

## RECOMMANDATION UIT-R M.1372-1\*

**Utilisation efficace du spectre radioélectrique par  
les stations radar du service de radiorepérage**

(Questions UIT-R 35/8 et UIT-R 216/8)

(1998-2003)

**Résumé**

La présente Recommandation contient quelques-unes des méthodes permettant d'améliorer la compatibilité entre les systèmes radar fonctionnant dans les bandes attribuées au service de radiorepérage. Elle traite de plusieurs techniques de suppression du brouillage après les opérations de détection dans le récepteur actuellement utilisées par les radars de radionavigation, de radiolocalisation et de météorologie ainsi que des compromis au niveau des performances des systèmes (limitations) propres à ces techniques.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) que la portion de spectre radioélectrique attribuée au service de radiorepérage est limitée;
- b) que le service de radiorepérage remplit des fonctions essentielles;
- c) que les caractéristiques de propagation et de détection des cibles nécessaires à ces fonctions sont optimales dans certaines bandes de fréquences;
- d) que la largeur de bande des émissions nécessaire aux stations radar du service de radiorepérage est plus grande que celle des stations de nombreux autres services;
- e) que les stations radar du service de radiorepérage peuvent utiliser rationnellement le spectre radioélectrique si l'on réduit les rayonnements non désirés de l'émetteur et si l'on a recours à des techniques de suppression du brouillage;
- f) que les méthodes de réduction des rayonnements non désirés des stations radar fonctionnant dans les bandes des 3 GHz et des 5 GHz sont traitées dans la Recommandation UIT-R M.1314;
- g) que, en raison du faible coefficient d'utilisation propre aux systèmes radar, il est possible de recourir à des techniques de suppression du brouillage pour permettre à des stations radar voisines, d'utiliser la même fréquence,

*recommande*

**1** d'envisager l'emploi, par les stations radar, de techniques de suppression du brouillage du même type que celles contenues dans l'Annexe 1, entre autres techniques, pour améliorer l'utilisation efficace du spectre radioélectrique par le service de radiorepérage.

---

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de l'Organisation maritime internationale (OMI), de l'Organisation de l'aviation civile internationale (OACI), du Comité international radiomaritime (CIRM) et de l'Organisation météorologique mondiale (OMM).

## Annexe 1

### Techniques de suppression du brouillage

#### 1 Introduction

A mesure que la demande de fréquences dans les bandes attribuées au service de radiorepérage augmente, les nouveaux systèmes radar devront utiliser le spectre radioélectrique de manière plus efficace et plus rationnelle. Dans les zones très fréquentées du globe, les systèmes de radiorepérage devront pouvoir fonctionner en présence d'une forte densité d'impulsions; c'est pourquoi de nombreux systèmes radar pourront être exposés au brouillage par impulsions. L'intégration de circuits ou de logiciels de suppression du brouillage dans les nouveaux systèmes radar doit permettre d'atteindre les performances requises en présence du brouillage par impulsions prévisible.

Les techniques de suppression du brouillage sont généralement classées en trois catégories, selon qu'elles s'appliquent à l'émetteur, à l'antenne ou au récepteur. La première de ces techniques, la plus utilisée, existe en trois variantes: prédétection, détection et postdétection.

Il y aura lieu d'examiner brièvement ci-dessous plusieurs techniques de suppression du brouillage actuellement utilisées par les radars de radionavigation, de radiolocalisation et de météorologie. Les compromis au niveau des performances du système (limitations) sont aussi traités pour nombre de ces techniques.

#### 2 Suppression de balayage de faisceaux d'antenne

Les interactions entre deux radars de type différent supposent presque toujours un défaut de synchronisme entre le balayage des deux faisceaux d'antenne. En conséquence, les situations qui posent normalement des problèmes sont les suivantes:

- couplage des lobes latéraux/arrière d'un des radars aux lobes latéraux/arrière de l'autre radar;
- couplage du lobe principal d'un des radars aux lobes latéraux/arrière de l'autre radar;
- couplage des lobes latéraux/arrière d'un des radars au lobe principal de l'autre radar.

Les niveaux dans les lobes latéraux et arrière de l'antenne sont généralement déterminés par le type d'antenne radar (réflecteur, antenne-réseau à fentes ou à commande de phase répartie, par exemple). Les antennes de type réflecteur ont généralement des niveaux moyens de  $-10$  dBi dans les lobes arrière. En conséquence, le niveau de couplage entre lobes arrière est généralement inférieur de  $70$  à  $80$  dB au niveau de couplage entre lobes principaux. Les antennes-réseaux à fentes et à commande de phase répartie peuvent atteindre des niveaux d'environ  $-30$  à  $-40$  dBi dans les lobes arrière, ce qui se traduira par des niveaux de couplage entre lobes arrière généralement inférieurs de  $90$  à  $120$  dB aux niveaux de couplage entre lobes principaux.

La puissance de couplage entre deux radars (radar 1 et radar 2) est proportionnelle à la somme du gain d'antenne du radar 1 dans la direction du radar 2 et du gain d'antenne du radar 2 dans la direction du radar 1. On appelle généralement gain d'antenne mutuel la somme des deux gains d'antenne ( $G_1(\text{dBi}) + G_2(\text{dBi})$ ). A mesure que les deux antennes pivotent, le gain mutuel fluctue rapidement dans des proportions importantes. Les antennes des deux radars tournant sur elles-mêmes de façon asynchrone - sans aucune relation rationnelle entre leurs vitesses de rotation respectives - tout point du diagramme d'antenne de l'un quelconque des radars se trouvant dans la

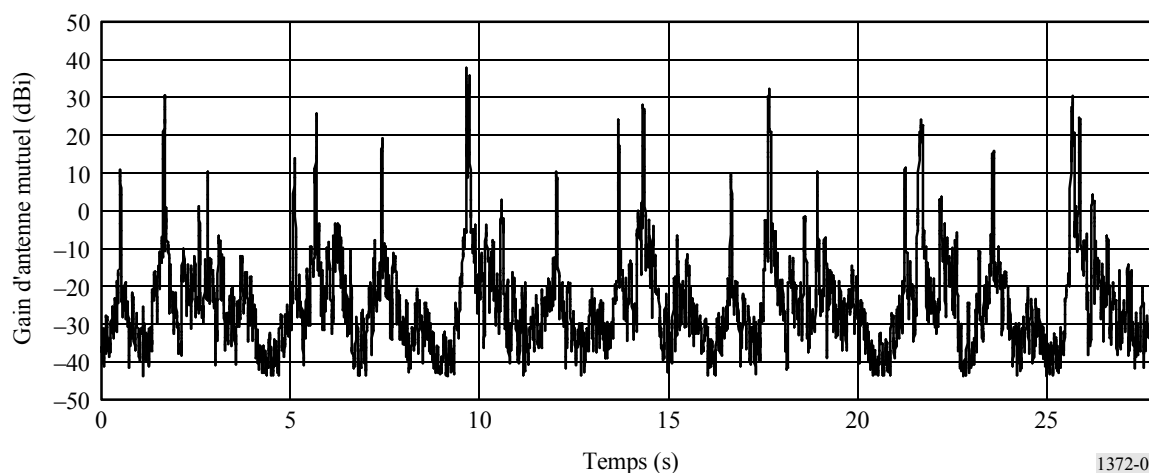
direction de l'autre radar passe progressivement par chaque point du diagramme de rayonnement de l'autre radar. A la longue, le lobe principal de chaque antenne sera pointé en même temps vers l'autre radar, à leur niveau de crête. Toutefois, ce phénomène ne se produira que très rarement et pendant un court instant. La plupart du temps, l'illumination de chaque radar par le faisceau principal de l'autre radar se produira au niveau le moins élevé dans les lobes latéraux.

Cela est particulièrement vrai en cas d'interactions de radars à 3 dimensions, qui utilisent des faisceaux ponctuels à exploration en site et en azimut, avec des radars à 2 dimensions, qui utilisent presque invariablement la seule exploration en azimut. En conséquence, les faisceaux ponctuels des radars à 3 dimensions passent en principe une grande partie du temps à explorer les régions situées au-dessus de l'horizon, dans lesquelles ils ne peuvent pas être couplés efficacement aux radars de radionavigation basés au sol. En outre, certains radars à 3 dimensions utilisent souvent une commande d'orientation et un mode d'exploration électroniques utilisant délibérément des diagrammes pseudo-aléatoires ou quasi aléatoires du fait qu'il s'adaptent à l'environnement prévu. En pareils cas, le lobe principal des radars à 3 dimensions revient dans l'axe des radars à 2 dimensions à intervalles irréguliers seulement et non pas périodiquement. En raison de l'étroitesse des lobes principaux de tous les radars, la fraction de temps pendant laquelle les lobes principaux se trouvent dans le même axe est extrêmement petite.

La Fig. 1 représente un diagramme temporel de gain mutuel entre deux antennes radars à réseau d'éléments plan dont les deux faisceaux de balayage sont orientés en direction de l'horizon. La Fig. 2 représente le diagramme temporel de gain mutuel entre deux antennes radars à réseau d'éléments plan dont l'un des faisceaux de balayage est orienté à  $45^\circ$  par rapport à l'horizon. La Fig. 3 représente une distribution du gain d'antenne mutuel pour deux antennes radar avec réflecteur présentant des valeurs de gain de 27 dBi au-dessus de l'horizon. Il ressort de la figure que le gain d'antenne mutuel est supérieur à 0 dBi pendant seulement 3% du temps et inférieur à -19 dBi pendant 50% du temps. La Fig. 3 représente également les courbes du gain d'antenne mutuel pour deux antennes à réseau d'éléments plan ayant l'une et l'autre leur lobe principal orienté en direction de l'horizon, d'une part, et dont une seulement a son lobe principal orienté à  $45^\circ$  au-dessus de l'horizon, d'autre part.

FIGURE 1

**Exemple de diagramme de gain mutuel d'antennes radar de radiolocalisation et de radionavigation à réseau d'éléments plan, avec faisceau de radiolocalisation orienté en direction de l'horizon (pour 7 balayages de l'antenne radar de radiolocalisation)**



1372-01

FIGURE 2

Exemple de diagramme de gain mutuel d'antennes radar de radiolocalisation et de radionavigation à réseau d'éléments plan, avec faisceau de radiolocalisation formant un angle de site de 45° au-dessus de l'horizon (pour 7 balayages de l'antenne radar de radiolocalisation)

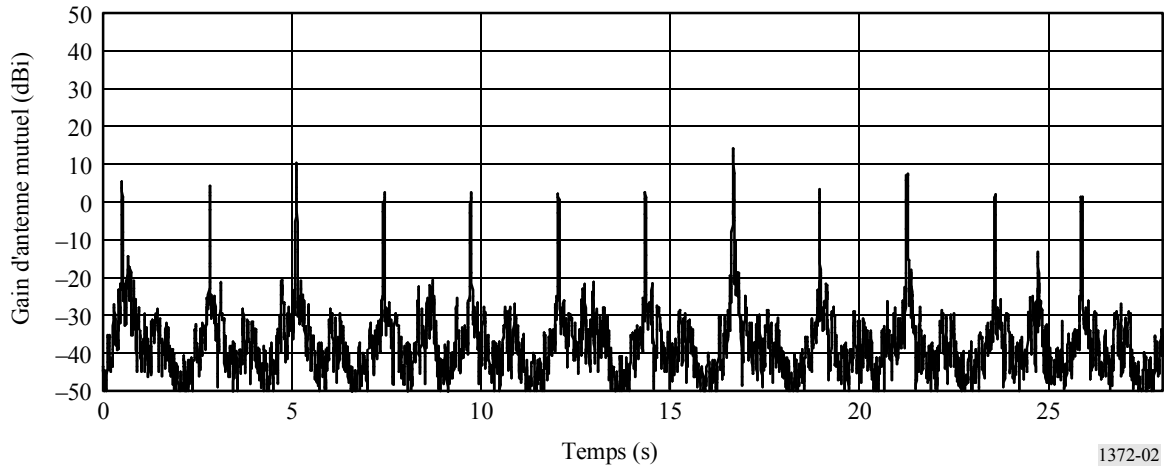
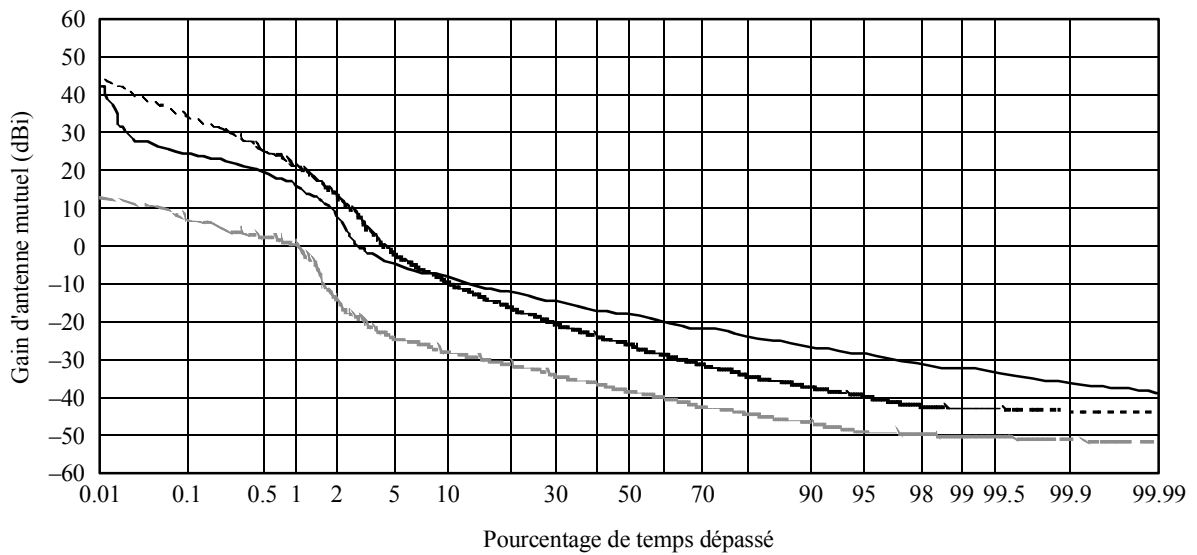


FIGURE 3



- Deux antennes à réflecteur
- - - - - Deux antennes à réseau d'éléments plan, les deux lobes principaux étant orientés en direction de l'horizon
- · - · - · Deux antennes à réseau d'éléments plan, le lobe principal de l'une des deux formant un angle d'élévation de 45°

### 3 Intégrateurs

La sommation des impulsions échos provenant d'une cible est appelée intégration. Deux raisons expliquent l'utilisation des intégrateurs:

- renforcer la visualisation des échos des cibles utiles sur les écrans radars PPI (indicateur panoramique),
- supprimer le brouillage par impulsions asynchrone.

L'intégrateur vidéo radar fonctionne sur le principe suivant lequel les échos radar d'une cible ponctuelle sont constitués d'une série d'impulsions produites à mesure que le faisceau du radar balaie la cible et qui correspondent tous à la même case distance en périodes successives (en synchronisme avec les impulsions émises par le radar). Cette série d'impulsions synchrones provenant de la cible permet d'intégrer les impulsions échos et de renforcer les signaux faibles. L'intégrateur supprime également le brouillage par impulsions asynchrone (impulsions qui ne sont pas synchrones avec celles émises par le radar) étant donné que les impulsions brouilleuses ne seront pas séparées temporellement de la période du radar et ne correspondent donc pas à la même case distance en périodes successives. Pour cette raison, le brouillage asynchrone ne se cumule pas et peut être supprimé.

Deux types d'intégrateurs sont essentiellement utilisés dans les systèmes radar. Le type le plus répandu est l'intégrateur à contre-réaction représenté à la Fig. 4. Dans certains radars de radionavigation, l'intégrateur binaire de la Fig. 5 a également été utilisé.

La Fig. 6 montre le signal de sortie simulé pour un écho utile (durée d'impulsion = 0,6  $\mu$ s, fréquence de répétition des impulsions (FRI) = 1 000) sans intégration pour un rapport signal/bruit,  $S/N$ , de 15 dB. La Fig. 7 montre le signal de sortie simulé du radar sans intégration en présence du signal utile et de trois sources de brouillage (brouilleur 1: durée d'impulsion = 1,0  $\mu$ s, FRI = 1 177; brouilleur 2: durée d'impulsion = 0,8  $\mu$ s, FRI = 900; brouilleur 3: durée d'impulsion = 2,0  $\mu$ s, FRI = 280) avec des rapports brouillage/bruit,  $I/N$ , respectifs de 10, 15 et 20 dB.

FIGURE 4

Schéma fonctionnel de l'intégrateur à contre-réaction

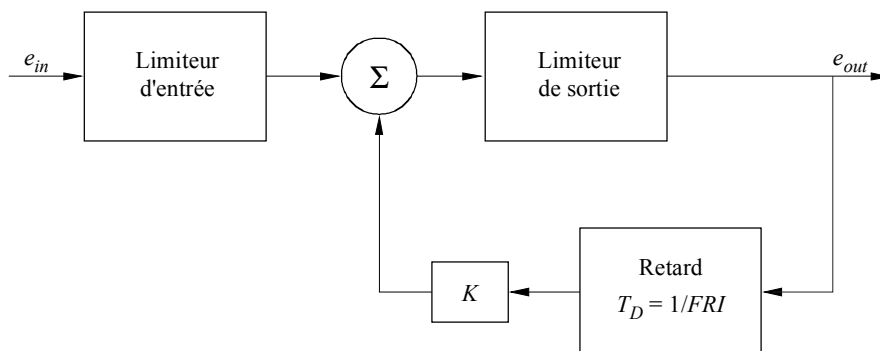
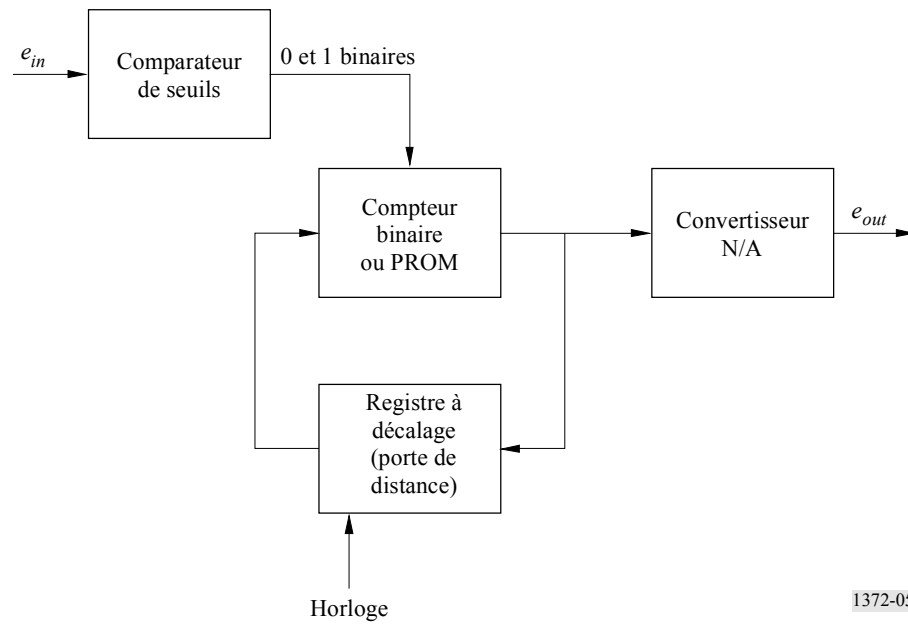
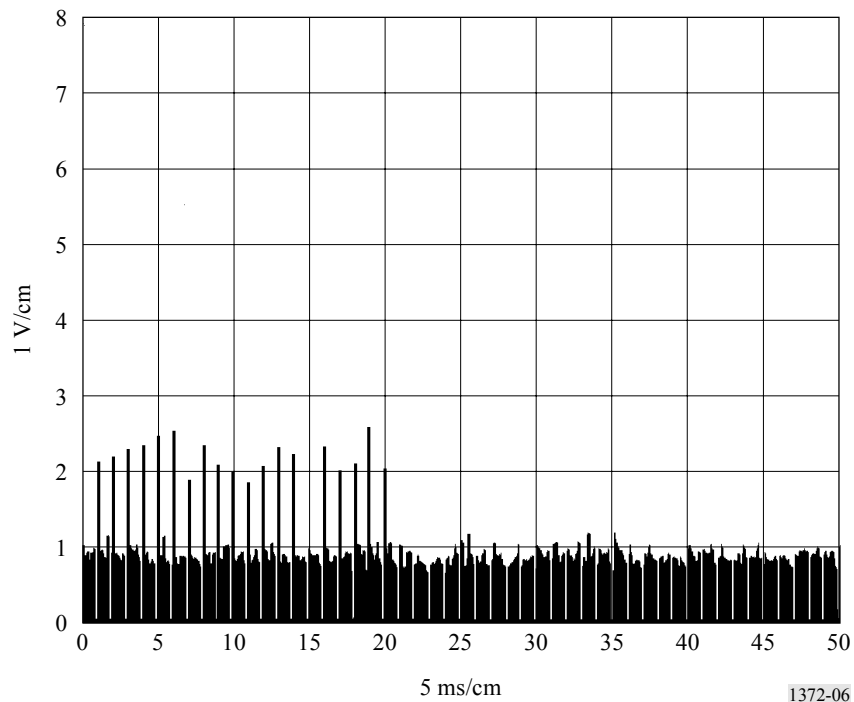


FIGURE 5  
Schéma fonctionnel de l'intégrateur binaire



1372-05

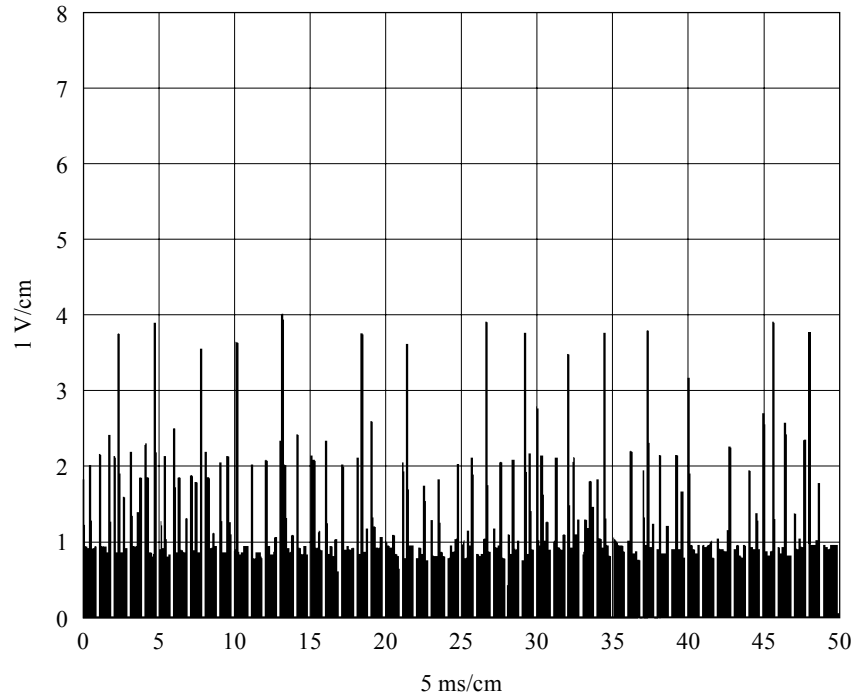
FIGURE 6  
Signal de sortie simulé du radar sans intégrateur en fonction de  
 $S/N = 15$  dB



1372-06

FIGURE 7

Signal de sortie simulé du radar sans intégrateur en présence de brouillage



$S/N$  utile = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 1 = 10 dB  
 $I/N$  du brouilleur 2 = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 3 = 20 dB

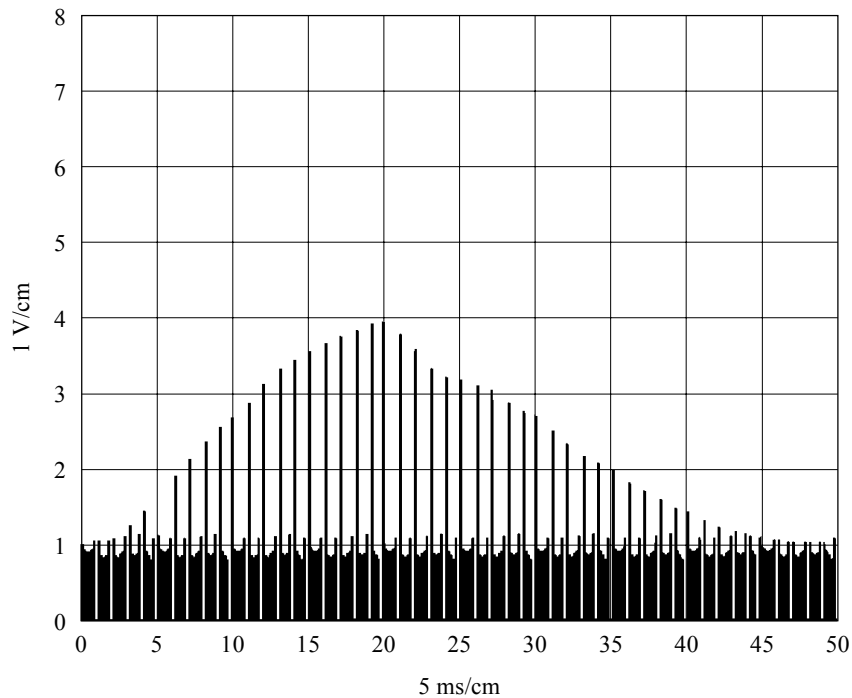
1372-07

### 3.1 Intégrateur à contre-réaction

L'intégrateur à contre-réaction représenté à la Fig. 4 est constitué d'un limiteur d'entrée, d'un sommateur et d'une boucle de contre-réaction avec un limiteur de sortie et une temporisation correspondant à l'intervalle entre les impulsions de l'émetteur ( $1/FRI$ ) des radars à trains d'impulsions fixes. Le gain total,  $K$ , de la boucle de contre-réaction est inférieur à l'unité pour empêcher l'instabilité. Le limiteur d'entrée agit comme un circuit d'écrêtage vidéo afin de fournir des impulsions d'entrée à niveau constant à l'intégrateur à contre-réaction; c'est un élément des circuits de l'intégrateur nécessaire pour supprimer le brouillage par impulsions asynchrone. Le limiteur d'entrée, dont le seuil est généralement réglable, contrôle les propriétés de transfert de l'intégrateur. La Fig. 8 montre le signal de sortie du radar pour les mêmes conditions de brouillage que celles de la Fig. 7, avec intégration de la contre-réaction pour un seuil fixé à 0,34 V du limiteur d'entrée. Le brouillage asynchrone a été supprimé par l'intégrateur à contre-réaction.

FIGURE 8

Signal de sortie simulé du radar avec intégrateur à contre-réaction  
en présence du brouillage



$S/N$  utile = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 1 = 10 dB  
 $I/N$  du brouilleur 2 = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 3 = 20 dB

1372-08

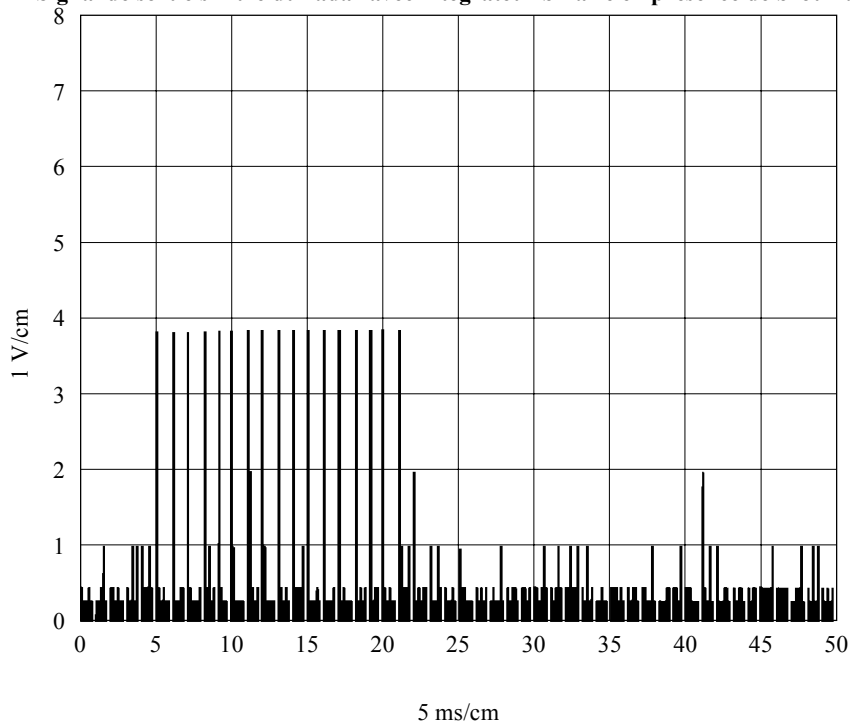
### 3.2 Intégrateur binaire

L'intégrateur binaire représenté à la Fig. 5 est constitué d'un détecteur de seuil ou d'un comparateur, d'un compteur binaire ou d'une logique (circuit d'addition/de soustraction) à mémoire PROM, d'une mémoire avec registre à décalage multibits et d'un convertisseur numérique-analogique (N/A). Chaque période entre impulsions est divisée en cases distance. Chaque fois que l'impulsion écho de la cible, le bruit et/ou le brouillage dépassent le seuil du comparateur, le compteur binaire ou la logique PROM est incrémenté. Pour cette simulation, on a utilisé une logique PROM avec incrémentation des états non linéaire (1, 2, 4, 8, 16, 31). Si les impulsions successives du train d'échos se situent toujours au-dessus du seuil du comparateur dans la case distance donnée, la PROM est chaque fois incrémentée à l'état immédiatement supérieur jusqu'à atteindre 31, le niveau maximal de l'intégrateur. Si, au cours d'une période FRI, le signal ne dépasse pas le seuil du comparateur, la logique PROM est décrémentée à l'état immédiatement inférieur, jusqu'à atteindre le niveau zéro. La soustraction donne la décroissance voulue du signal du train d'impulsions échos lorsque le faisceau n'est plus sur la cible, ce qui permet de supprimer les signaux brouilleurs asynchrones. L'amplitude de tension à la sortie du convertisseur N/A de l'intégrateur est déterminée par le compteur binaire ou le niveau de la PROM (0 à 31) pour la case distance donnée, fois 0,125 V. Aussi, pour le niveau 31 du compteur binaire, la tension de sortie maximale du signal renforcé sera de 3,875 V ( $31 \times 0,125$ ). La Fig. 9 montre le signal de sortie radar dans les mêmes conditions de brouillage que celles de la Fig. 7, après intégration binaire. Le brouillage asynchrone a été supprimé par l'intégrateur binaire.



FIGURE 9

Signal de sortie simulé du radar avec intégrateur binaire en présence de brouillage



$S/N$  utile = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 1 = 10 dB  
 $I/N$  du brouilleur 2 = 15 dB  
 $I/N$  du brouilleur 3 = 20 dB

1372-09

### 3.3 Compromis

|                       |      |  |
|-----------------------|------|--|
| Décalage angulaire de | 0,9° | (ouverture de faisceau 0,7) pour l'intégrateur à la cible en azimut: contre-réaction |
|                       | 0,2° | (ouverture de faisceau 0,2) pour l'intégrateur binaire                               |
| Résolution angulaire: | 1,2° | (ouverture de faisceau 0,9) pour l'intégrateur à contre-réaction                     |
|                       | 0°   | (ouverture de faisceau nulle) pour l'intégrateur binaire.                            |

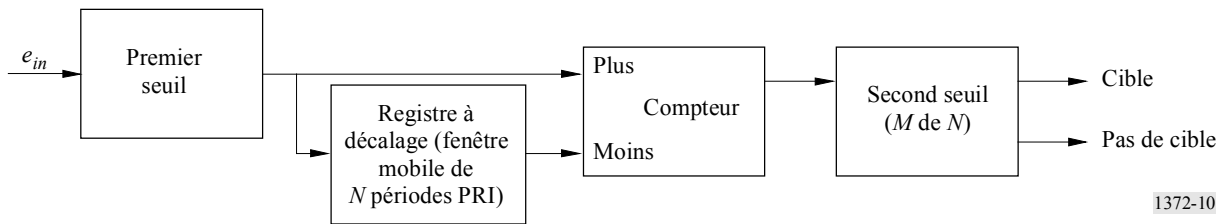
### 3.4 Sensibilité du signal utile

La sensibilité baisse d'environ 1 dB lorsque l'intégrateur est réglé de manière à supprimer, dans les modes 2 et 3 d'annulation des impulsions, sans contre-réaction, le brouillage impulsionnel en mode vidéo normal et en mode d'élimination des échos fixes (MTI, *moving target indicator*). Toutefois, en mode MTI avec contre-réaction, la perte de sensibilité peut atteindre 2 dB en raison de la nécessité de régler le limiteur d'entrée de l'intégrateur de manière à maintenir le niveau de brouillage au-dessous du niveau de bruit intrinsèque.

#### 4 Détection à seuil double

La détection à seuil double, parfois appelée détection séquentielle, est une technique de traitement du signal post-détection utilisée sur les radars de radionavigation et de recherche. Sa fonction est d'extraire les cibles des impulsions échos ou de les en distinguer. Toutefois, la méthode à seuil double possède aussi la capacité inhérente de supprimer les fausses alarmes produites par le brouillage impulsionnel asynchrone. La Fig. 10 est le schéma fonctionnel (simplifié) du détecteur à seuil double.

FIGURE 10  
Schéma fonctionnel du détecteur à seuil double



La détection «à seuil double» consiste à fixer un niveau de polarisation,  $T$ , le «premier seuil» à la sortie du détecteur radar ou du filtre Doppler, et à compter ensuite le nombre d'impulsions dont l'amplitude dépasse ce niveau  $T$  dans une «fenêtre temporelle mobile». Celle-ci est constituée de  $N$  périodes de récurrence dans une case distance donnée,  $N$  étant approximativement égal au nombre d'impulsions émises pendant que le faisceau balaie un angle correspondant à l'ouverture angulaire du faisceau à mi-puissance. Si, dans une case distance donnée, le nombre d'impulsions dépassant le niveau  $T$  dans la fenêtre mobile est supérieur ou égal au nombre  $M$ , le «second seuil» préattribué, il faut considérer qu'une cible est présente dans la case. Les valeurs du premier seuil  $T$  et du second seuil  $M$  sont choisies en fonction d'une probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$  et la probabilité de détection,  $P_d$ .

Il existe par ailleurs des critères de détection à seuil double plus complexes que ceux ci-dessus. Il est possible d'utiliser, par exemple, une taille de fenêtre fixe ayant des niveaux de premier seuil différents pour le front avant et le front arrière. Il est aussi possible d'utiliser une fenêtre de taille variable avec des premiers seuils différents pour les fronts avant et arrière.

A première vue, la technique à seuil double devrait être efficace dans l'atténuation des effets du brouillage impulsionnel asynchrone. Lors du passage du faisceau sur la cible, les échos reçus correspondent à la même case distance. Toutefois, des impulsions brouilleuses aléatoires apparaissant pendant la période de récurrence ne se produiront probablement guère plus de quelques fois dans  $N$  périodes de récurrence dans la même case distance à moins que l'impulsion brouilleuse ne soit extrêmement intense.

##### 4.1 Compromis

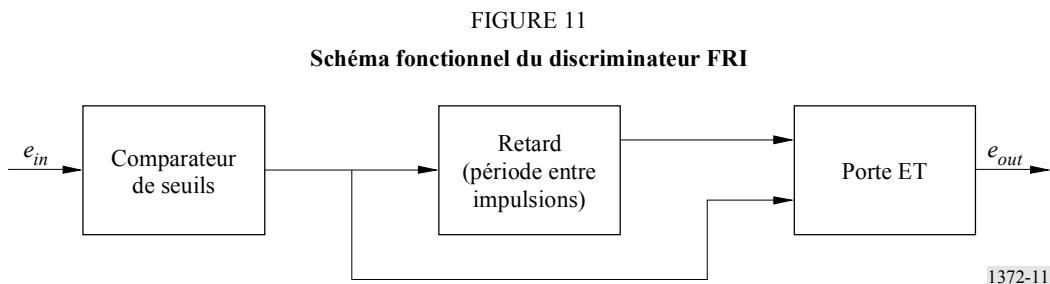
Le détecteur à seuil double a une probabilité de détection de la cible légèrement moins grande que celle des intégrateurs à sommation des impulsions d'échos. L'efficacité ( $P_d$  et  $P_{fa}$ ) du détecteur à seuil double en matière de suppression du brouillage impulsionnel asynchrone dépend du premier et du second seuil.

## 5 Discriminateur FRI

La Fig. 11 est le schéma fonctionnel simplifié d'un discriminateur FRI, parfois appelé corrélateur d'impulsion à impulsion. Celui-ci utilise un comparateur de seuils, un retard (registre à décalage) et un circuit de coïncidence (porte ET) pour supprimer les impulsions brouilleuses asynchrones n'ayant pas la même FRI (période entre impulsions) que le signal utile. Le discriminateur fonctionne généralement au niveau de la vidéo, les impulsions d'échos dépassant le seuil étant envoyées au comparateur; une période de récurrence des impulsions après, une deuxième impulsion d'écho atteint l'entrée du circuit de coïncidence au moment précis où la première quitte le registre à décalage. Par cette méthode, toutes les impulsions d'échos du train, sauf la première, sont traitées. Le niveau de seuil du comparateur est généralement fixé à un rapport seuil/bruit de 6 à 8 dB. Il est possible de concevoir des discriminateurs FRI plus complexes pour supprimer les multiples du signal FRI utile.

### 5.1 Compromis

Le discriminateur FRI ne renforce pas le signal utile comme le fait le circuit à intégrateur à contre-réaction ou à intégrateur binaire. De plus, il y a perte de sensibilité du signal utile en fonction du seuil fixé pour le comparateur.



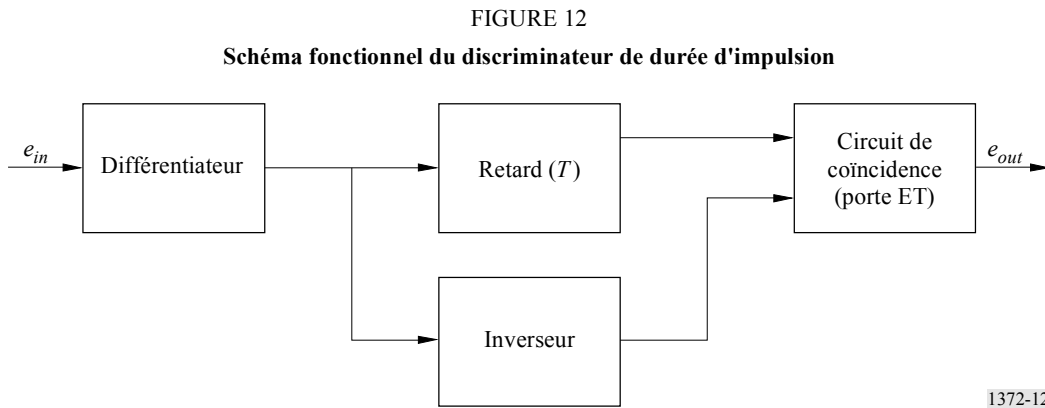
## 6 Discriminateur de durée d'impulsion

Si la durée d'impulsion du brouilleur est différente de celle du radar visé, on peut l'utiliser comme moyen de discrimination. Une méthode de mise en œuvre d'un discriminateur de durée d'impulsion est représentée à la Fig. 12. L'impulsion d'entrée est différenciée et scindée en deux canaux. Dans un de ceux-ci, l'impulsion différenciée est retardée d'un temps correspondant à la largeur,  $\tau$ , de l'impulsion utile, alors que dans l'autre l'impulsion différenciée est inversée. Si l'impulsion d'entrée est de largeur  $\tau$ , l'impulsion inversée de front arrière différenciée coïncide dans le temps avec l'impulsion de front avant retardée du temps  $\tau$ . Le circuit de coïncidence permet aux signaux des deux canaux de ne passer que s'ils vont coïncider exactement dans le temps. Si l'impulsion d'entrée n'est pas de largeur  $\tau$ , les deux pointes ne coïncident pas dans le temps et l'impulsion est éliminée.

Les discriminateurs de durée d'impulsion ne sont généralement pas efficaces contre les brouillages de fréquence légèrement décalée en raison de la réponse impulsionnelle à la sortie FI du récepteur au front avant et au front arrière d'un signal à impulsion légèrement décalée en fréquence. Les réponses des fronts avant et arrière d'un signal impulsionnel légèrement décalé en fréquence sont généralement analogues à celles obtenues pour toute la largeur d'impulsion du signal utile car les radars sont équipés de filtres FI accordés.

## 6.1 Compromis

Les discriminateurs de durée d'impulsion diminuent généralement la sensibilité du récepteur et donc la probabilité de détection.



## 7 Discrimination d'amplitude d'impulsion

Il est possible d'utiliser la discrimination de l'amplitude d'impulsion pour supprimer le brouillage impulsionnel asynchrone si le niveau du signal brouilleur est supérieur de quelques décibels au bruit du récepteur ou au niveau du fouillis radar. Dans une des techniques de discrimination d'amplitude d'impulsion, le niveau du signal de la même case distance est cumulé pour plusieurs périodes d'impulsion radar consécutives. La valeur de la tension est mémorisée et la tension moyenne calculée. La tension dans chaque case distance est ensuite comparée à 4 ou 5 fois la moyenne. Si l'une des cases distance dépasse cette valeur, elle est remplacée par la moyenne. S'il y a du brouillage dans une des cases distance seulement et du bruit dans les autres, le brouillage impulsionnel asynchrone avec une valeur maximale de  $I/N$  comprise entre 12 et 14 dB (selon les critères de 4 ou 5 fois la moyenne) sera éliminé pour la suite du traitement radar.

Il est possible de mettre au point de nombreux algorithmes différents pour supprimer le brouillage impulsionnel asynchrone basés sur la discrimination des amplitudes d'impulsion. La mission du radar et le type de traitement du signal radar doivent être pris en considération dans le choix d'un algorithme de discrimination d'amplitude d'impulsion.

### 7.1 Compromis

Les inconvénients au niveau du signal utile peuvent être maintenus au minimum par le choix de l'algorithme approprié. Les discriminateurs d'amplitude d'impulsion ne suppriment pas les signaux brouilleurs faibles et ne fonctionnent pas de manière satisfaisante en présence de fouillis important, à moins de leur conférer des caractéristiques additionnelles.

## 8 Suppresseur d'impulsions asynchrones

Dans les radars Doppler, les impulsions perdent leur identité en traversant le filtre Doppler, la suppression directe des impulsions asynchrones ne peut donc être effectuée qu'avant cette opération de filtrage. Pour ce faire, on procède localement, pour chaque case distance, à une opération de calcul des valeurs moyennes et de seuil englobant tous les PRI ou «balayages» de chaque intervalle de traitement cohérent (CPI) (plutôt que plusieurs cases distance d'un même PRI, comme on le fait dans le cas d'une fenêtre d'arrière-plan CFAR de détection de valeur moyenne pour des cellules). Comme tous les PRI d'un tel groupe d'échantillons, à l'exception d'un seul, sont en principe exempts d'impulsions asynchrones, la moyenne des tensions, puissances ou logarithmes de tension dans chaque fenêtre d'arrière-plan CFAR est généralement inférieure à la valeur d'une cellule de case distance donnée dans laquelle une impulsion parasite asynchrone est échantillonnée. Comme dans la méthode locale de calcul des valeurs moyennes et de seuil du taux CFAR appliquée au flux de détection principal, le seuil de détection est fixé à un multiple approprié de la moyenne des valeurs de la fenêtre d'arrière-plan, et les impulsions asynchrones dépassant ce seuil, ou les détections associées à ces impulsions, sont supprimées.

## 9 Taux de fausses alarmes prolongées (CFAR)

La mise en oeuvre dans les radars actuels d'un procédé d'enregistrement local des valeurs moyennes et de seuil du taux CFAR est pour ainsi dire pratique courante. Les radars Doppler et de types autres utilisent les uns et les autres des circuits CFAR. Dans les radars Doppler, le taux CFAR est calculé à la sortie du banc de filtrage Doppler. Cette opération vise à fixer un seuil de détection qui s'adapte au niveau de fouillis (et de brouillage) dans le voisinage immédiat de chaque cellule de case distance/Doppler/azimut qui est soumise à des essais en vue de localiser la présence d'une cible. Pour calculer localement les valeurs moyennes et de seuil du taux CFAR, on crée une fenêtre réglable pour chaque PRI. Chacune de ces fenêtres réglables recouvre la cellule de case de distance pour laquelle il convient de décider de procéder à une première détection, augmentée d'environ 10 à 30 cellules de case de distance adjacentes (généralement situées, pour la moitié d'entre elles, à de courtes distances et, pour l'autre moitié, à de longues distances). Au cours du calcul local des valeurs moyennes et de seuil du taux CFAR, on détermine la valeur moyenne des amplitudes du signal dans lesdites cellules adjacentes (souvent désignées sous la dénomination de fenêtre d'arrière-plan) et on multiplie cette valeur moyenne par 4 ou par 8, par exemple, pour déterminer le seuil de détection local.

Le faible rapport cyclique des impulsions parasites asynchrones n'aura aucun effet sur le seuil tant que les rapports brouillage/bruit seront de l'ordre de 30 dB ou plus. En outre, pour le calcul du taux CFAR avec établissement des valeurs moyennes des cellules, on peut utiliser une technique permettant d'écarter, aux fins du calcul des valeurs moyennes, une cellule contenant les signaux de plus forte intensité parmi les cellules de case distance adjacentes (voir le § 8). Le recours à cette technique permet d'éviter que des impulsions asynchrones isolées ne contaminent la valeur de seuil et ne produisent des niveaux de seuil indûment élevés. Néanmoins, des signaux brouilleurs à ondes entretenues (MDP-2, MDP-4, etc.) auront un effet préjudiciable sur toutes les cellules de case distance/Doppler/azimut, ce qui entraînera une élévation du seuil de détection avec perte des cibles visées. On recourt parfois à d'autres techniques de calcul du taux CFAR, fondées sur un classement des cellules de la fenêtre d'arrière-plan en fonction de l'amplitude des signaux. Les signaux de plus forte amplitude, qui ne sont utilisés que pour établir les classements, sont de fait éliminés; leur niveau d'amplitude effectif n'influe donc aucunement sur le seuil, pas même indirectement dans le calcul de la moyenne de toutes les valeurs des cellules. Ces techniques ont donc un effet modérateur analogue sur les impulsions brouilleuses de faible amplitude. Toutes les techniques de calcul du taux CFAR visent également, en règle générale, à écarter le risque que des impulsions brouilleuses de forte amplitude ne déclenchent de fausses alarmes. Le déclenchement de telles alarmes est souhaitable lorsque le rapport cyclique des signaux brouilleurs est faible, mais il a pour effet de réduire la probabilité de détection en cas de réception de signaux brouilleurs dont le rapport cyclique est élevé.

## 10 Rejet du traitement Doppler

Même si les techniques de suppression des impulsions asynchrones examinées ci-dessus dans le cadre des radars Doppler ne sont pas mises en oeuvre, les impulsions asynchrones occasionnent un affaiblissement d'intégration, par rapport à un train d'impulsions asynchrones, dans le filtrage Doppler. Par exemple, les filtres Doppler utilisent généralement une dizaine d'impulsions par intervalle de traitement cohérent (CPI), mais ce chiffre peut tomber à 4 impulsions par CPI. Dans le premier cas, c'est-à-dire pour 10 impulsions par CPI, le rejet des impulsions asynchrones isolées, par rapport au retour du synchronisme provoqué par une cible valable, intervient pour une valeur d'environ 18 dB (avec une marge de 2 dB compte tenu de la pondération due à la fenêtre de données); pour 4 impulsions par CPI, toutefois, le rejet des impulsions asynchrones isolées intervient pour une valeur d'environ 10 dB (avec une marge du même ordre).

Etant donné que les radars Doppler ont un grand nombre de bandes passantes Doppler, une autre possibilité d'identifier les impulsions asynchrones isolées tient au fait qu'une impulsion équivaut à un signal impulsionnel entrant dans chaque filtre Doppler. Du fait qu'il est uniforme, c'est-à-dire qu'il recouvre toutes les fréquences, le spectre d'une impulsion produit des signaux de même valeur à la sortie de tous les filtres. Certains processeurs Doppler détectent l'apparition de signaux simultanés à la sortie de plusieurs filtres Doppler et en profitent du même coup pour signaler la présence d'impulsions (asynchrones) isolées. Cette technique peut être associée aux méthodes de suppression des impulsions asynchrones (voir le § 8) mises en oeuvre avant le filtrage Doppler, ou peut être utilisée isolément.

---