cdot e^{-u} du = \int_0^{\infty} \frac{a}{2} \left(\text{Log}(b^2 \cdot P_0) + \text{Log}(u) \right) \cdot e^{-u} du$$

et en posant :

$$\int_0^{\infty} \text{Log}(u) \cdot e^{-u} du = C_1 = \text{Cte}$$

$$E[V_s(u)] = \frac{a}{2} \left[\text{Log}(b^2 \cdot P_0) + C_1 \right]$$

Sa moyenne quadratique :

$$E[V_s^2(u)] = \int_0^{\infty} \frac{a^2}{4} \left[\text{Log}(b^2 \cdot P_0) + \text{Log}(u) \right]^2 e^{-u} du$$

$$E[V_s^2(u)] = \frac{a^2}{4} \left\{ \left[\text{Log}(b^2 \cdot P_0) \right]^2 + 2 \cdot \text{Log}(b^2 \cdot P_0) \cdot \int_0^{\infty} \text{Log}(u) \cdot e^{-u} du + \int_0^{\infty} [\text{Log}(u)]^2 e^{-u} du \right\}$$

et en posant :

$$\int_0^{\infty} [\text{Log}(u)]^2 e^{-u} du = C_2 = \text{Cte}$$

$$E[V_s^2(u)] = \frac{a^2}{4} \left\{ \left[\text{Log}(b^2 \cdot P_0) \right]^2 + 2 \cdot \text{Log}(b^2 \cdot P_0) \cdot C_1 + C_2 \right\}$$

Sa variance :

$$\sigma^2 = E[V_s^2] - \left[E[V_s] \right]^2 = \frac{a^2}{4} \cdot \left\{ C_2 - C_1^2 \right\}$$

La variance du signal issu du récepteur logarithmique est donc constante.

Elle est en particulier indépendante de la puissance du fouillis qui lui a donné naissance. Cette puissance est calculable à partir des intégrales C_1 et C_2 tous calculs faits, on trouve :

$$\sigma^2 = \frac{a^2 \cdot \pi^2}{24}$$

Cette propriété est conservée sur le bruit thermique dont l'amplitude suit, comme celle du clutter, une loi de Rayleigh.

1.2 ASSOCIATION AMPLI LOGARITMIQUE ET DIFFERENTIEUR

Le problème est donc de supprimer la valeur moyenne $E(V_s)$, de manière à recueillir en sortie de l'amplificateur logarithmique un signal parasite de puissance constante donc moins gênant pour l'opérateur.

L'inconvénient réside dans le fait que $E(V_s)$, moyenne statistique du signal de sortie de l'amplificateur, n'est pas aisément accessible.

Elle ne peut être atteinte que par le lissage d'un grand nombre d'échantillons dans chaque cellule de confusion du radar, ce qui exige la mise en mémoire et le traitement d'un très grand nombre de signaux. Certains circuits spéciaux effectuent néanmoins ce type de traitement; ils seront décrits au paragraphe 4.4.

Dans les cas simples, on se contente d'éliminer la composante continue du clutter le long de la récurrence en utilisant des circuits différentiateurs, ce qui revient à calculer sa valeur moyenne sur un nombre (*généralement faible*) de cellules voisines.

La correspondance entre ces deux moyennes est loin d'être évidente, et le résultat théorique ne peut être approché que si la distribution dans l'espace du clutter est proche de sa distribution temporelle, ce qui n'est vrai que sur du clutter diffus.

Il en résulte que ce procédé est :

- très efficace sur du fouillis de pluie et de mer peu agitée,
- moins efficace sur les nuages d'orage et la mer agitée,
- d'une efficacité limitée sur le fouillis de sol, celui-ci ne fluctuant pas exactement suivant la loi de Rayleigh et n'étant pas diffus, en particulier, les sautes d'amplitudes dues aux «*échos ponctuels*» ne sont pas filtrées par le différentiateur.

Cette dernière propriété est d'ailleurs très heureuse, car les cibles utiles, qui fluctuent comme le clutter suivant une loi de Rayleigh seraient ramenées par le dispositif au niveau du clutter, ce qui n'est pas du tout le but recherché !

En ce qui concerne le bruit, les résultats sont meilleurs car des échantillons de bruit pris sur des cellules successives du radar, sont, en fait des échantillons du même bruit pris à des instants différents. Il suffit que ces échantillons soient indépendants, ce qui est vrai :

- pour le bruit propre du radar,
- pour les bruits d'origine extérieure dont le spectre est plus large que la bande passante du récepteur.

Il faut en outre que le nombre d'échantillons traités soit suffisant.

Deux propriétés caractéristiques sont finalement à retenir dans l'emploi des amplificateurs logarithmiques suivis de circuits différentiateurs :

- grande dynamique qui permet d'espérer de ne pas perdre l'information d'amplitude lorsque la cible utile est superposée au fouillis,
- normalisation, dans une certaine mesure, de la puissance du fouillis diffus ou du bruit, ce qui permet d'éviter une saturation du système d'exploitation (*scope en particulier*), par association avec des circuits différentiateurs.

1.3 REALISATIONS PRATIQUES

Un amplificateur logarithmique ne peut être réalisé physiquement car ce type de récepteur devrait fournir une tension négative infinie pour un signal nul à l'entrée.

Les amplificateurs réalisés satisfont en pratique à la loi

$$V_s = a \cdot \text{Log} (1 + b \cdot V_e),$$

ils sont donc linéaires pour les faibles signaux, logarithmiques ensuite.

La théorie précédente restera convenable si la dynamique d'entrée de l'amplificateur est importante (70 à 80 dB) et la caractéristique logarithmique conservée pour les signaux faibles (20 dB environ sous le niveau moyen du bruit).

La caractéristique logarithmique peut être obtenue à l'aide de différents procédés, dont les principaux sont décrits ci-après :

1.3.1 Amplificateurs logarithmiques vidéofréquence LVA (Log Vidéo Amplifier)

Des modules vidéofréquence à caractéristique logarithmique sont directement réalisables par des circuits à contre réaction dont la caractéristique est liée à celle des éléments actifs utilisés (diodes, transistors). La dynamique obtenue, peut atteindre 60 dB avec une erreur inférieure à $\pm 0,5$ dB.

La difficulté de réalisation de ces amplificateurs est de nature technologique : maîtrise des caractéristiques, seuils, courants résiduels... dans une gamme de température donnée.

1.3.2 Schéma Type DLVA (Detection Log Video Amplifier)

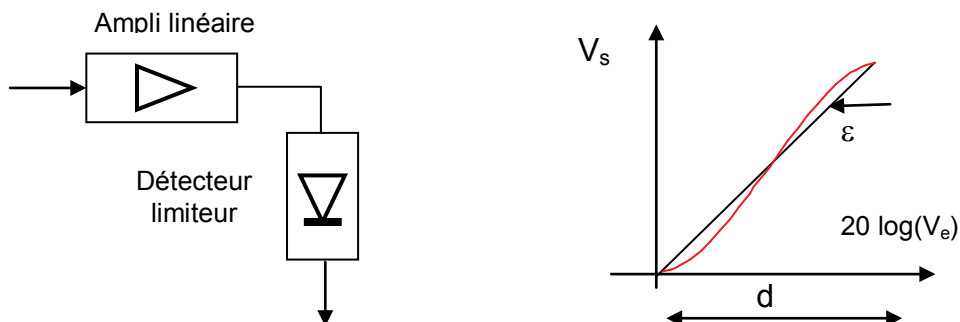
En associant un module LVA à une amplification haute fréquence et une détection, on obtient un schéma type DLVA.



On peut ainsi obtenir des amplificateurs logarithmiques dans une large gamme de fréquence d'entrée (1 à 3 octaves) une dynamique de l'ordre de 60 dB et une erreur de l'ordre de ± 1 dB. La conception de ces amplificateurs reste néanmoins très délicate.

1.3.3 Schéma Type SDLA (Successive Detection Log Amplifier)

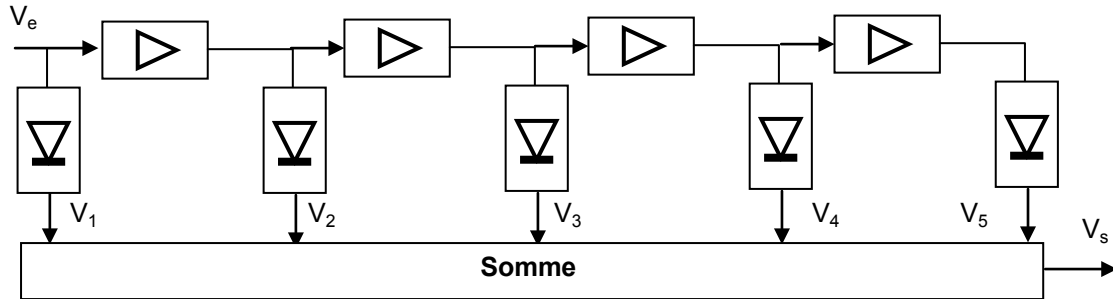
C'est le schéma le plus utilisé. Il associe en série plusieurs modules de base, formés par l'association d'un amplificateur linéaire et d'une diode de détection utilisée jusqu'à saturation, dont la caractéristique globale d'amplification présente l'allure ci-après :



L'erreur ε est typiquement de l'ordre de ± 1 dB pour une dynamique d de l'ordre de 12 dB et suit une loi sensiblement quadratique :

$$\varepsilon_{(dB)} = 0,007d^2_{(dB)}$$

Ces modules sont associés en série et les tensions détectées sommées comme sur le schéma ci-après, si nécessaire après compensation du retard apporté par chaque amplificateur.



Le gain apporté par chaque amplificateur est égal à la dynamique de chaque cellule, la construction de la courbe globale se fait alors par addition des signaux.

$$V_s = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + \dots$$

C'est une loi proche d'une loi logarithmique dans une dynamique égale à la dynamique d'un étage multiplié par le nombre de cellules. Cette loi logarithmique est suivie avec un certain taux d'ondulation, l'erreur finale étant environ égale en terme d'erreur : ε par étage. On peut donc réduire cette ondulation en multipliant, à dynamique donnée, le nombre des étages.

Soit, en reprenant la relation précédente :

$$\varepsilon_{(dB)} = 0,007d^2_{(dB)}$$

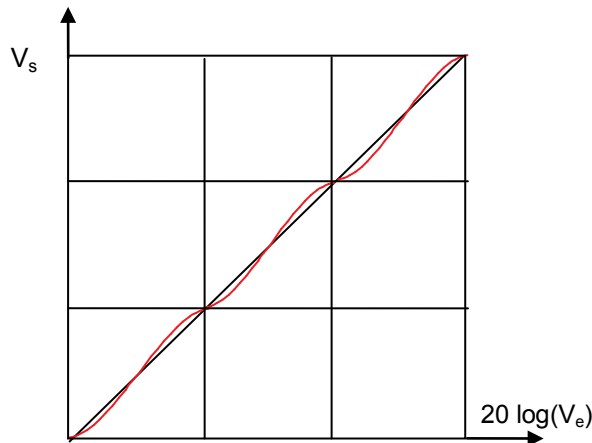
et en écrivant la dynamique globale :

$$D_{(dB)} = n d_{(dB)}$$

Chaque étage venant s'additionner au précédent, on aboutit à la relation générale :

$$\varepsilon_{(dB)} = 0,007 \frac{D^2_{(dB)}}{n^2}$$

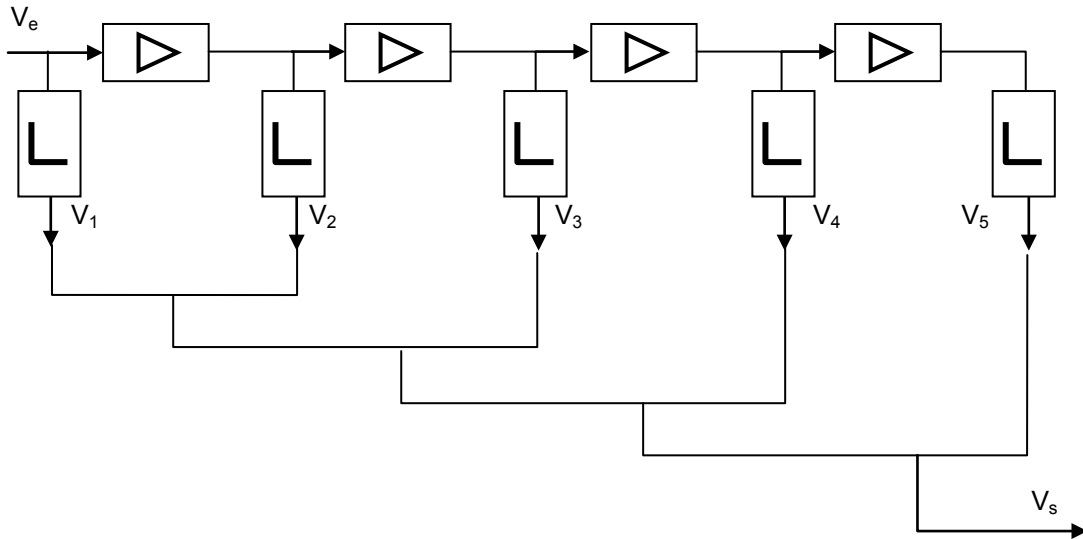
où « n » est le nombre d'étages utilisés. La courbe globale d'amplification a l'allure suivante :



La dynamique globale peut atteindre 80 dB pour des taux d'ondulation de $\pm 0,5$ dB.

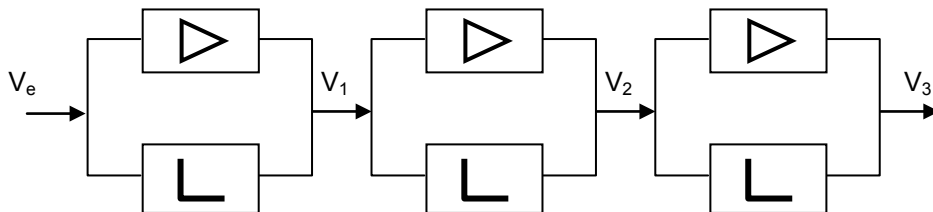
1.3.4 Amplificateur logarithmique Moyenne fréquence

Dans ce cas, la cellule de base combine deux amplificateurs radiofréquence, un amplificateur linéaire et un amplificateur limité dont, dans une certaine dynamique la loi peut être considérée comme logarithmique.



Le principe reste le même que celui du SDLA, la sommation se faisant pas à pas, après ajustement des retards (phases) relatifs entre les voies linéaire et limitée, comme sur le schéma ci-avant. Les performances attendues sont du même ordre de grandeur que celles des SDLA avec cependant la difficulté de l'ajustement des phases.

Une variante de combinaison dite «*True Log Amplifier*» est basée sur l'association en série des cellules présentées ci-après :



Pour simplifier le raisonnement, nous choisirons des amplificateurs linéaires de gain unitaire et des amplificateurs limités de gain G et de niveau de limitation unité. V_M est le niveau de saturation de l'amplificateur linéaire.

On constate finalement que :

$$0 \leq V_e < 1/G \rightarrow V_{11} = (1+G) V_e$$

$$1/G \leq V_e < V_M \rightarrow V_{12} = 1 + V_e$$

$$0 \leq V_e < 1/G (1+G) \rightarrow V_{21} = (1+G)^2 V_e$$

$$1/G (1+G) \leq V_e < 1/G \rightarrow V_{22} = 1 + (1+G) V_e$$

$$1/G \leq V_e < V_M \rightarrow V_{23} = 2 + V_e$$

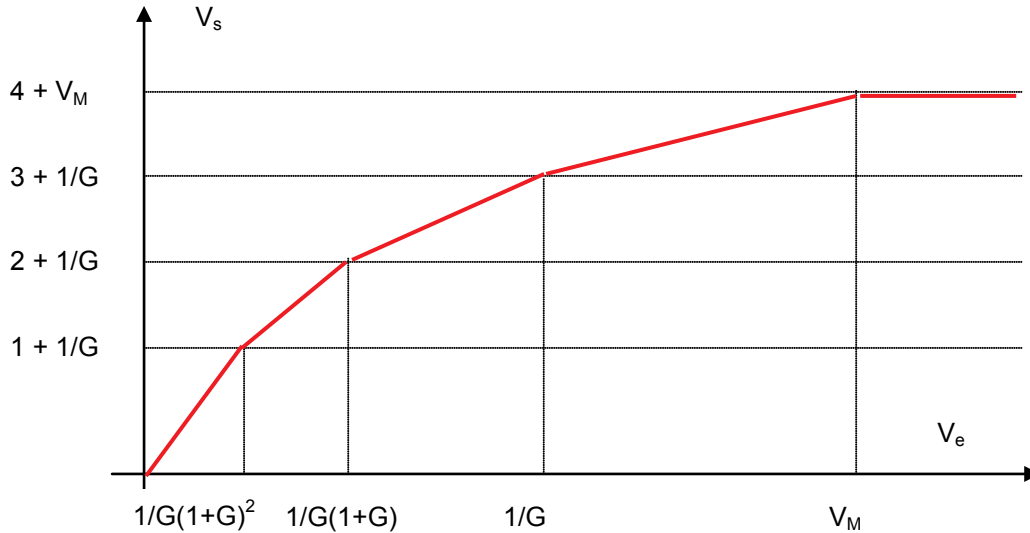
$$0 \leq V_e < 1/G(1+G)^2 \rightarrow V_{31} = (1+G)^3 V_e$$

$$1/G(1+G)^2 \leq V_e < 1/G(1+G) \rightarrow V_{32} = 1 + (1+G)^2 V_e$$

$$1/G(1+G) \leq V_e < 1/G \rightarrow V_{33} = 2 + (1+G) V_e$$

$$1/G \leq V_e < V_M \rightarrow V_{34} = 3 + V_e$$

D'où la caractéristique générale de l'amplificateur présentée ci-après :



On remarque qu'à chaque fin de segment, le produit « pente*abscisse » est constant et égal à :

$$p \cdot V_e = (1+G)/G$$

ce qui est caractéristique d'une loi logarithmique car si $y = \text{Log}(ax)$, on peut écrire :

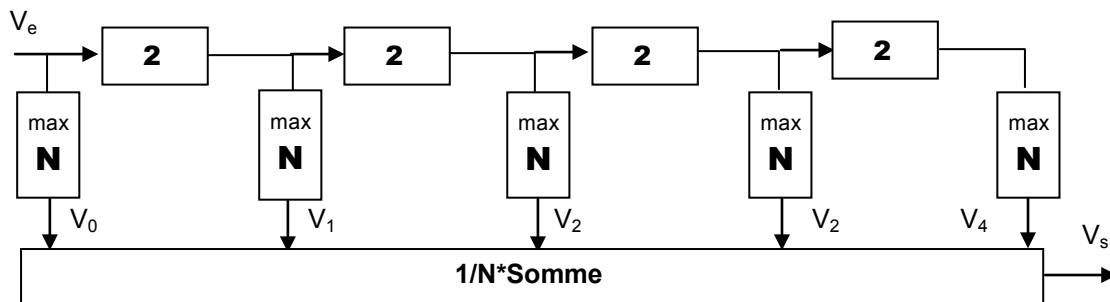
$$\frac{dy}{dx} p = \frac{d(\text{Log}(ax))}{dx} = \frac{a}{x} \Rightarrow p \cdot x = a$$

On a donc ainsi construit une courbe asymptotique à une loi de la forme :

$$V_s = \text{Log}(aV_e) + b$$

1.3.5 Amplificateurs Logarithmiques Numériques

Différents algorithmes existent pour former une loi d'amplification logarithmique sur un signal codé, comme par exemple celle suggérée par le schéma suivant inspiré d'un SDLA pour lequel on aurait choisi un gain d'étage de deux.



Pour un nombre quantifié à un n bits, la valeur maximale de V_e est $N = 2^n - 1$. Le calcul des amplitudes dans les voies « 1 » à « n-1 » s'obtient par simples décalages successifs du nombre en mémoire et la valeur finale par l'addition des valeurs obtenues si elles sont inférieures à N et des valeurs obtenues normées à N si ces valeurs sont supérieures à N.

Par exemple pour $n = 6$ ($N = 63$) on trouve les valeurs suivantes :

$$2^5 \leq V_e < 2^6 \rightarrow V_s = 5 + V_e/63$$

$$2^4 \leq V_e < 2^5 \rightarrow V_s = 4 + 3V_e/63$$

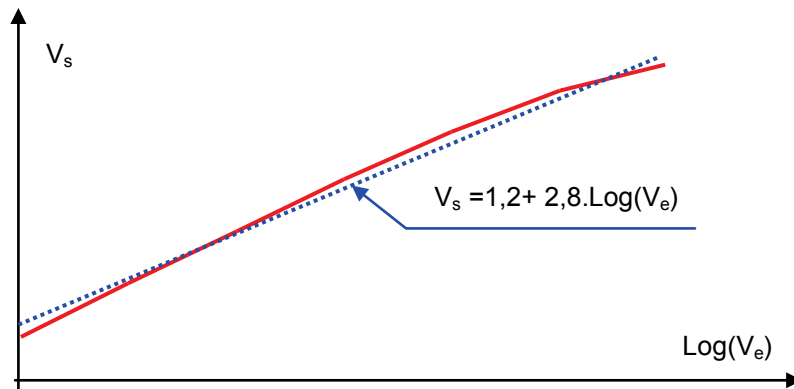
$$2^3 \leq V_e < 2^4 \rightarrow V_s = 3 + 7V_e/63$$

$$2^2 \leq V_e < 2^3 \rightarrow V_s = 2 + 15V_e/63$$

$$2^1 \leq V_e < 2^2 \rightarrow V_s = 1 + 31V_e/63$$

$$0 \leq V_e < 2 \rightarrow V_s = V_e$$

le terme général étant : $2^q \leq V_e < 2^{q+1} \rightarrow V_s = q + V_e \cdot (2^{n-q} - 1) / N$



La courbe obtenue est une suite de segments définissant à 1 dB près une loi logarithmique. La figure précédente présente le résultat d'un tel calcul pour $n = 6$ ($N = 63$), la loi obtenue est proche d'une loi de la forme $V_s = 1,2 + 2,8 \text{ Log}(V_e)$.

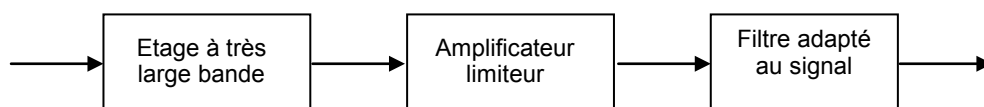
L'avantage de ce procédé est une parfaite reproductibilité, utile notamment en technique monopulse (Cf. chapitre 12).

2 RECEPTEURS A TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT

2.1 PRINCIPE DE BASE

Nous avons vu au paragraphe précédent que la chaîne logarithmique suivie d'un traitement du fouillis pouvait apporter une certaine régulation du bruit du radar. Cette régulation est néanmoins limitée et peut s'avérer insuffisante en présence de brouillage, surtout dans le cas d'un traitement automatique de l'information.

Dans ce cas, on est amené à utiliser des récepteurs à taux de fausse alarme constant (récepteur TFAC, prononcer «téfac», ou CFAR (Constant False Alarm Receiver), prononcer «cifar») dont la cellule de base à la configuration ci-après :



Après amplification dans un amplificateur à large bande, le signal reçu est limité à un niveau inférieur à celui du bruit (limitation dite dans le bruit) puis filtré par un filtre adapté identique à celui utilisé dans les chaînes linéaires.

De cette manière, le bruit en sortie de la chaîne est de puissance constante, indépendante de la puissance du bruit à son entrée.

Le bruit avant limitation peut s'écrire :

$$n(t) = \alpha \cos(\omega.t) + \beta \sin(\omega.t) = \rho \sin(\omega.t + \varphi)$$

Où α et β sont des variables aléatoires gaussiennes d'écart type $\sigma = \sqrt{B}$, (B puissance moyenne du bruit).

L'amplificateur limiteur écrête le bruit à une amplitude très faible par rapport à son module moyen, de telle manière que l'on peut considérer qu'après limitation, tous les échantillons de bruit ont la même amplitude, que nous prendrons égale à : $\rho = 1$.

La puissance de bruit en sortie du limiteur est donc égale à $1/2$ et sa bande à ΔF . Si δf est la bande du filtre de sortie, la puissance de bruit est réduite par le filtrage dans le rapport : $M = \Delta F / \delta f$ et sera en sortie, pour du bruit seul :

$$B_s = \frac{1}{2M}$$

Dans le cas des signaux forts, c'est le signal accompagné le bruit qui impose le niveau de limitation ; son amplitude en sortie du limiteur est au maximum égale à 1 car le limiteur agit sur le mélange signal plus bruit.

Sa puissance S en sortie du limiteur est au maximum égale à $1/2$, soit : $S \leq 1/2$ et le rapport signal sur bruit tend vers la valeur « M ».

$$\left(\frac{S}{B} \right)_s \leq M$$

Dans le cas des signaux faibles, c'est le bruit qui impose le niveau de limitation. Si « B_e » est la puissance du bruit d'entrée ($B_e = b \Delta F$), son amplitude moyenne avant limitation est $\sqrt{2B_e}$, elle devient égale à 1 après limitation.

L'amplitude du signal avant limitation est A ; après limitation elle devient en première approximation :

$$A_L = A / \sqrt{2B_e}$$

La puissance du signal est alors :

$$S_s = \frac{A_L^2}{2} = \frac{A^2}{4 \cdot B_e}$$

Si on choisit comme référence la puissance de bruit en sortie d'un filtre adapté en régime linéaire, en absence de limiteur : « B », on peut écrire :

$$B_e = B \cdot \frac{\Delta F}{\delta f} = M \cdot B$$

$$S_s = \frac{A^2}{4 \cdot M \cdot B}$$

$$B_s = \frac{1}{2 \cdot M}$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_s \approx \frac{A^2}{2 \cdot B} = \frac{S}{B}$$

avec S/B rapport signal sur bruit en absence de limiteur.

La chaîne TFAC se caractérise donc par les propriétés suivantes :

- régulation de la puissance du bruit en sortie,
- action réduite sur le rapport signal sur bruit pour les signaux faibles,
- limitation du rapport signal sur bruit dans le cas des signaux forts.

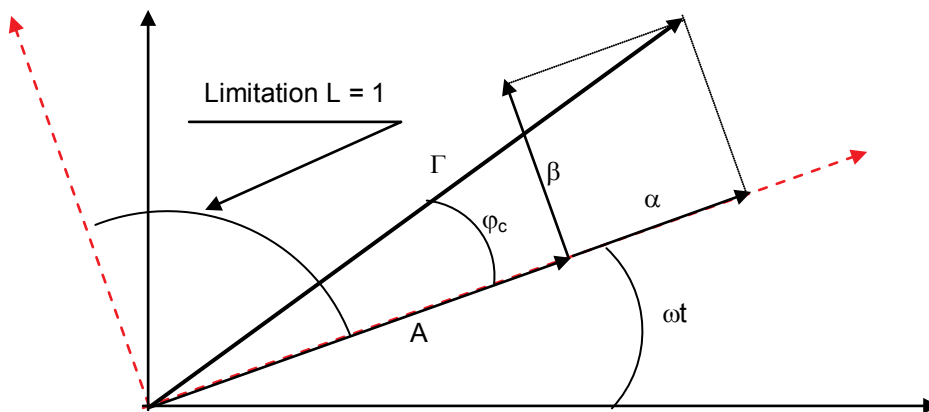
Ces propriétés vont être précisées, et leur influence sur la détection des signaux estimée dans la théorie simplifiée qui va suivre.

2.2 THEORIE

2.2.1 Procédé de calcul

Soit « A » l'amplitude de signal à la sortie de l'amplificateur large bande, « α » et « β » les composantes du bruit qui l'accompagne (α et β gaussiens de variance $\sigma^2 = B_e$).

Le signal composite peut être représenté dans le plan de Fresnel comme sur le schéma ci après (cf. chapitre 10 paragraphe 11.2).



Avant limitation, le signal composite est caractérisé par son amplitude Γ et sa phase φ_c .

Il a pour expression :

$$S(t) = \Gamma \cos (\omega t + \varphi_c)$$

Après limitation, son amplitude est normée à 1. Son expression devient :

$$S_L(t) = \cos (\omega t + \varphi_c)$$

et il est entièrement caractérisé par le vecteur complexe :

$$Z = x + jy = \cos \varphi_c + .j.\sin \varphi_c$$

Nous allons étudier ce vecteur complexe dans différents cas.

2.2.2 Bruit seul

Dans ce cas, $A = 0$, et on pose : $\varphi_c = \varphi$

$$Z_b = \cos \varphi + j.\sin \varphi$$

Comme α et β , $\cos \varphi$ et $\sin \varphi$ sont des variables aléatoires indépendantes, de valeur moyenne nulle.

φ est équiréparti entre 0 et 2π , $\sin \varphi$ et $\cos \varphi$ ont donc pour variance 1/2. Le filtre adapté prend la moyenne de $M = \Delta F / \delta f$, échantillons indépendants, après son action, on trouve donc deux

variables aléatoires, indépendantes, gaussiennes (en raison de la loi des grands nombres), et l'on peut écrire :

$$Z_s = \alpha_s + j \beta_s$$

où α_s et β_s ont pour variance $1/2M = \sigma_s^2$.

Le bruit après limitation et filtrage, suit la même loi que le bruit d'entrée, mais sa puissance est réduite à :

$$B_s = \sigma_s^2 = \frac{1}{2M}$$

Ceci confirme le résultat trouvé en 3.1 :

2.2.3 Signal faible

Si « A » est petit devant α ou β : $\varphi_c \sim \varphi$ on écrira : $Z_c = \text{Cos } \varphi_c + j \text{Sin } \varphi_c$, avec :

$$\text{cos } \varphi_c = \frac{A + \alpha}{\sqrt{(A + \alpha)^2 + \beta^2}} \approx \frac{A + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2 + 2A\alpha}}$$

et comme $\alpha^2 + \beta^2 = \rho^2$ et $\alpha/\rho = \text{Cos } \varphi$,

$$\text{cos } \varphi_c \approx \frac{A + \alpha}{\rho \sqrt{1 + 2A\alpha/\rho^2}} = \left(\text{cos } \varphi + \frac{A}{\rho} \right) \cdot \left(1 - \frac{A}{\rho} \text{cos } \varphi \right) \approx \text{cos } \varphi + \frac{A}{\rho} (1 - \text{cos}^2 \varphi)$$

$$\text{cos } \varphi_c \approx \text{cos } \varphi + \frac{A}{\rho} \sin^2 \varphi$$

de même :

$$\text{sin } \varphi_c \approx \text{sin } \varphi - \frac{A}{\rho} \sin \varphi \cdot \text{cos } \varphi$$

Z_c se décompose donc en un "vecteur bruit" :

$$Z_b = \text{Cos } \varphi + j \text{Sin } \varphi$$

Auquel correspond, après filtrage, un bruit de puissance :

$$B_s = \frac{1}{2M}$$

et un vecteur «Signal porté» :

$$Z_A = \frac{A}{\rho} \left(\text{sin}^2 \varphi - j \cdot \text{sin } \varphi \cdot \text{cos } \varphi \right)$$

Le passage dans le filtre de bande correspond à l'intégration cohérente de M échantillons dans lesquels le bruit est décorréolé (valeurs indépendantes de φ et ρ) et le signal d'amplitude constante « A », d'où une valeur moyenne du vecteur Z_A après filtrage :

$$\overline{Z_A} = \frac{A}{\rho} \overline{\left(\text{sin}^2 \varphi - j \cdot \text{sin } \varphi \cdot \text{cos } \varphi \right)} = \frac{A}{2} \left(\frac{1}{\rho} \right)$$

La loi de probabilité de ρ est connue (cf. chapitre 10, paragraphe 11.1)

$$g(\rho) = \frac{\rho}{B_e} \cdot \exp \left\{ -\frac{\rho^2}{2 \cdot B_e} \right\}$$

donc :

$$\overline{\frac{1}{\rho}} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\rho} \cdot \phi(\rho) \cdot d\rho = \int_0^{\infty} \frac{1}{B_e} \cdot \exp\left\{-\frac{\rho^2}{2 \cdot B_e}\right\} \cdot d\rho = \sqrt{\frac{\pi}{2 \cdot B_e}}$$

$$\overline{Z_A} = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2 \cdot B_e}}$$

Amplitude du signal à la sortie du filtre adapté, d'où le rapport signal sur bruit :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{(\overline{Z_A})^2}{2 \cdot B_s} = \frac{A^2 \pi}{8 \cdot B_e} \cdot M = \frac{\pi}{4} \frac{A^2 M}{2 \cdot B_e}$$

et en se rapportant au filtre linéaire de bande δf : $B_e = b\Delta F = M \cdot b\delta f = M \cdot B$; $S/B = A^2/2 \cdot B$

$$\boxed{\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{S}{B}}$$

où S/B est le rapport signal sur bruit en absence de limiteur, la perte est de l'ordre de 1 dB.

2.2.4 Signal fort

Si A est grand devant α ou β , $\varphi_c \sim 0$

$$\cos \varphi_c = \frac{A + \alpha}{\sqrt{(A + \alpha)^2 + \beta^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + (\beta/A)^2}} \approx 1 - \frac{\beta^2}{2 \cdot A^2}$$

$$\sin \varphi_c = \frac{\beta}{\sqrt{(A + \alpha)^2 + \beta^2}} \approx \frac{\beta}{A}$$

La composante du bruit en phase avec le signal est pratiquement masquée. L'amplitude de sa composante en quadrature est affaiblie dans le rapport « A » par rapport à celle du bruit à l'entrée du limiteur.

La puissance du bruit porté par le signal à la sortie du limiteur est donc :

$$B_L = \frac{B_e}{2} \cdot \frac{1}{A^2} = \frac{M \cdot B}{2 \cdot A^2}$$

(rapport 1/2 car perte de la composante du bruit « α » en phase avec le signal).

Après passage dans le filtre adapté, elle devient :

$$B_p = \frac{B}{2 \cdot A^2} = \frac{1}{4 \cdot (S/B)}$$

Le vecteur signal utile est dans ce cas pratiquement en phase avec le signal d'entrée. Sa variance est négligeable.

La valeur moyenne (ou valeur moyenne du signal après limitation) a pour expression :

$$\overline{Z_A} = 1 - \frac{\beta^2}{2 \cdot A^2} = 1 - \frac{B_e}{2 \cdot A^2} = 1 - \frac{M \cdot B}{4 \cdot A^2/2} = 1 - \frac{M}{4 \cdot (S/B)}$$

en se rapportant au filtre linéaire où : $S/B = A^2/2B$.

On peut ainsi calculer :

Le rapport signal sur bruit au niveau du signal :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_p = \frac{\overline{(Z_A)}^2}{2 \cdot B_p} = 2 \cdot \frac{S}{B} \cdot \left(1 - \frac{M}{4 \cdot (S/B)}\right)^2$$

Le rapport puissance signal sur puissance du bruit en absence de signal avec : $B_s = \frac{1}{2M}$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{\overline{(Z_A)}^2}{2 \cdot B_s} = M \cdot \left(1 - \frac{M}{4 \cdot (S/B)}\right)^2$$

Cette seconde expression est plus représentative du comportement de la chaîne TFAC, car le seuil définissant la fausse alarme est fixé par le bruit en absence de signal.

2.2.5 Domaine de validité

Le signal est considéré comme faible si A est faible devant α ou β . Cela impose :

$$A^2 \ll \alpha^2$$

$$\alpha^2 = B_e = M \cdot B$$

et comme en se rapportant au filtre linéaire : $S/B = A^2/2B$:

$$\frac{S}{B} \ll \frac{M}{2} \Leftrightarrow \text{signal faible}$$

Inversement on peut retenir :

$$\frac{S}{B} \gg \frac{M}{2} \Leftrightarrow \text{signal fort}$$

2.2.6 Influence du TFAC sur la probabilité de détection

Les relations établies en 3.2.5 sont difficilement exploitables pour chiffrer la perte de détection, on note simplement que le bruit à l'endroit du signal est inférieur au bruit en absence de signal. Pour évaluer l'incidence du TFAC sur la détection, nous allons reprendre le raisonnement des chapitre 10 et 11, qui permet de calculer le rapport signal sur bruit en fonction de P_d et P_{fa} .

Calcul de P_{fa} : pour un bruit de puissance $1/2$, on aboutit à la relation :

$$P_{fa} = e^{-k}$$

qui impose un seuil de détection « k » en fonction de la probabilité de fausse alarme désirée. Dans notre cas, la puissance de bruit en absence de signal étant de $1/2 M$, il faudra lui associer un seuil K/M et écrire :

$$P_{fa} = e^{-\frac{k}{M}}$$

(exemple $k/M = 7$ pour $P_{fa} = 10^{-3}$) ;

Calcul de P_d : après passage dans le filtre de bande « δf », le mélange signal plus bruit se résume à :

- un signal $A_L \approx 1 - M/(4 \cdot S/B)$ de fluctuation négligeable ;
- un bruit en quadrature « β_p » de variance $\sigma_{\beta_p}^2 = 2B_p = 1/2(S/B)$.

D'où un signal vidéo complexe tel que :

$$\Gamma^2 = A_L^2 + \beta_p^2 \approx 1 - \frac{M}{2 \cdot S/B} + \beta_p^2$$

$$\Gamma \approx 1 - \frac{M}{4 \cdot S/B} + \frac{\beta_p^2}{2}$$

β_p suit une loi de Gauss d'écart type σ_p .

En se reportant au chapitre 13 § 5.3.4 on peut écrire que $\beta_p^2/2$:

- a pour moyenne : $\sigma_p^2/2 = 1/4 \cdot (S/B) = m_1$;
- a pour moment d'ordre deux : $3(\sigma_p^2/2)^2 = 3/16(S/B)^2 = m_2$;
- a pour variance : $\sigma^2 = m_2 - m_1^2 = 2/16(S/B)^2$.

D'où la variable Γ :

- a pour moyenne : $m_\Gamma = 1 - (M-1)/4 \cdot S/B$;
- a pour écart type : $\sigma_\Gamma = \sqrt{2} / 4 \cdot S/B$.

et nous l'assimilerons en première approximation à une variable gaussienne. En se reportant au chapitre 10 § 11.3, on peut écrire que la probabilité pour qu'une variable gaussienne de moyenne m_Γ et d'écart type σ_Γ soit supérieure à un seul k/M , est donnée par l'expression :

$$P_D = \int_{\frac{\sqrt{k/M} - m_\Gamma}{\sigma_\Gamma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{y^2}{2}} dy = \int_{-t}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

Ce qui entraîne :

$$\sqrt{\frac{k}{M}} = 1 - \frac{M-1+t\sqrt{2}}{4 \cdot S/B}$$

$$\frac{k}{M} \approx 1 - \frac{M-1+t\sqrt{2}}{2 \cdot S/B}$$

avec $S/B \gg M/2$ dans l'hypothèse signal fort, soit :

$$\frac{S}{B} \approx \frac{M \cdot (M-1+t\sqrt{2})}{2 \cdot (M-k)}$$

P_d étant tabulé en fonction du paramètre t :

- Pour $P_D = 50\%$: $t=0$

$$\frac{S}{B} \approx \frac{M \cdot (M-1)}{2 \cdot (M-k)}$$

- Pour $P_D = 90\%$: $t \sim 1.4$.

$$\frac{S}{B} \approx \frac{M \cdot (M+1)}{2 \cdot (M-k)}$$

Nous nous placerons à $P_{fa} = 10^{-3}$ ($k=7$) et comparerons dans les deux cas le rapport signal sur bruit à celui nécessaire en régime linéaire :

8,1 dB pour $P_d = 0,5$; 10,7 dB pour $P_d = 0,9$.

X	M	7	8	9	10	11	12	15
Pd = 50%	S/B	∞	28	18	15	13,8	13,2	13,1
	$\Delta(S/B)$ dB	∞	6,4	4,5	3,7	3,3	3,1	3,1
	Validité	Bonne				Moyenne		
Pd = 90%	S/B	∞	36	22,5	18,3	16,5	15,6	15
	$\Delta(S/B)$ dB	∞	4,9	2,8	1,9	1,5	1,2	1,1
	Validité	Bonne				Moyenne		

Pour les signaux faibles ($S/B \ll M/2$ soit $M > 30$) la perte est de l'ordre de 1 dB, d'où les valeurs «lissées» suivantes pour $P_{fa} = 10^{-3}$:

M	7	8	9	10	11	12	15	20	30
$\Delta S/B.50\%$	∞	6,4	4,5	3,7	3,2	2,6	2,1	1,6	1,1
$\Delta S/B.90\%$	∞	4,9	2,8	1,9	1,5	1,2	1,1	1,0	1,0

Sans accorder une trop grande valeur à ces résultats de calcul, qui compte tenu des hypothèses simplificatrices employées ne peuvent être qu'approximatifs, on peut néanmoins retenir les règles simples suivantes :

La probabilité de fausse alarme joue un très grand rôle à travers le seuil de détection k/M qui lui est associé.

En effet, dès que : $K/M \rightarrow 1$, comme $m_T < 1$, la probabilité de détection ne peut excéder 50%;

Les pertes liées à l'emploi du TFAC sont d'autant plus faibles que l'on recherche des probabilités de détection élevées.

Les pertes liées à l'emploi du TFAC décroissant quand M croit, elles sont de l'ordre :

- de 1,5 dB pour $M = 2 k$;
- de 1 dB pour $M \geq 4 k$.

2.3 ASSOCIATION TFAC COMPRESSION D'IMPULSION

2.3.1 Effet de la compression des impulsions

Le filtre de compression est placé après l'amplificateur limiteur. Son action sur le bruit est nulle car il apporte uniquement un déphasage fonction de la fréquence, et la phase du bruit est aléatoire.

Par contre, la puissance crête du signal est amplifiée dans le rapport :

$$\rho = T \Delta F$$

- T durée du signal avant compression,
- ΔF bande du signal émis.

On notera, en outre, que si «A» est l'amplitude du signal avant compression, vue par l'amplificateur limiteur, le rapport signal sur bruit en absence de limiteur serait :

$$\frac{S}{B} = \frac{A^2 \cdot \rho}{2 \cdot B}$$

Il en résulte que les relations précédemment établies restent valables à condition de remplacer la variable « M » par : « M.TΔF »

Les conditions de validité deviennent également :

$$\text{Signal faible : } \frac{S}{B} \ll \frac{M \cdot T\Delta F}{2}$$

$$\text{Signal fort : } \frac{S}{B} \gg \frac{M \cdot T\Delta F}{2}$$

On constate alors, que pour des taux de compression « TΔF » élevés et des rapports de bande « M » suffisamment importants, le récepteur travaille en limite de portée presque toujours dans le domaine des signaux faibles, soit avec une perte de l'ordre du décibel.

Les résultats précédents sont aisément transposables aux radars à corrélation.

2.3.2 Pouvoir séparateur

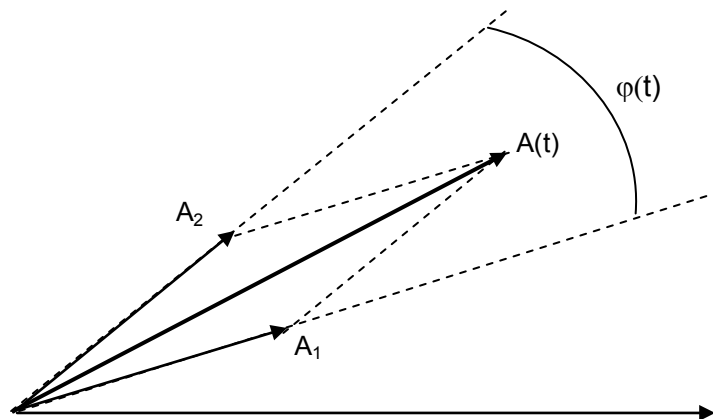
Si deux cibles sont très proches, de telle manière que l'intervalle de temps t_0 qui sépare les échos de retour soit inférieur à « T » durée de l'impulsion longue, le limiteur reçoit la somme de deux signaux de la forme (cf. chapitre 18 paragraphe 4.3) :

$$S_1 = A_1 \cos 2\pi \cdot (f \cdot t + t^2/2k)$$

$$S_2 = A_2 \cos 2\pi \cdot (f \cdot (t+t_0) + (t+t_0)^2/2k)$$

Le limiteur voit (abstraction faite du bruit) un signal composite somme des deux signaux élémentaires d'amplitudes constantes, mais dont la phase relative $\varphi(t)$ varie linéairement au cours du temps.

$$\varphi(t) = 2\pi t_0 \left(\frac{t}{k} + f + \frac{t_0}{2k} \right)$$



Le signal somme est d'amplitude variable en fonction du temps $A(t)$ et l'effet du limiteur, qui dépend de l'amplitude du signal somme, n'est pas constant pendant la durée T des signaux longs.

Le filtre de compression reçoit alors un signal composite qui est une fonction non linéaire des deux signaux élémentaires. Cette non linéarité introduit des phénomènes de capture et, à la limite, l'un ou l'autre des signaux peut disparaître complètement.

Ces phénomènes de capture ont été constatés en pratique. Ils viennent renforcer la fluctuation des signaux et sont d'autant moins gênants que les échos sont bien séparés. On peut considérer leur effet comme faible dès que $t_0 > T/2$.

Le pouvoir séparateur du radar est donc détérioré si $t_0 < T/2$, non pas parce que les signaux brefs ne sont plus séparables, mais parce qu'ils peuvent être déformés, voire même supprimés en sortie du récepteur.

Heureusement, cette propriété particulière de l'association TFAC compression d'impulsion est rarement gênante en espace libre, elle peut le devenir dans le fouillis.

2.3.3 Effet sur le fouillis diffus

Le signal de retour du « clutter » ou fouillis diffus peut être considéré comme la somme des réponses de réflecteurs élémentaires espacés de :

$$\delta t = \frac{1}{\Delta F} = \tau$$

(τ : durée du signal comprimé, ΔF : bande du signal émis, δt : pouvoir séparateur du radar).

La surface équivalente de chacun de ces réflecteurs élémentaires dépend du domaine de confusion du radar. On peut l'écrire dans le cas d'un radar panoramique (Cf. chapitre 14), à une distance « D » du radar :

$$\sigma = \sigma_0 \cdot \frac{C \cdot \tau}{2} \cdot D \cdot \theta_e$$

Elle est d'autant plus réduite que « τ » est faible, d'où l'intérêt de la compression d'impulsion devant le fouillis.

En régime linéaire, chacun des signaux en provenance des réflecteurs élémentaires est comprimé séparément. Le comportement du radar à compression d'impulsions est alors le même que celui d'un radar classique de durée d'impulsion égale à « τ ».

Si le récepteur est récepteur TFAC, à l'entrée de l'étage limiteur se présente à chaque instant la somme de :

$$n = T/\tau = T \cdot \Delta F = \rho$$

signaux élémentaires, provenant des « n » cellules adjacentes éclairées à un instant donné par l'impulsion longue de durée « T ». La puissance moyenne de ce signal somme est « $n \cdot P_0$ », P_0 étant la puissance de chacun des signaux avant compression. Elle est égale à celle vue par un récepteur linéaire après compression des impulsions.

Le limiteur norme la puissance de sortie du signal composite et détériore l'information de phase des signaux élémentaires, de telle manière que l'on peut considérer que la compression ne joue plus.

Devant le clutter diffus, le TFAC agit donc comme en absence de compression d'impulsion, en particulier, si « M » est suffisant et si le clutter est d'amplitude moyenne. Il peut être classé dans la catégorie « signal faible ».

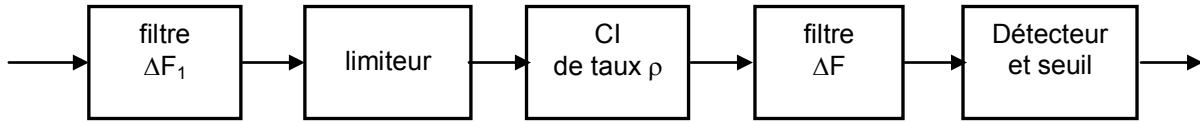
Il en résulte que le rapport fouillis sur bruit est environ le même en sortie du récepteur TFAC qu'à la sortie d'un récepteur linéaire, et que le fouillis diffus est régulé dans la même proportion que le bruit par le récepteur TFAC associé à la compression d'impulsion.

Par contre, le signal issu d'un écho ponctuel, s'il est suffisamment puissant, impose sa loi au limiteur et est convenablement comprimé, d'où un contraste important en sortie de récepteur.

Le résultat constaté dans la pratique de l'association TFAC compression d'impulsion est :

- épuration très efficace du fouillis diffus (nuage, chaffs),
- conservation des échos ponctuels puissants (cibles, échos de sol).

Il peut être renforcé, si on intensifie l'action de l'association limitation plus compression d'impulsion, en limitant l'action du rapport des bandes, comme dans l'exemple suivant.



Un filtre de bande « ΔF_1 » proche de la bande adapté au signal est placé en tête. Il est suivi du limiteur réglé pour que son niveau d'écrêtage soit bien inférieur au niveau du bruit, puis du filtre de compression et du filtre adapté bande « ΔF ».

L'ensemble détecteur et seuil permet de régler la fausse alarme à la valeur désirée. De cette manière, le rapport signal sur bruit à la sortie du filtre de compression est normé par le taux de compression, de telle sorte que, au maximum :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \rho \cdot \frac{\Delta F_1}{\Delta F}$$

Il faut donc que :

$$\rho \cdot \frac{\Delta F_1}{\Delta F}$$

soit suffisamment important pour assurer la probabilité de détection désirée sur les signaux forts.

Par exemple si : $\rho = 13 \text{ dB}$, $\Delta F_1/\Delta F = 3 \text{ dB}$, $P_{fa} = 10^{-4}$ et $n_0 = 3$

$P_{dmax} \sim 0,9$ pour un radar à fréquence fixe,

$P_{dmax} > 0,95$ pour un radar à fréquence aléatoire.

Par contre, le fouillis diffus est normé par le limiteur. La compression d'impulsion ne jouant pas sur le clutter, le rapport fouillis sur bruit est limité au rapport des bandes : $\Delta F_1/\Delta F$, soit dans le cas de l'exemple choisi, voisin de 3 dB.

Pratiquement le fouillis diffus est ramené à un niveau suffisamment faible pour que son amplitude soit inférieure au seuil de détection et il n'est pas détecté par le radar.

Il va de soit que :

- le signal utile doit être suffisamment puissant par rapport au fouillis pour ne pas être déformé par la limitation et donc convenablement comprimé;
- toute limitation en amont du filtre ΔF_1 , a une action nulle, la norme des signaux étant imposé par le limiteur placé en aval, et la bande de bruit par le filtre lui-même.

Par contre, les échos de sol ne sont pas régulés par l'association limitation - compression d'impulsion. En effet, ils contiennent une grande quantité de réflecteurs ponctuels qui se comportent comme les échos utiles.

Il reste l'effet de l'augmentation de pouvoir séparateur, lié à la réduction de la cellule de confusion qui apporte une amélioration substantielle de la visibilité des échos utiles, dans la

mesure où les traitements du signal après détection permettent d'éliminer les échos parasites résiduels.

On peut ainsi bénéficier d'un «inter clutter visibility», à condition que ces traitements soient efficaces, ce qui est d'autant plus difficile que la répartition des échos parasites est très découpée.

2.3.4 Association limiteur VCM – compression d'impulsion

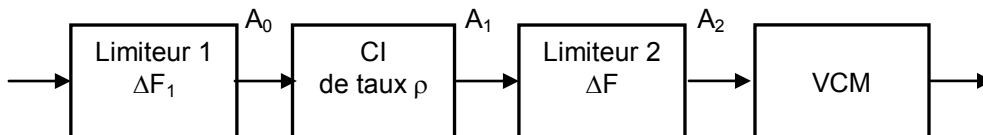
Pour assurer une bonne élimination des échos fixes, on peut associer compression d'impulsion et circuits VCM. Dans le cas des filtres linéaires, on peut précéder le VCM d'un limiteur réglé de telle façon que son niveau de limitation soit environ le taux d'annulation du VCM, afin que les résidus d'échos fixes soient ramenés au niveau du bruit thermique du radar.

De cette manière, les résidus d'échos fixes sont pratiquement ramenés au niveau du bruit à la sortie du VCM et ne sont pas détectés.

Par contre, dans le cas où le VCM est précédé d'un filtre de compression d'impulsions, il convient de placer un second limiteur en tête, pour minimiser les résidus dus au lobes secondaires erratiques de compression.

Les instabilités de phase de l'émetteur créent en effet des lobes secondaires de phase erratique sur toute la durée de l'impulsion longue, qui ne seront pas filtrés par le VCM, et engendreront des échos parasites autour de l'impulsion comprimée.

Le schéma suivant donne le principe de cette association :



Si T_A est le taux d'annulation du VCM et B_s la puissance de bruit en sortie, le limiteur 2 est réglée à un niveau tel que :

$$A_{2\max}^2 \approx T_A \cdot B_s$$

Si N_L est le rapport lobe principal, lobes secondaires erratiques de compression, le limiteur 1 est réglé à un niveau tel que (ρ taux de compression) :

$$A_{1\max}^2 \approx N_L \cdot B_s$$

soit :

$$A_{0\max}^2 \approx \frac{N_L \cdot B_s}{\rho}$$

N_L / ρ est proportionnel au bruit de phase de l'émetteur à l'intérieur de l'impulsion longue, car :

$$\frac{A_{1\max}^2}{N_L} = \frac{A_{0\max}^2 \cdot \rho}{N_L}$$

représente à un coefficient près la puissance portée par les lobes secondaires dus aux instabilités de phase de l'émetteur.

A la limite, si : $A_1 \leq A_2$, le second limiteur devient inutile, mais il n'est pas bon de limiter trop fortement avant compression, ceci provoquant les phénomènes de capture déjà cités, qui viennent limiter le taux de visibilité de l'ensemble de la chaîne.

En effet; si la cible mobile est noyée dans les échos fixes de forte amplitude, la limitation avant compression peut détériorer le signal utile avant même le passage dans le VCM.

Par ailleurs, si la bande ΔF_1 du premier limiteur est suffisamment large, pour qu'un certain écrêtage du bruit soit effectué à ce niveau, on obtient un effet de régulation de fausse alarme de type TFAC. Pour que celui ci soit sensible, il suffit que :

$$B_e = \frac{B_s \cdot \Delta F_1}{\Delta F} > A_{0max}^2$$

$$\frac{\Delta F_1}{\Delta F} > \frac{N_L}{\rho}$$

ce qui est réalisable dès que ρ est assez élevé.

Cet effet peut être renforcé par des traitements aval type différentiateurs, qui apportent également une bonne régulation sur des bruits à spectre large.

3 CIRCUITS COMPLEMENTAIRES

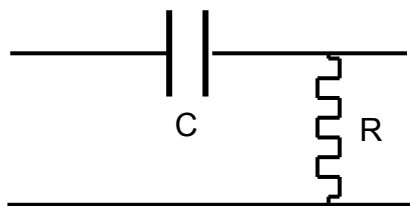
3.1 CIRCUITS DIFFERENTIEURS

Ces circuits ont pour but de supprimer la composante continue du signal; ils peuvent agir de différentes manières. Nous donnerons ci-après quelques principes employés.

Leur action introduit une perte sur la détection des signaux utiles. Celle-ci peut-être estimée, pour l'association Log-différentiateur, de 1 à 2 dB en présence du seul bruit. Elle peut être plus importante en présence de clutter et dépend alors de la nature de celui-ci.

3.1.1 Circuits Dérivateurs (Fast Time Constant FTC)

Ce sont des réseaux RC de fonction de transfert :

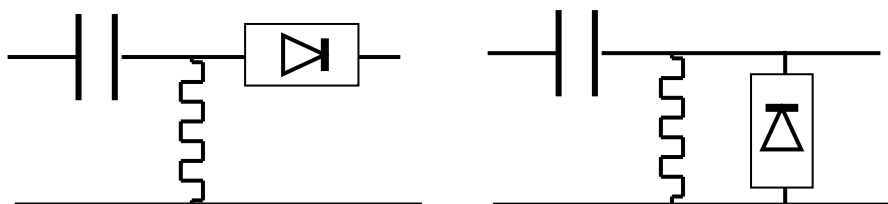


$$H(p) = \frac{R \cdot C \cdot p}{1 + R \cdot C \cdot p}$$

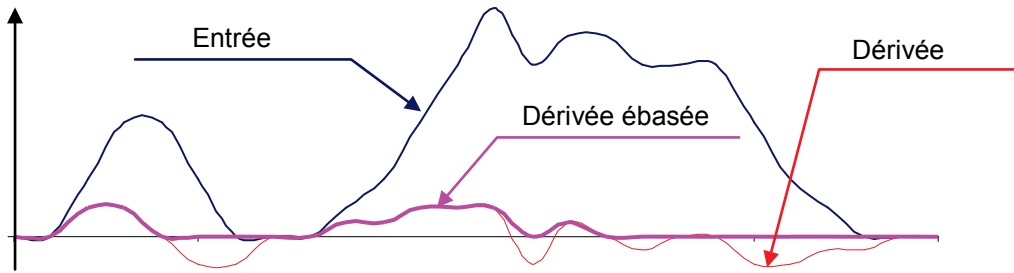
Leur constante de temps est $T = RC$, elle doit être adaptée à la durée des signaux à recueillir, l'impédance d'entrée de l'étage suivant doit être très grande.

Un tel circuit ne recueille que les fronts des signaux qui le traversent.

Il est suivi d'un étage ébaseur, qui utilise par exemple, une diode série ou une diode parallèle montée comme sur les schémas suivants :



L'allure des signaux traversant ce type de circuit dérivateur est donnée ci après :

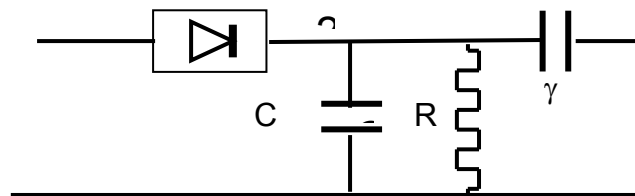


On peut voir que les variations de l'amplitude du fouillis provoquent l'apparition de signaux parasites. En outre, ce type de circuit n'opère que peu de filtrage sur le bruit. Au contraire, le bruit détecté, variant le long de la récurrence plus rapidement que le signal utile, peut être légèrement renforcé, le filtrage de sa composante continue ne compensant pas toujours l'amplification de ses fluctuations propres.

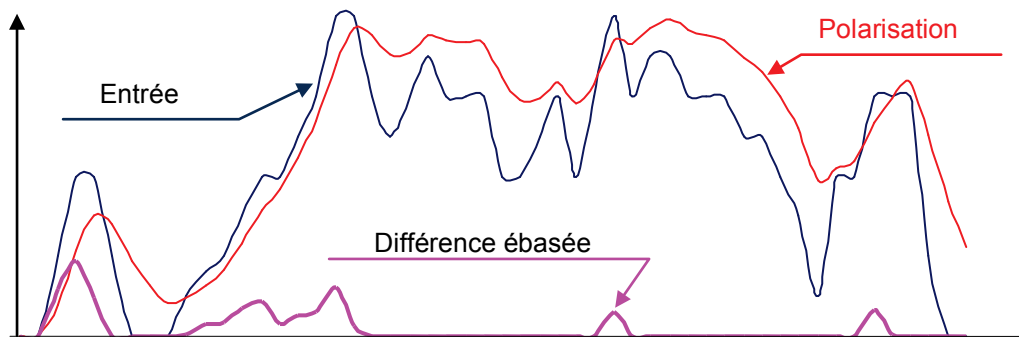
3.1.2 Circuits à Polarisation Automatique

Dans ce type circuit, on mémorise la composante continue du signal d'entrée à l'aide d'un circuit RC, et on l'utilise pour polariser un élément actif : tube à grille, diode ou transistor.

Un schéma de principe de ce genre de circuits est le suivant :



Un circuit RC fixe la polarisation, sa constante de temps : $T = RC$ est suffisamment grande devant la durée des échos utiles pour que ceux-ci traversent le circuit. La capacité « γ » est une capacité de liaison, seuls les signaux positifs sont conservés. L'allure des signaux traversent le circuit à polarisation automatique est donnée ci après :



Ce type de circuit opère une bonne épuration sur le bruit, il présente le mêmes inconvénients que le circuit dérivateur en ce qui concerne les fronts de clutter ;

En outre, on peut constater une zone désensibilisée après le passage d'un signal fort, d'autant plus sensible que la constante de temps choisie est importante et le signal parasite de grande amplitude.

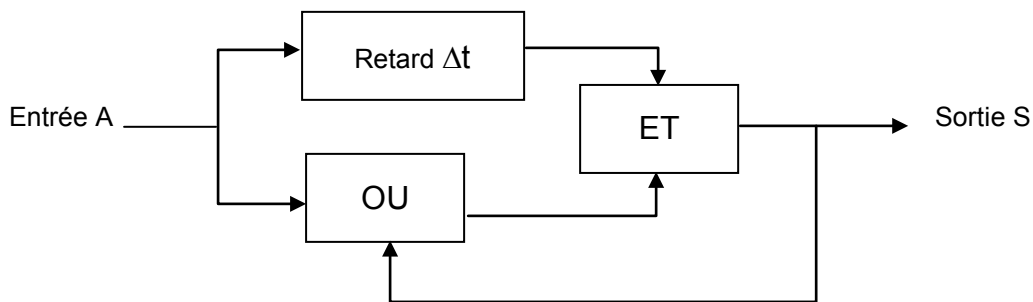
La chaîne à polarisation automatique peut-être réalisée en moyenne fréquence : CGAI (Contrôle de Gain Automatique et Instantané) ou en vidéo. Le phénomène de zone d'ombre limite son utilisation pratique.

3.2 DISCRIMINATION DE DUREE D'IMPULSION OU DDI

On peut classer dans cette catégorie, les circuits différentiateurs qui, outre la notion de valeur moyenne, utilisent des critères basés sur la durée des signaux.

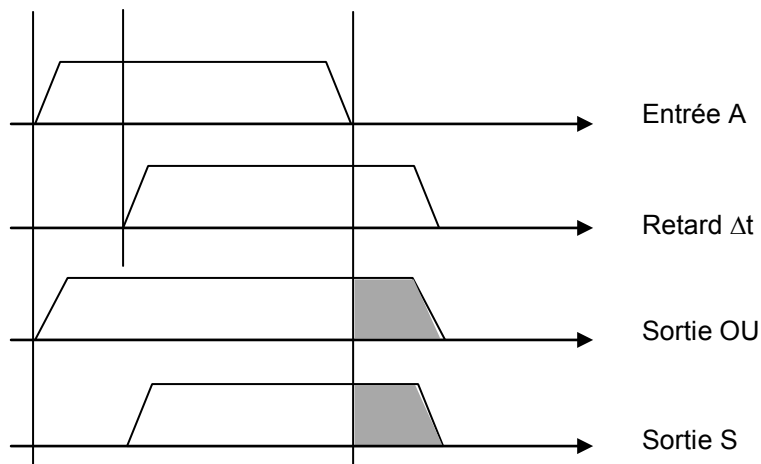
Ces circuits possèdent, en général, un pouvoir d'élimination des impulsions trop courtes au trop longues, ils peuvent être spécialisés dans l'une ou l'autre fonction. Nous ne citerons que quelques modèles caractéristiques.

3.2.1 Eliminateur de pulses courts



Les signaux de durée inférieure à Δt sont éliminés par le circuit ET (qui sélectionne le signal le plus faible qui lui est présenté).

Les signaux de durée supérieure à Δt sont traités comme indiqué sur le schéma suivant :



La zone grisée représente l'action de la boucle de retour.

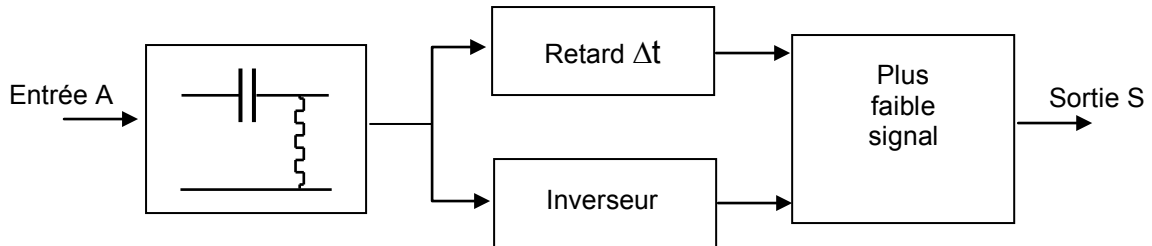
En effet, si « S » est non nul lorsque « A » commence à décroître, il s'entretient par lui-même et ne s'éteint qu'avec la disparition du signal retardé, grâce à l'action de la boucle et du circuit OU.

Ce circuit élimine les parasites de durée courte et de densité faible, ce qui est, par exemple, le cas du bruit en sortie d'une chaîne TFAC.

3.2.2 Éliminateur de pulses longs et courts

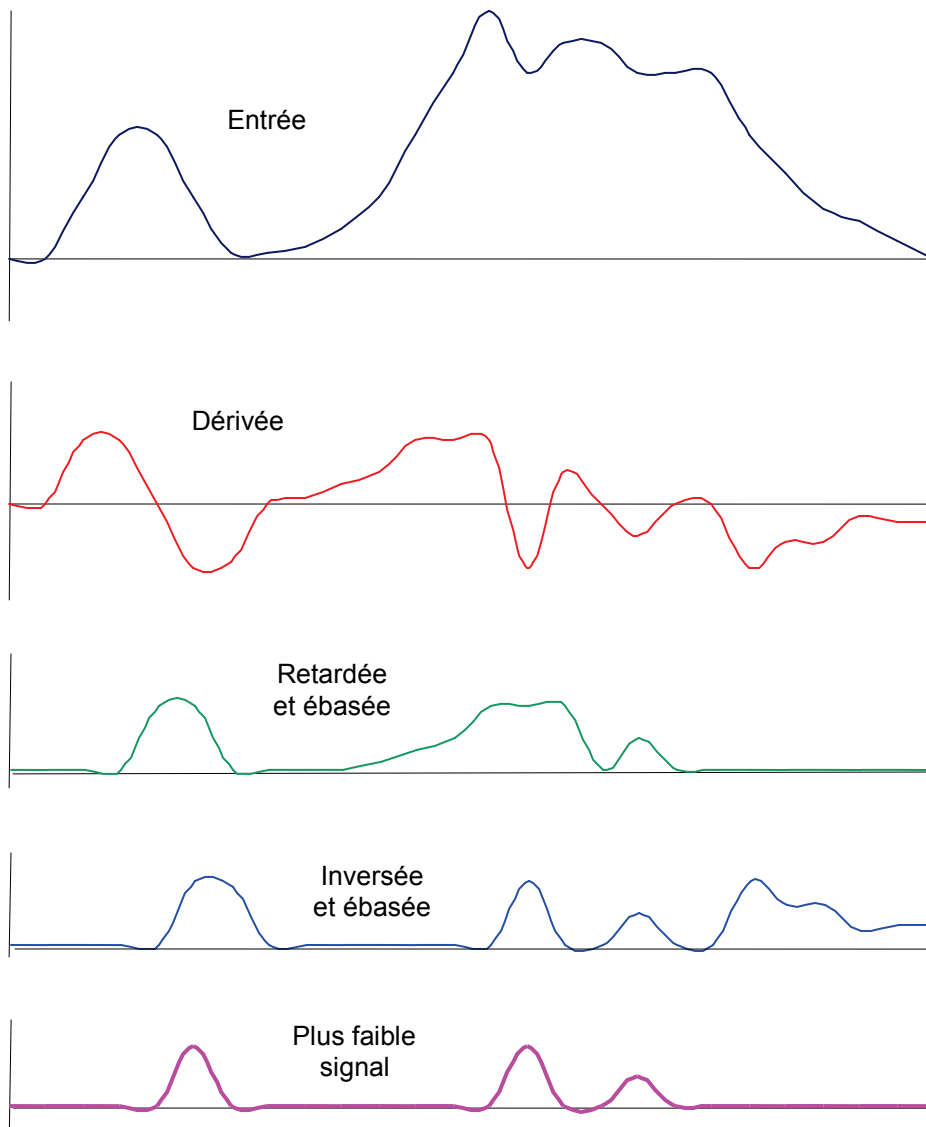
a - Première variante

Elle utilise la sortie d'un circuit dérivateur d'après le schéma suivant :



Le graphique suivant met en évidence l'élimination des échos longs (y compris leur front de montée) et courts. Ce circuit complète l'action du dérivateur en ce qui concerne :

- les fluctuations lentes des échos longs,
- les fronts de montée des échos longs,
- les échos courts.



Le circuit plus faible signal peut être remplacé par un circuit ET logique après normalisation des vidéos sortant des deux voies retardée et inversée, le signal de coïncidence agit alors en porte sur la vidéo retardée de Δt .

Le choix entre les circuits de traitement en «transparence» ou en «porte» se pose en général pour tous les traitements vidéo.

Le circuit en transparence apporte souvent une légère perte d'amplitude sur les signaux isolés et une perte plus importante sur les signaux portés par le clutter.

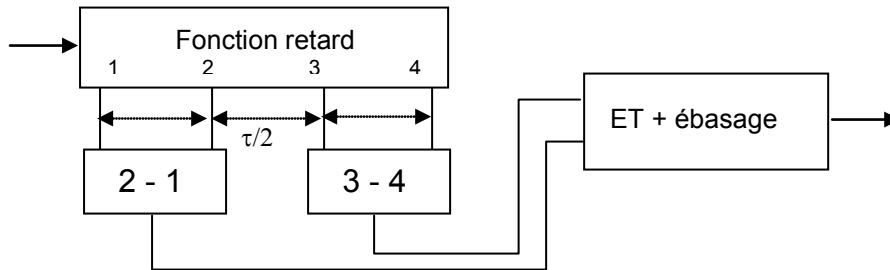
Le circuit en porte ne présente pas cet inconvénient s'il est convenablement réglé (*ce qui n'est pas toujours évident*). Par contre, dans ce deuxième cas, les résidus d'échos indésirables sont d'amplitude plus grande donc plus gênants, ce qui peut amener à «durcir» l'effet du circuit de traitement et éliminer les signaux faibles.

Il n'existe pas de règle a priori quant au choix du procédé. Le circuit en porte doit être utilisé chaque fois que l'on désire conserver l'amplitude du signal.

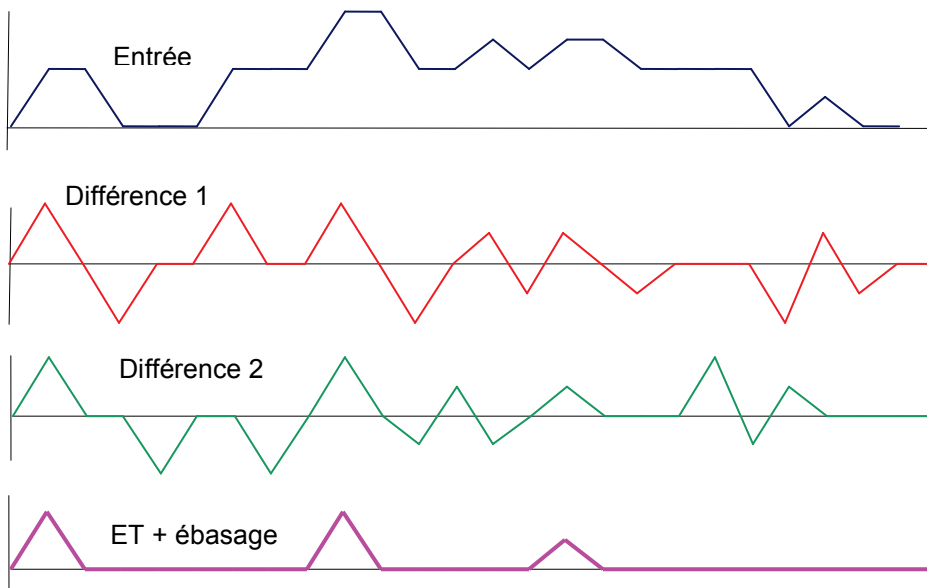
b - Deuxième variante

Elle utilise la comparaison de signaux, prélevés à des retards différents, issus d'une ligne à retard (analogique) ou d'un registre à décalage (numérique).

L'écartement des prises est choisi égal à la moitié de la « τ » durée du signal.



Le graphique suivant explicite l'action du circuit DDI sur des signaux idéalisés : impulsion détectée inscrite dans un trapèze de grande base « $3\tau/2$ » et de petite base « $\tau/2$ » :



Il montre que les signaux correspondant au gabarit idéal sont réduits en durée mais non en amplitude, alors que les signaux longs sont annulés et les signaux courts atténués, voire annulés si leur durée est inférieure à $\tau/2$.

Ce filtre non linéaire cumule donc dans une certaine mesure, l'élimination des échos longs et des échos courts.

3.3 DETECTEURS DE CONTRASTE

Les circuits précédents ont un effet relativement faible sur le bruit thermique, on a donc recherché des systèmes mieux adaptés au calcul de la valeur moyenne du bruit.

3.3.1 principe

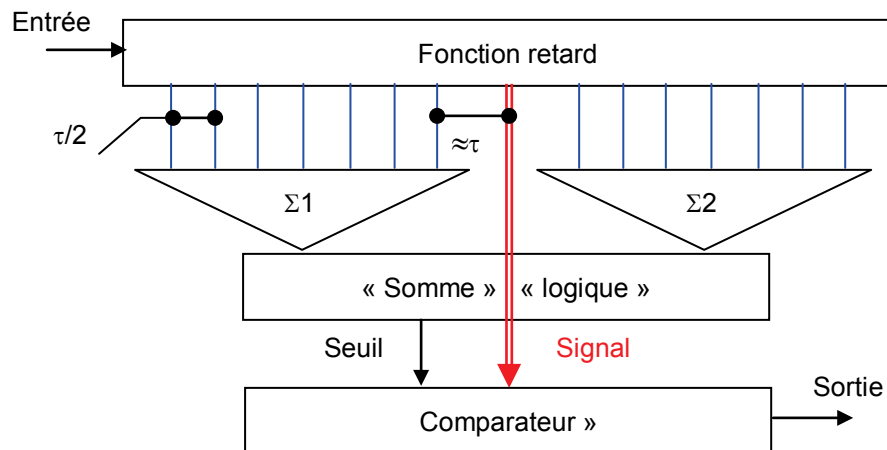
Dans ce cas, on cherche à calculer un seuil tenant compte à la fois du fouillis et du bruit, excluant les signaux courts au moment où ils doivent lui être comparés.

Le bruit après détection varie plus rapidement que les signaux radar. En effet, la durée du signal radar « τ » est environ égale au rayon de corrélation des composantes α et β du bruit en moyenne fréquence.

$$n(t) = \alpha \text{Cos}(\omega.t) + \beta \text{Sin}(\omega.t)$$

Le bruit détecté est une combinaison non linéaire des variables α et β . On peut donc penser qu'en moyenne, sa variation sera deux fois plus rapide que celle de α et β et que des échantillons de bruit séparés de $\tau/2$ seront (*avec une bonne approximation*) indépendants entre eux.

Un seuil automatique a été réalisé sur ce principe, il est calculé par sommation simple (ou recherche d'un plus fort signal) dans deux fenêtres encadrant avec une marge suffisante ($\approx \tau$) le quantum analysé. Le schéma de principe du procédé est le suivant :

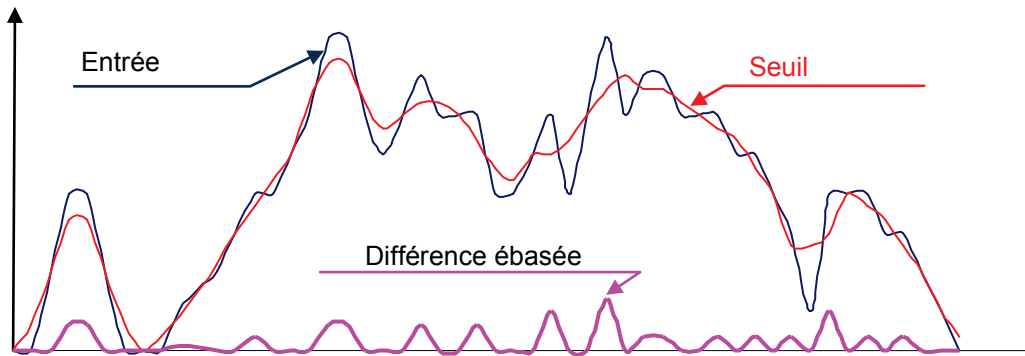


Ce circuit peut être ou non suivi d'un DDI.

3.3.2 Problème particulier du clutter de sol

Ces dispositifs donnent de bons résultats sur des parasites diffus. La difficulté reste le clutter de sol dont l'indice de découpage est élevé.

Il en résulte un nombre plus important de résidus devant le clutter de sol que devant les autres types de fouillis. La figure ci après illustre cette caractéristique :



La solution est recherchée sous la forme d'un seuil complémentaire, ou d'une amplification du seuil calculé, lorsque l'on se trouve en présence d'échos de sol.

Le problème est donc de reconnaître le fouillis de sol, et d'élaborer un critère «zone dense» permettant de provoquer les actions précédentes.

On dispose pour cela :

- de critères de densité d'échos dans le domaine observé ;
- de critères d'amplitude de ces échos (*les échos de sol sont généralement puissants*) ;
- de la connaissance à priori de la position de ces échos ;
- de l'estimation de la variance de l'échantillon prélevé...

Malheureusement, il n'existe pas de critère sans défaillance, en particulier sur les zones d'échos de sol fortement découpées et d'amplitude moyenne.

3.4 ELIMINATEURS DE PARASITES

Ce sont des corrélateurs récurrence à récurrence, qui fonctionnent suivant le principe général exposé au chapitre 10, paragraphe 18, en se limitant à un faible nombre (3 à 5) de récurrences.

Très efficaces sur le bruit et les émissions parasites, ils ne peuvent agir sur le fouillis que si celui-ci a subi un traitement amont en réduisant la densité.

Dans tous les cas, le traitement devra être fait au niveau de l'impulsion courte pour conserver son efficacité maximale.

En outre il peut être préférable, de les faire fonctionner en porte sur une vidéo à grande dynamique, si on désire conserver l'amplitude relative des échos.

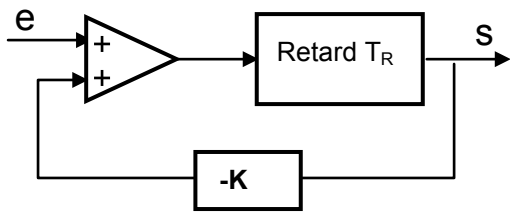
Ils trouvent donc leur place dernière les VCM et les chaînes logarithmiques différenciées associées ou non à la compression d'impulsion, ou derrière l'association TFAC – compression d'impulsion. Ils s'imposent naturellement en tête des systèmes automatiques d'exploitation.

3.5 CIRCUITS DE POST INTEGRATION

Ces circuits sont utilisés sur les radars à fréquence fixe, dans le but d'obtenir la meilleure intégration après détection du signal, compte tenu de la pondération d'amplitude des échos successifs d'un plot par le lobe de l'aérien radar.

3.5.1 Filtre du premier ordre

Il est composé d'une mémoire bouclée sur elle-même, de telle manière qu'à chaque instant, l'information incidente soit additionnée avec la somme pondérée des informations issues de la même cellule distance. Le coefficient de pondération est « K » d'où le schéma fonctionnel suivant :



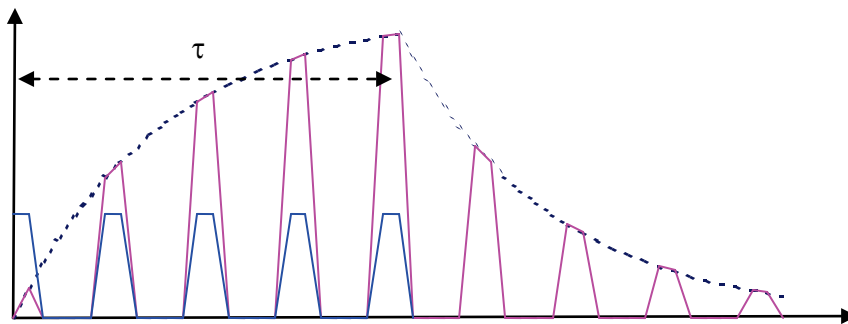
Fonction de transfert :

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{e^{+T_R \cdot p} - K}$$

Sa réponse à un échelon unité est donc :

$$\lim_{p \rightarrow 0} H(p) = \frac{1}{1-K} \cdot \frac{1}{1 + (T_R \cdot p)/(1-K)}$$

Ce filtre a donc une réponse indicielle très proche de celle d'un réseau analogique du premier ordre de constante de temps : $\tau = T_R/(1-K)$ à adapter à la durée du train d'impulsions.



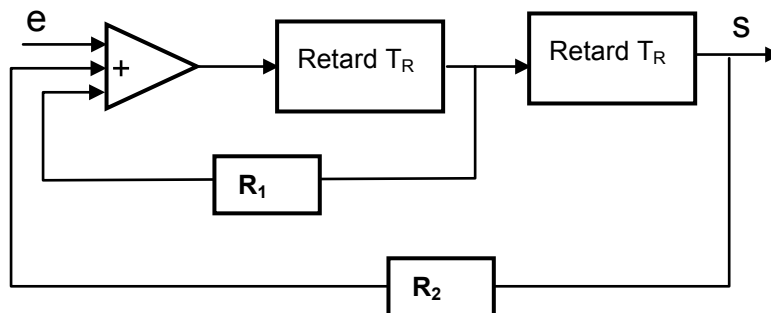
Sa réponse est du type exponentiel, elle présente deux inconvénients majeurs :

- elle n'est pas symétrique et la position du centre plot dépend de la puissance des échos,
- si on adapte le temps de réponse à la durée du train d'impulsions on constate un élargissement important de la largeur du plot détériorant le pouvoir séparateur en gisement du radar.

3.5.2 Filtres du second ordre

a - Principe

Un intégrateur numérique du second ordre est représenté dans sa forme la plus générale par deux mémoires bouclés sur un sommateur d'entrée. Son schéma de principe est le suivant :



La fonction de transfert du système est de la forme:

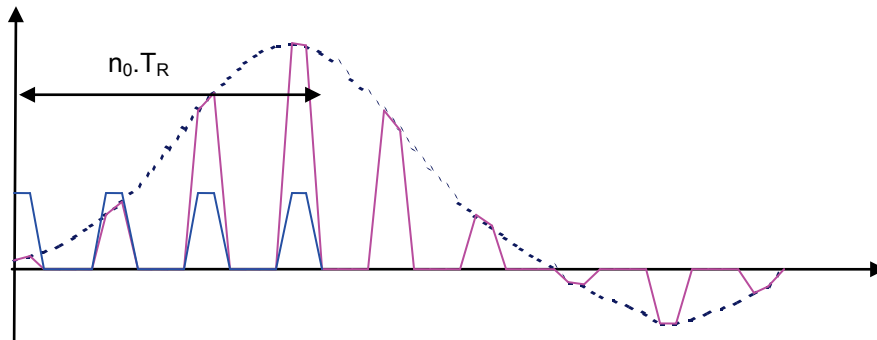
$$H(p) = \frac{1}{e^{2T_R \cdot p} - 2\rho_0 \cdot e^{T_R \cdot p} \cdot \cos \varphi_0 + \rho_0^2}$$

Avec $R_1 = 2 \cdot \rho_0 \cdot \cos \varphi_0$ et $R_2 = -\rho_0^2$

Le comportement de ce filtre numérique est voisin de celui d'un système analogique du second ordre. La réponse à l'échelon du filtre numérique du second ordre est très proche de celle du système analogique de mêmes pôles. Cette propriété permet de choisir à priori les caractéristiques du filtre numérique connaissant celles du filtre analogique correspondant. Sans entrer dans le détail des calculs, on retiendra comme règles moyennes pour un train d'impulsion de durée : $n_0 \cdot T_R$:

$$\theta_0 \approx \frac{\pi}{n_0 \cdot \sqrt{2}} \text{ et } \rho_0 \approx \exp \left\{ \frac{\pi \cdot \sqrt{2}}{n_0} \right\}$$

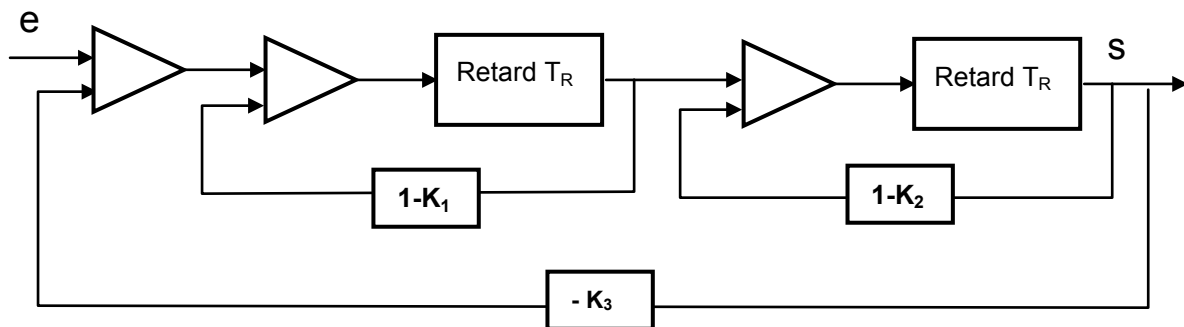
Ce qui permet de calculer R_1 et R_2 . La réponse de ce type de circuit est schématisée ci après :



Elle est presque symétrique, d'où un biais faible en fonction de l'amplitude des signaux d'entrée. L'élargissement du plot reste limité.

b - Réalisations pratiques, performances obtenues

Le problème posé était de réaliser des filtres avec des coefficients de pondération binaires, faciles à programmer en techniques numériques. Pour ce faire, on utilise le schéma fonctionnel suivant :



Par identification avec le schéma du paragraphe , on peut trouver les relations liant les coefficients K aux coefficients R déjà évoqués :

$$R_1 = 2 - K_1 - K_2 \text{ et } , R_2 = 1 - K_1 - K_2 + K_3 + K_1 K_2$$

Les différentes valeurs de R_1 et R_2 peuvent alors être obtenues à partir de K_i de la forme 2-i, avec un pas de variation suffisamment fin pour s'adapter convenablement à toutes les largeurs de faisceau d'antenne.

L'étude systématique de ce type de filtre est faite par M. JC GUILLEROT dans son article : « Post intégration - filtres numériques du second ordre », qui calcule le gain d'intégration de ces systèmes en vidéo cohérente, dans le cas d'une antenne à loi d'éclairage en cosinus.

On peut avec une approximation suffisante en déduire le gain de post intégration de ces filtres (ou gain d'intégration après détection quadratique de la vidéo), en passant par l'intermédiaire d'un nombre d'impulsions équivalent « n_e ».

En effet, sur un train d'impulsions d'amplitude constant, le gain d'intégration cohérente est égal au nombre d'impulsions traitées. A tout filtre de gain « G_i » on peut donc associer un nombre d'impulsions équivalent « n_e » par la relation :

$$G_i \log(n_e), (G_i \text{ en dB})$$

Connaissant n_e , on peut alors calculer le gain de post intégration « G_{pi} » en se reportant au chapitre 10 (Paragraphe 16.2, cas de la cible fluctuante). Le résultat dépend alors de la fausse alarme désirée, le cas traité ici correspondant à $P_{fa} = 10^{-4}$.

On en déduira ensuite la perte du filtre par rapport à un intégrateur parfait traitant « n_0 » impulsions d'amplitude constante, soit la perte d'intégration globale, compte tenu de la modulation de lobe : L_i et L_{pi} , en régime cohérent et post-intégration.

Sont en outre estimés, l'élargissement du plot intégré « E_L » en % et la variation maximale du biais en fonction de l'amplitude du signal d'entrée ou écart centre plot : « E_{cp} » en durée de récurrence T_R .

Les filtres sont classés en deux catégories, suivant la valeur de K_2

Filtre	K_1	K_2	K_3
(i, 0, k)	2^{-i}	0	2^{-k}
(i, j, k)	2^{-i}	2^{-j}	2^{-k}

Les résultats obtenus sont consignés dans le tableau suivant pour $P_{fa} = 10^{-4}$:

Filtre	n_0	$G_i(\text{dB})$	n_e	$G_{pi}(\text{dB})$	$L_i(\text{dB})$	$L_{pi}(\text{dB})$	$E_L(\%)$	$E_{cp}(T_R)$
[1 ; 0 ; 3]	7 à 11	6,8 à 7,6	4,8 à 5,8	5,1 à 5,7	1,6 à 2,8	1,2 à 1,9	12,5 à 0	0 à 0,5
[2 ; 3 ; 5]	11 à 18	8,7 à 9,7	7,4 à 9,3	6,5 à 7,1	1,7 à 2,9	1,1 à 1,9	18 à 0	0,5 à 1
[2 ; 0 ; 5]	18 à 26	10,7 à 11,2	11,7 à 13,2	7,8 à 8,1	1,9 à 2,9	1,2 à 1,8	11 à 4	1 à 1,5
[3 ; 4 ; 7]	26 à 38	12,3 à 13,0	17 à 20	8,8 à 9,2	1,8 à 2,8	1,1 à 1,7	14 à 5	0 à 1,5
[3 ; 0 ; 7]	38 à 54	13,9 à 14,5	24,6 à 28,2	9,8 à 10,1	1,9 à 2,8	1,1 à 1,7	9 à 5	~3,5
[4 ; 5 ; 9]	54 à 80	15,5 à 16,2	35,5 à 41,7	10,7 à 11,2	1,8 à 2,8	1,1 à 1,6	15 à 6	1 à 3,5

Ce qui est excellent pour ce qui concerne les pertes. Il faut en effet remarquer que le filtre adapté au lobe d'antenne donnerait en intégration cohérente un rapport signal sur bruit en puissance :

Somme des énergies portées par les impulsions reçues/densité spectrale du bruit

à comparer au cas d'une seule impulsion :

Energie de l'impulsion/densité spectrale du bruit

d'où le gain d'intégration cohérente égal au rapport de ces énergies et à durée d'impulsion donnée au rapport des puissances:

$$G_i = \frac{\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} G^2(n.T_R)}{G_0^2} \approx \frac{1}{T_R \cdot G_0^2} \int_{-\infty}^{+\infty} G^2(t) \cdot dt$$

Dans le cas de l'approximation du lobe gaussien cela conduit à :

$$G = G_0 \cdot \exp\left\{-2,8 \cdot \left(\frac{\theta}{\theta_0}\right)^2\right\} = G_0 \cdot \exp\left\{-2,8 \cdot \left(\frac{t}{n_0 \cdot T_R}\right)^2\right\}$$

$$G_i = \frac{1}{T_R} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left\{-5,6 \cdot \left(\frac{t}{n_0 \cdot T_R}\right)^2\right\} \cdot dt = n_0 \sqrt{\frac{\pi}{5,6}} \approx 0,75 \cdot n_0$$

donc en intégration cohérente :

$$n_e \approx 0,75 \cdot n_0 \Rightarrow L_i \approx 1,25 \text{ dB}$$

et au mieux en post-intégration :

$$L_{pi} = 0,7 \text{ dB}$$

En outre, les pertes d'intégration et de post-intégration comprennent la perte par modulation de lobe qui, quand la sommation est faite sans pondération, se chiffre (cf. chapitre 11) à environ 1,6 dB. Cette perte est largement compensée dans le cas présent. Les filtres du second ordre permettent donc d'atteindre un niveau de performance très intéressant, pour une complexité faible.

3.6 GAIN VARIABLE DANS LE TEMPS

3.6.1 Principes

Le but de ces circuits est d'adapter la sensibilité du récepteur au niveau moyen du fouillis de sol, de manière à limiter la gêne causée par les échos parasites et éventuellement certains phénomènes de saturation toujours préjudiciables à la détection des échos utiles.

Deux principes peuvent être utilisés :

a - Variation du gain du récepteur en fonction de la distance

Le gain de l'étage moyenne fréquence considéré a alors pour expression :

$$g(D) = \frac{g_0}{a(D)}$$

et le signal en sortie du récepteur :

$$s(D) = \frac{s_0}{a(D)}$$

Le procédé prend alors le nom de GVT (Gain Variable dans le Temps) ou STC (Sensitivity Time Control).

b - Ebasage du signal en fonction du temps

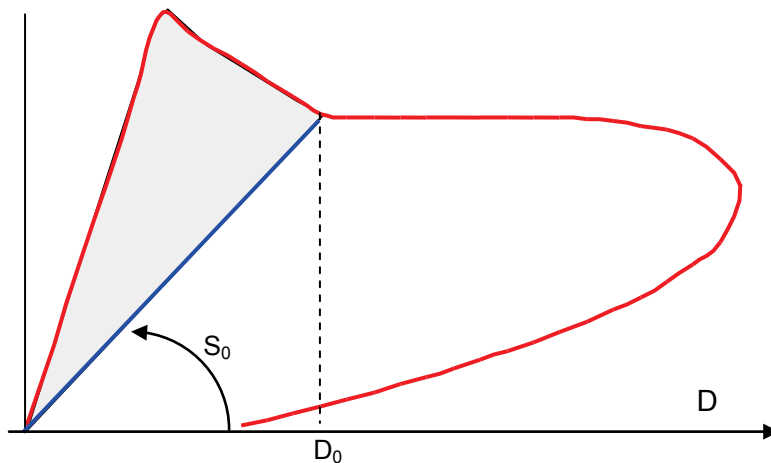
Utilisé à la sortie d'un amplificateur logarithmique, par un seuil fonction du temps. Le procédé prend alors le nom d'EVT (Ebasage Variable dans le Temps). Les deux procédés sont équivalents car on peut écrire :

$$\text{Log}(S_0) - \text{Log}(a(D)) = \text{Log}\left(\frac{S_0}{a(D)}\right) = \text{Log}(S(D))$$

Dans le cas d'un radar à faisceau(x) étroit(s), où la cible est pratiquement toujours vue sous le gain maximum (radar de poursuite, radar volumétrique), on peut, à partir d'une distance « D_0 » où la cible est convenablement détectée, choisir la loi :

$$a(D) = \frac{D_0^4}{D^4} \Leftrightarrow D < D_0, \text{ car le signal reçu varie selon une loi de la forme : } S(D) = K/D^4.$$

On aboutit alors à recevoir un signal utile d'amplitude constante dans la zone GVT donc une qualité de détection constante. Il n'en va pas de même avec les radars panoramiques à antenne « cosécantée » comme le montre le schéma suivant :



La portée avec GVT est pratiquement limitée au site « S_0 » défini par la coupure du diagramme de portée sans GVT par la distance D_0 d'action du GVT. En effet, le diagramme de portée est un diagramme le long duquel le signal perçu par le radar est de puissance constante. Or, l'action du GVT est telle que la puissance devient constante le long d'une radiale, d'où la perte de détection dans la zone grisée du diagramme.

Pour compenser cet effet il faudrait que le gain aux sites hauts de l'aérien soit supérieur à son gain au site « S_0 », ce qui n'est jamais le cas, même avec une antenne surcosécantée.

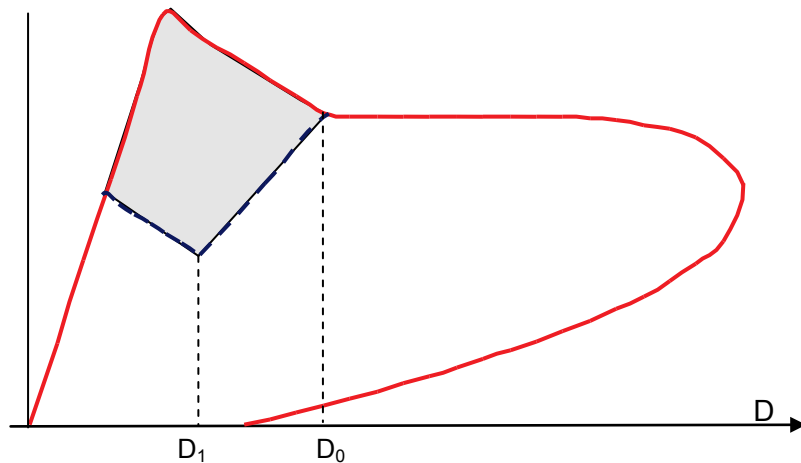
Il est donc nécessaire de connaître les conséquences de l'emploi (ou du sur-emploi) du GVT, avant d'en user (ou d'en abuser) sur le terrain. En pratique, pour tenir compte au mieux de l'amplitude des échos fixes, on adopte une loi double :

- $a(D) = \text{cte} \Leftrightarrow 0 < D < D_1$
- $a(D) = \frac{D_0^4}{D^4} \Leftrightarrow D_1 < D < D_0$

d'où la valeur de la constante :

$$a_0 = \frac{D_0^4}{D_1^4}$$

Le diagramme de portée du radar panoramique, sans tenir compte de l'atténuation atmosphérique a alors l'allure suivante :



Le diagramme dans la zone « 0↔D₁ », s'obtient par simple homothétie sur une radiale (gain d'antenne constant) dans le rapport de distance :

$$\frac{D_0}{D_1} = \sqrt[4]{a_0}$$

On voit que, même dans ce cas, l'effet d'une surcosécante est très limité.

NOTA : Pour tenir compte exactement de l'atténuation atmosphérique, il faudrait :

- fixer un site de calcul : S,
- mesurer la portée D sans GVT,
- en déduire la portée D' en espace libre (en enlevant l'atténuation atmosphérique),
- calculer la portée D'_G avec GVT par la relation :

$$D'_G = D' / \sqrt[4]{a_0}$$

- rajouter l'atténuation atmosphérique pour en déduire la portée avec GVT : D_G.

Les résultats précédents restent valables dans leur ensemble.

3.6.2 GVT programmé et GVT auto- adaptatif

Les échos de sol ne sont pas uniformément répartis dans tous les azimuts, un réglage de GVT dans un axe donné risque donc de s'avérer mal adapté dans d'autres axes.

Les utilisateurs ont alors tendance à s'aligner sur l'axe le plus défavorisé et le GVT est alors surabondant dans toutes les autres directions, au détriment de la portée pratique du radar.

La solution est alors de programmer le paramètre « a(D) » en fonction de l'azimut « θ » de l'aérien. Elle est réalisable de la manière suivante :

- découpage de l'espace radar en un certain nombre de cellules d'extension azimutale « Δθ » et d'extension en distance « ΔD »,
- attribution d'une valeur du coefficient « a » à chaque cellule, adaptée à l'évolution moyenne du fouillis qui la remplit, après un apprentissage convenable du milieu.

La règle de l'art consiste alors à calculer « a(D,θ) » de la façon optimale, compte tenu des informations recueillies, de telle manière que :

- le fouillis soit convenablement épuré,
- les échos mobiles soient le moins filtrés possible par des seuils trop élevés ou par des seuils résiduels dans des cellules devenues vides.

Ce procédé, associé à une chaîne logarithmique, donne d'excellents résultats, tant du point de vue de la visibilité des cibles que de celui de la présentation des images. Il faut d'ailleurs remarquer que cette action cellule par cellule, si le paramètre « a », est bien adapté représente bien la suppression de la valeur moyenne du fouillis (Cf. § 2.1).

Le problème posé est justement d'adapter « $a(D, \theta)$ » à la valeur moyenne du fouillis dans chaque cellule, celle-ci subissant des variations lentes, (10 minutes à quelques heures) en fonction des variations de propagation et des conditions atmosphériques. En outre, la présence de fouillis atmosphérique peut venir momentanément modifier la valeur moyenne du fouillis dans une cellule déterminée.

Une solution est de disposer d'une CAIG "Commande automatique instantanée de gain", procédé permettant de contrôler automatiquement le gain dans les étages d'amplification d'un récepteur de façon à ce que le signal de sortie demeure dans une dynamique restreinte. Le gain du récepteur est pour ce faire constamment ajusté en fonction de la force du signal reçu. Un principe connu est de disposer d'un amplificateur de fréquence intermédiaire à large bande passante comportant une boucle de contre réaction qui pilote instantanément le gain appliqué au signal inversement à l'amplitude du signal détecté.

L'évolution des techniques numériques et des capacités des mémoires associées, permettent, d'une part de mémoriser un grand nombre d'informations portant sur plusieurs tours d'antenne, d'autre part de traiter cette information par un processus très élaboré. On peut ainsi aboutir à une véritable modélisation du milieu cellule par cellule permettant une détection affinée de la présence des mobiles dont l'apparition modifie temporellement la statistique des valeurs mémorisées, qui devient ainsi un traitement auto- adaptatif au sens large du terme.

4 TESTS NON PARAMETRIQUES

4.1 GENERALITES

Tout problème de détection peut être considéré comme le test de l'appartenance d'un échantillon de durée limitée « T » du signal : « E_T » à une famille d'événements connus par leurs lois de probabilité, ou consister à regarder si la loi de probabilité que l'on peut estimer sur l'échantillon « E_T » : « \hat{g}_E », appartient à une classe de loi de probabilité donnée.

On peut ainsi définir :

- l'ensemble « θ », de toutes les lois de probabilité envisageables,
- l'ensemble « H_0 », de toutes les lois envisageables pour le bruit seul,
- l'ensemble « H_1 », complémentaire de toutes les lois signal utile plus bruit.

Et on cherchera à trouver à la fin du test la réponse à la question :

$$\hat{g}_E \in H_0 \text{ ou bien } \hat{g}_E \notin H_0 \Leftrightarrow \hat{g}_E \in H_1$$

qui permettra de classer l'échantillon comme étant du bruit seul, ou du signal mélangé à du bruit.

On peut directement rechercher la loi de probabilité estimée sur l'échantillon « E_T », mais le plus souvent des connaissances a priori sur les lois contenues dans H_0 et H_1 permettront de simplifier le problème, en calculant sur « E_T » un indicateur « \bar{I} » estimation d'un paramètre « l » choisi tel que :

$$l = 0 \Leftrightarrow g \in H_0$$

$$l \neq 0 \Leftrightarrow g \notin H_0$$

Bien sur, les calculs faits sur l'échantillon ne donnent qu'une estimation « \bar{I} » de « I ». Ainsi, si $\bar{I} = 0$, il existe une probabilité non nulle que « E_T » contienne un signal utile et inversement si $\bar{I} \neq 0$, une probabilité non nulle pour que « E_T » soit du bruit seul.

On retrouve ici les notions de probabilité de détection et de fausse alarme.

Dans le cas des **tests paramétriques**, on se donne tous les éléments des lois de probabilités (au moins du bruit seul) et \bar{I} est un estimateur lié à la **comparaison d'un événement à un paramètre calculé d'après ces lois**. C'est le cas du récepteur classique du radar qui fait la comparaison d'une amplitude détectée à un seuil calculé sur ce bruit. De telles méthodes, si elles sont appliquées à des bruits parfaitement stationnaires permettent de réguler la fausse alarme. Mais dès que ces lois varient (apparition d'un brouillage, mélange bruit- fouillis) le problème devient plus délicat à résoudre.

On a donc imaginé d'autres natures de tests, dits **tests non paramétriques**, qui ne prennent pas en compte les paramètres « ou grandeurs physiques » de ces lois de probabilité, mais **s'adressent à d'autres propriétés statistiques des signaux et bruits en présence**. Dans cette famille de tests, « E_T » est composé d'une suite de plusieurs mesures :

$$E_T = \{X_1; X_2 \dots X_M\}$$

et le problème consiste à bâtir l'estimateur « \bar{I} » à partir d'**observations** faites :

- **Sur ce seul échantillon** (estimateur calculé sur la suite des « X_i », le test est alors dit à «un échantillon», il utilise une connaissance à priori des caractéristiques du signal.
- **Sur cet échantillon par rapport à une référence «bruit seul»** mesurée par ailleurs, le test est alors dit à «deux échantillons» ; c'est un test d'homogénéité qui permet de conclure, si l'échantillon choisi est ou non de la même famille que l'échantillon de référence sans obligatoirement faire appel à une connaissance à priori sur le signal.

Si, en outre, on impose comme condition au test choisi d'être **libre sur H_0** c'est à dire de donner toujours la même réponse pour toutes les lois de probabilités prévues pour le bruit quels que soient leurs paramètres (supposés stables pendant la durée de l'estimation), alors on a créé un test non paramétrique.

On recherche en outre une grande stabilité du test devant les variations du milieu, élément qui garantit une très bonne régulation de la fausse alarme, ce qui est l'objectif recherché.

4.2 TESTS NON PARAMETRIQUES EN DETECTION RADAR

4.2.1 Classification des tests non paramétriques radar

En détection radar, deux types de tests non paramétriques ont été étudiés :

a - Test de signe (à un échantillon)

Dans ce cas, le bruit est supposé à loi de distribution symétrique et le signal de valeur moyenne non nulle. L'échantillon traité comporte toujours plusieurs mesures sur le signal composite, mais l'organisation est telle que les mesures de bruit soient indépendantes.

Le test consiste à faire la somme algébrique des signes des « n » mesures et à comparer le résultat à un seuil fixe qui peut être placé directement au bout du traitement (après une sommation sur « M » termes) ou après une post intégration ou une extraction sur « N » récurrences successives (traitement de $M \cdot N$ mesures). Le résultat obtenu dépendra à la fois du test et du traitement après test. Entre dans cette première catégorie : le TFAC, ou Dicke- Fix, amélioré.

b - Test de rang (à deux échantillons)

Il consiste à classer les mesures successives faites sur le signal par rapport à un certain nombre de mesures faites sur du bruit seul et à faire la somme des rangs ainsi obtenus ; c'est ce que réalise le test dit de Wilcoxon qui est exprimé par l'opérateur suivant, pris sur les échantillons « X_i » du signal et les échantillons « Y_j », du bruit seul :

$$\bar{I} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \Lambda(X_i - Y_j)$$

$$\Lambda = 1 \Leftrightarrow X > Y$$

$$\Lambda = 0 \Leftrightarrow X < Y$$

Si l'échantillon traité est du bruit seul, son rang sera une variable aléatoire, de loi de probabilité uniforme, comprise entre « 0 » et « $M \cdot N$ ». S'il contient du signal, cette loi n'est plus respectée. Par exemple, si la variable traitée est l'amplitude d'un signal après détection, les rangs forts seront favorisés. Entrent dans cette catégorie :

- le quantificateur de vidéo ;
- le détecteur de contraste (non paramétrique) ;
- le filtre vidéo.

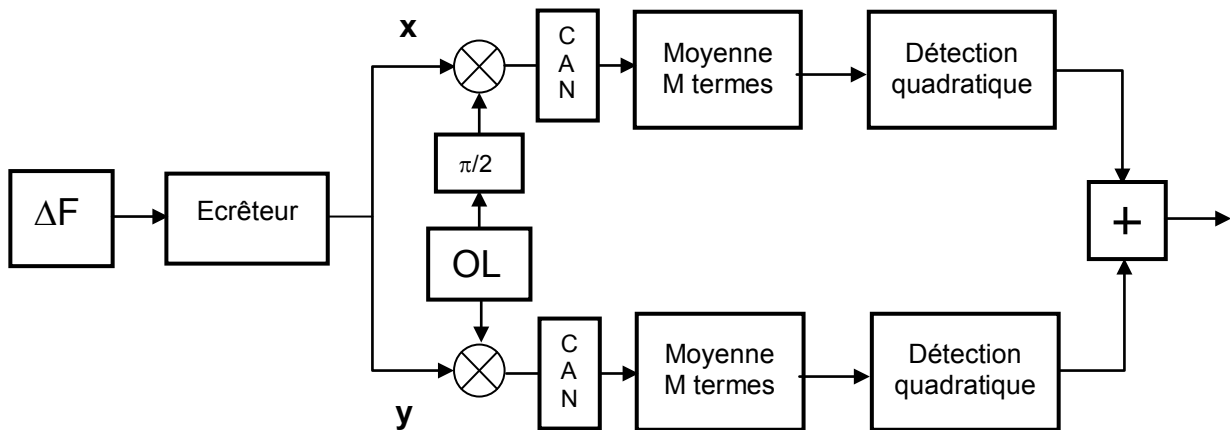
4.2.2 Dicke -fix amélioré

Le Dicke-Fix ou TFAC décrit au Paragraphe 3 est par nature un test de signe ; en effet, il transforme le bruit en échantillons de distribution symétrique + 1, - 1 avant d'en prendre la valeur moyenne par filtrage à bande étroite.

Cependant, il présente deux défauts.

- La limitation déforme le spectre du signal qui n'est plus exactement de bande « ΔF » mais dépend de la distribution du bruit.
- Le filtre adapté effectue une sommation continue du signal qui n'est pas exactement une somme prise sur « M » échantillons indépendants et est également sensible à la distribution du bruit.

On a donc été amené à imaginer un Dicke-Fix répondant de manière plus précise à ces deux conditions, ce qui peut être réalisé à partir du schéma ci - après :



Le signal après échantillonnage a pour expression :

$$\bar{s}(t) = s_0 \cdot \cos(\omega t + \varphi(t))$$

Ses composantes après échantillonnage et codage :

$$x_i = s_0 \cdot \cos \varphi_i$$

$$y_i = s_0 \cdot \sin \varphi_i$$

Le signal en sortie du dispositif est donc donné par la relation :

$$u = \frac{s_0^2}{M^2} \cdot \left[\left(\sum_1^M \cos \varphi_i \right)^2 + \left(\sum_1^M \sin \varphi_i \right)^2 \right]$$

$$u = \frac{s_0^2}{M^2} \left\{ \left[\sum (\cos \varphi_i)^2 + (\sin \varphi_i)^2 \right] + \sum_{p \neq q} \sum 2(\cos \varphi_p \cos \varphi_q - \sin \varphi_p \sin \varphi_q) \right\}$$

$$u = \frac{s_0^2}{M^2} \left\{ M + 2 \sum_1^{\frac{M^2-M}{2}} \cos \delta \varphi_j \right\}$$

Dans le cas du **signal seul** (hypothèse signal fort) :

$$\varphi \approx \text{Cte} \Leftrightarrow \delta \varphi \approx 0$$

$$\bar{u} \approx \frac{s_0^2}{M^2} \left\{ M + M^2 - M \right\}$$

$$\bar{u} = s_0^2$$

Dans le cas du **bruit seul** : « $\delta \varphi$ » est équiréparti entre 0 et 2π : $\sum \cos \delta \varphi \approx 0$

$$\bar{u} \approx \frac{s_0^2}{M}$$

La valeur moyenne du bruit est constante.

On peut également calculer sa moyenne quadratique et sa variance :

$$\bar{u}^2 = s_0^4 / M^4 \left(M^2 + 4 \overline{\left(\sum \cos \delta \varphi \right)^2} \right)$$

Le deuxième terme de cette expression concerne la somme de $(M^2 - M)/2$ termes indépendants entre eux et de valeur moyenne nulle. La valeur quadratique moyenne de cette somme est donc égale à la somme des valeurs quadratiques moyennes qui la composent donc :

$$\left(\sum \cos \delta \varphi \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{M^2 - M}{2}$$

$$\bar{u}^2 = 2 \frac{s_0^4}{M^2} - \frac{s_0^4}{M^3}$$

$$\sigma_u^2 = \bar{u}^2 - (\bar{u})^2 = \frac{s_0^4}{M^2} \left(1 - \frac{1}{M} \right) \approx \frac{s_0^4}{M^2}$$

$$\sigma_u \approx \frac{s_0^2}{M} = \bar{u}$$

Le bruit est donc parfaitement régulé, un simple seuil suffira pour fixer « P_{fa} » On retrouve ainsi, en les précisant pour les « M faibles », des résultats analogues à ceux du paragraphe 3.

On peut remarquer en outre qu'une post- intégration (N récurrences) sur ces signaux se ramènerait à traiter non pas « M » échantillons indépendants mais « M*N » échantillons indépendants, et placerait ainsi le traitement dans la zone des « M*N » grands avec une perte tendant vers 1 dB. C'est un phénomène général.

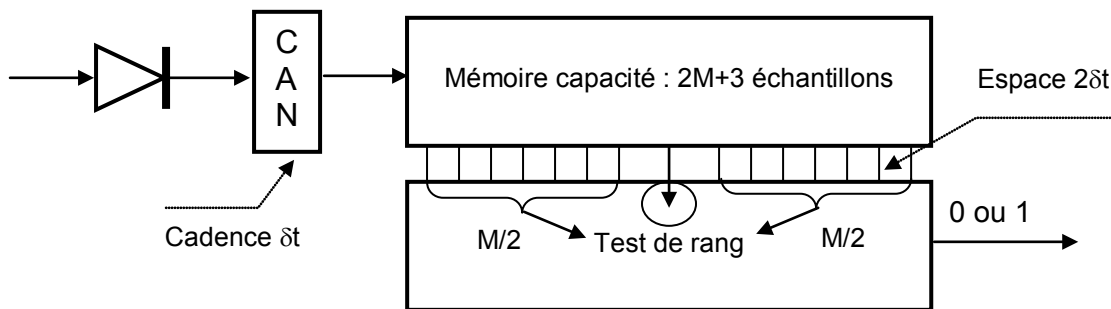
Une post- intégration ou une extraction après régulation de fausse alarme améliore toujours notablement la détection.

4.2.3 Quantificateur de vidéo

Ce circuit peut remplacer le premier seuil de quantification qui se trouve à l'entrée d'un extracteur radar. Au lieu d'un seuil fixe, il utilise un test de rang sur deux échantillons :

- l'un «litigieux» placé au centre d'une cellule (une seule mesure),
- l'autre «bruit seul», de part et d'autre (M mesures).

La décision «signal» n'est prise que si la mesure centrale est supérieure à toutes les autres. Pour être sûr que les mesures de «bruit» sont indépendantes entre elles, il faudra les espacer suffisamment, par exemple, du double de la période d'échantillonnage.



La probabilité pour qu'une mesure de bruit soit supérieure aux « M » autres est :

$$P_{fa} = \frac{M!}{(M+1)!} = \frac{1}{M+1}$$

La probabilité de fausse alarme est donc fixée par la taille du test ($P_{fa} \sim 6 \cdot 10^{-2}$ pour 16 mesures). La perte liée au test est de l'ordre de 0,5 dB si le témoin ne contient que du bruit. Elle se détériore rapidement si le témoin contient d'autres signaux (cible proche, fouillis...).

4.2.4 Détecteur de contraste non paramétrique

C'est une variante du quantificateur de vidéo adaptée à la post- intégration. Le rang de l'échantillon litigieux par rapport aux « M » mesures du témoin est calculé :

- en le comparant directement à chacune d'elles ;
- en sommant les rangs obtenus (0 ou 1) sur les « M » comparaisons ;
- en sommant les résultats obtenus sur « N » récurrences avant comparaison au seuil de détection.

On a ainsi réalisé un test de Wilcoxon :

$$\hat{H} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \Lambda(x_i - y_j) \text{ avec : si } x_i > y_j \Rightarrow \Lambda = 1 ; \text{ si } x_i < y_j \Rightarrow \Lambda = 0$$

La probabilité minimale de fausse alarme qu'un tel dispositif puisse assurer est :

$$P_{fa} = \left(\frac{1}{M+1} \right)^N$$

par exemple : $M = 16$; $N = 5$; $P_{fa} \approx 10^{-6}$

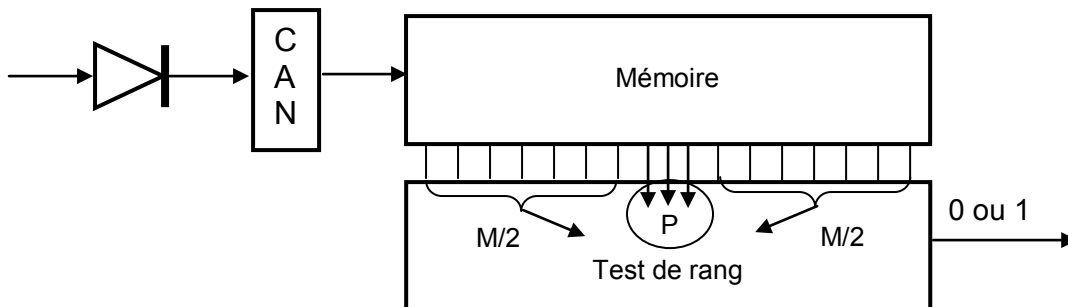
Ceci en plaçant le seuil de telle manière que seul l'indicateur le plus fort possible « $\hat{H}_{max} = m \cdot N$ » puisse passer. Pour conserver une probabilité de détection suffisante au signal, on est amené à prendre des seuils inférieurs à cette valeur.

La perte liée au test est assez bonne aux faibles rapports signal sur bruit ; elle se détériore aux forts rapports signal/bruit.

Cette variation est essentiellement due à «l'écrêtage» des signaux forts qui, dans ce cas, sont quantifiés à la valeur maximale du bruit témoin quelle que soit leur amplitude, ce qui limitera leur probabilité de détection. On pourrait diminuer cette perte dans une certaine mesure en restituant une partie de l'amplitude du signal pour les échantillons de rang élevé. A noter en outre, que ce test est perturbé par la présence d'échos de signal ou de fouillis dans l'échantillon témoin.

4.2.5 Filtre vidéo

Le même principe peut être retenu pour traiter en vidéo des signaux à bande étroite en présence de bruit à large bande.



La différence vient de la cadence d'échantillonnage qui est adaptée à la bande des bruits « ΔF » et permet alors de prendre :

$$P = \tau \cdot \Delta F$$

échantillons, sur un signal de durée « τ ». Ces « P » mesures de signal sont respectivement comparées aux « $M + P - 1$ » autres échantillons de signal et de bruit et leurs rangs respectifs sommés pour aboutir à l'estimateur.

Les résultats obtenus sont très proches de ceux du détecteur de contraste à condition de remplacer « M » par « $M + P - 1$ ».

4.2.6 Cas des témoins à mesures corrélées

Les mesures du témoin ne sont plus toutes indépendantes entre elles, dès que le bruit s'accompagne de fouillis divers. Par exemple les témoins pris sur du fouillis diffus, dont les échantillons sont quelquefois corrélés en gisement (voir chapitre 14).

La méthode la plus simple serait de décomposer l'échantillon témoin en sous- suites de mesures indépendantes, d'effectuer séparément le test en prenant ces sous- suites comme témoins et de comparer les résultats partiels pour obtenir un estimateur global. Diverses études mathématiques ont été réalisées dans ce domaine.
