

La calibration d'antenne

Influence des défauts de chaîne sur les performances de traitement d'antibrouillage radar

Influence of Arrays Errors on the Performances of Radar Adaptive Antenna Processing

par **F. LE CHEVALIER, D. MEDYNSKI*, C. RICHÉ*, D. MULLER****

LCTAR (Le Centre Thomson d'Applications Radar)
78140 - Vélizy-Villacoublay

* ONERA (Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales)
B.P 72 - 92322 Châtillon Cedex

** Thomson CSF/SDC - 92363 Meudon la Forêt.

Résumé

L'objet de ce chapitre est de présenter quelques éléments d'analyse relatifs à l'influence des imperfections de calibration d'antenne sur les performances de traitements de formation de voies adaptatives en radar. Ce type de traitement est mis en place pour détecter les cibles en présence de brouillage, ce qui se traduit par une coloration spatiale du bruit de réception.

On rappelle dans un premier temps les caractéristiques générales des traitements considérés et les critères de performances examinés. On rappelle également les modèles d'imperfections pris en compte dans l'évaluation : disparités de gains complexes des chaînes de réception, des fonctions de transfert, etc. Deux exemples illustrent l'influence des divers types de défauts sur les performances du traitement.

Mots clés : Traitement d'antenne adaptatif.

Abstract

The purpose of this chapter is to present some results concerning the impact of array errors residuals, after calibration of the antenna, on the performances of adaptive array processing in radar applications. Adaptive array processing is a means for detecting targets in presence of jammers, e.g. in presence of spatially coloured noise.

The processing concept is recalled, and indexes of performance examined. Some models of array errors are presented concerning for instance, complex gains differences, or transfert function differences, from channel to channel.

Two examples illustrate the influence of the various types of error on the processing performances.

Key words : Adaptive array.

1. Introduction

L'objet de ce chapitre est de présenter quelques éléments d'analyse relatifs à l'influence des imperfections de calibration d'antenne sur les performances de traitements de formation de voies adaptatives en radar.

On rappelle dans un premier temps les caractéristiques générales des traitements considérés, et les critères de performances examinés. On rappelle également les modèles d'imperfections des chaînes de réception pris en compte dans l'évaluation (présentés par ailleurs de façon plus détaillée dans la première partie -

chapitre 2). Dans une deuxième étape, sont présentés quelques résultats illustratifs, obtenus dans le cadre de deux applications, traitées respectivement à l'ONERA, et à THOMSON-CSF/SDC.

2. Rappel : caractéristiques des traitements

Le cadre considéré ici est celui des procédures d'antibrouillage (antennes à formation de voies adaptatives), dans lequel il s'agit d'évaluer l'influence sur les performances des traitements d'une dégradation des signaux en sortie de capteurs due à des imperfections de l'antenne ou des chaînes de réception.

Rappelons dans un premier temps le problème que l'on cherche à résoudre.

Un réseau d'antennes capte les signaux provenant, d'une part, de la réflexion sur un ensemble de cibles, d'un signal émis de forme connue (signaux « utiles »), d'autre part, de sources externes rayonnant un signal aléatoire de type bruit blanc par exemple (signaux de « brouillage »). Ces signaux sont reçus avec des temps d'arrivée différents sur chaque capteur, retards qui se traduisent, dans le cas de signaux à bande étroite, par de simples déphasages.

L'ensemble du dispositif (réseau de capteurs, chaînes de réception) est modélisé simplement selon un principe décrit dans le deuxième chapitre de la partie précédente. Les caractéristiques réelles des équipements intégrés induisent néanmoins un comportement du dispositif légèrement différent, dans la pratique, de celui que permet de décrire un modèle simplifié.

Le problème posé ici est celui de la détection d'un ou plusieurs échos en présence de brouilleurs, lorsque le traitement utilisé est un traitement de formation de voies adaptatives. Ce dernier consiste à pondérer le vecteur x des signaux reçus en sortie de réseau, par un vecteur complexe w maximisant le rapport signal utile à bruit en sortie, compte tenu de la présence de brouilleurs.

Dans le schéma le plus classique (méthode de Capon), le vecteur des pondérations optimales est donné par :

$$w = \frac{R^{-1}a}{\sqrt{a^*R^{-1}a}}$$

avec R : matrice de covariance des signaux (bruit thermique et brouilleurs)

et a : vecteur directionnel associé à la direction de pointage.

La question traitée dans la suite de ce chapitre concerne l'influence de l'imperfection du dispositif (antenne, réception) sur la performance du traitement présenté ci-dessus.

3. Analyse qualitative des performances

3.1. PERFORMANCES GÉNÉRALES DES MÉTHODES DE CALIBRATION EN RADAR

L'efficacité d'une procédure de calibration doit être mesurée avec des critères d'évaluation appropriés, en fonction des objectifs que doit satisfaire le système dans lequel elle est implantée. Dans le cadre général des traitements radar, différentes fonctions sont affectées par la qualité de la calibration de l'antenne; de ce fait, plusieurs critères doivent être considérés. On rappellera ici les plus fréquemment utilisés : il s'agit de la probabilité de détection, puis de la résolution angulaire. La qualité de réjection des brouillages est également un critère intéressant. Enfin, le niveau de lobes secondaires pour une direction de pointage donnée peut être un indicateur utile.

3.1.1. Détection

La détection est souvent la première fonction demandée aux radars à formation de faisceaux : un critère approprié est donc celui de la probabilité de détection, à probabilité de fausse alarme¹ donnée (critère de Neymann-Pearson). Dans une première approche, il est en général possible de considérer que la calibration ne modifie pas la probabilité de fausse alarme : le critère d'efficacité est alors simplement l'amélioration de la probabilité de détection apportée par la mise en œuvre de la calibration.

L'évaluation de ce critère oblige à prendre en compte l'ensemble du traitement du signal, y compris d'éventuels traitements adaptatifs. Il oblige également à prendre en compte des situations de cibles multiples de niveaux différents, puisque c'est dans cette situation que le défaut de calibration se manifeste. Il oblige enfin à prendre en compte les échos de fouillis, si ceux-ci sont susceptibles de modifier les performances de la calibration.

3.1.2. Résolution

La résolution angulaire (capacité de dénombrement) et la précision de localisation sont des critères importants dont la qualité peut être fortement influencée par celle de la calibration. Là encore, l'ensemble du traitement de signal doit être pris en compte.

3.1.3. Résistance au brouillage

La résistance au brouillage d'un traitement radar est une donnée importante, particulièrement lorsqu'elle fait intervenir une formation de voies adaptatives. Elle peut être caractérisée par divers indicateurs, détaillés dans le paragraphe suivant. Comme précédemment, l'ensemble du traitement doit être pris en compte dans l'évaluation.

3.1.4. Lobes secondaires

Le calcul des critères précédents, dans un contexte donné, nécessite une simulation fine de l'ensemble du radar et de son environnement, ce qui est complexe à réaliser dans la pratique. Dans une étape de définition préliminaire ou de mise au point d'un équipement, l'examen des niveaux de lobes secondaires angulaires fournit un indicateur simple – quoique partiel – des performances d'un traitement d'antenne. En particulier, il est intéressant de comparer, par exemple, le niveau de lobes secondaires avec et sans calibration automatique, avec et sans traitement adaptatif, dans différentes situations typiques.

1. Au moins pour ce qui concerne la fausse alarme sur bruit thermique : la fausse alarme sur les échos de fouillis pourrait au contraire être affectée par une focalisation des échos, suivant le système utilisé pour la fixation du seuil de détection.

3.2. PERFORMANCES DES TRAITEMENTS D'ANTIBROUILLAGE

Dans le contexte qui nous intéresse plus précisément ici, celui des traitements d'antibrouillage par formation de voies adaptatives, certains indicateurs permettent de qualifier efficacement la performance du dispositif. On considère plus particulièrement les critères que sont la puissance résiduelle des interférences (PRI), et le rapport signal à bruit plus interférences (RSBI).

3.2.1. Modèle des signaux

Rappelons d'abord simplement, en précisant les notations, les grandeurs relatives aux signaux traités qui interviennent dans la définition des critères de performances.

3.2.1.1. Bruit thermique

Le bruit thermique est supposé blanc et uniforme de capteur à capteur; sa matrice de corrélation est donc l'identité à un terme de puissance près, pris arbitrairement égal à 1.

Donc : $\mathbf{R}_{bth} = \mathbf{I}$

3.2.1.2. Signal utile

On s'intéresse à la détection d'un signal utile provenant d'une direction donnée; il est caractérisé par son « vecteur directionnel » $\mathbf{a}_0(f)$, et par une modulation $\mu(f)$ a priori fonction de la fréquence.

Dans le cas d'un modèle « bande étroite », on peut négliger la dépendance des expressions précédentes avec la fréquence; le vecteur directionnel devient donc : $\mathbf{a}_0 = \mathbf{a}_0(f_0)$, et la modulation se réduit à l'amplitude A_0 du signal utile, avec :

$A_0 = \mu(f_0)$, et

$|A_0|^2 = P_c$ (P_c : puissance du signal utile).

3.2.1.3. Signaux d'interférence

Les interférences sont supposées engendrées par P sources parasites, caractérisées par des vecteurs directionnels $\mathbf{a}_p(f)$, et des modulations de densités spectrales $|\mu_p(f)|^2$.

Leur matrice d'intercorrélation est donc donnée par :

$$\mathbf{R}_I = \sum_p \int |\mu_p(f)|^2 \mathbf{a}_p(f) \mathbf{a}_p(f)^* df$$

qui se réduit, dans le cas d'un modèle à bande étroite, à :

$$\mathbf{R}_I = \sum_p P_p \mathbf{a}_p(f_0) \mathbf{a}_p(f_0)^*$$

où P_p désigne la puissance du brouilleur d'indice p .

3.2.2. Puissance résiduelle des interférences

La puissance résiduelle des interférences (PRI), est définie comme la puissance de parasites en sortie de traitement, rapportée au bruit thermique. Elle caractérise donc la gêne créée par les interférences, et permet de comparer leur effet vis-à-vis d'une situation « claire ».

Dans le cas d'un traitement de Formation de Faisceau par le Calcul (FFC) adaptative bande étroite (à coefficients indépendants de la fréquence) appliquant une pondération spatiale \mathbf{w} aux signaux reçus, ce critère s'exprime simplement par :

$$PRI = \frac{\mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^* \mathbf{w}}$$

où \mathbf{R} représente la matrice de corrélation totale des parasites :

$$\mathbf{R} : \mathbf{R}_I + \mathbf{R}_{bth}$$

Lorsque la méthode d'adaptation est la méthode de Capon citée ci-dessus, l'expression précédente devient :

$$PRI = \frac{\mathbf{a}_0^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0}{\mathbf{a}_0^* \mathbf{R}^{-2} \mathbf{a}_0}$$

3.2.3. Rapport signal à bruit plus interférences

Le rapport signal à bruit plus interférences (RSBI) est défini comme le rapport des puissances obtenues en sortie de traitement dans deux situations données :

- présence du seul signal utile en entrée,
- présence des seuls signaux parasites en entrée (bruit thermique + brouilleurs).

Il permet, par rapport au critère précédent, de décrire l'effet des traitements et des défauts de calibration, sur les signaux « utiles », et en particulier les effets de pertes supplémentaires engendrés par certains traitements adaptatifs.

Dans le cas d'une FFC de pondération \mathbf{w} , il s'exprime, dans le cas général, par :

$$RSBI = \frac{\left| \int \mathbf{w}^* \mu(f) \mathbf{a}_0(f) df \right|^2}{\mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w}}$$

Dans le cas d'un modèle « bande étroite », l'expression précédente se simplifie et devient :

$$RSBI = P_c \frac{|\mathbf{w}^* \mathbf{a}_0|^2}{\mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w}}$$

soit, dans le cas de la méthode de Capon :

$$RSBI = P_c \mathbf{a}_0^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_0$$

où P_c est la puissance de la cible.

Ce dernier indicateur sera plus particulièrement utilisé dans la suite du chapitre.

3.3. INFLUENCE DES PERTURBATIONS

L'analyse des principales sources de perturbations a été effectuée dans le chapitre 2 de la partie précédente, traitant du contexte général de l'application radar. On rappelle ici celles qui interviennent dans les performances des traitements d'antibrouillage, et on exprime leur influence sur le critère *RSBI* défini ci-dessus.

3.3.1. Défauts linéaires indépendants de la fréquence

Les défauts linéaires indépendants de la fréquence sont par exemple :

– les *disparités dans les gains complexes* de chaîne : amplitude, phase différentes sur chaque capteur. Dans ce cas, la *m*-ième composante a_{pm}^{def} du vecteur directionnel \mathbf{a}_p^{def} repérant chaque source (utile ou parasite) s'écrira :

$$a_{pm}^{def} = a_{pm} \cdot g_m \exp j(\delta\varphi_m)$$

avec :

- \mathbf{a}_p : vecteur directionnel sans défaut,
 - $\delta\varphi_m$: déphasage différentiel sur le récepteur *m*,
 - g_m : gain différentiel sur le récepteur *m*,
- ($\delta\varphi_m, g_m$ indépendants de la direction des sources).

– l'incertitude sur la *position des capteurs* \mathbf{r}_m , qui se traduit également par une erreur de phase, dépendant en revanche de la direction des sources :

$$\mathbf{r}_m^{def} = \mathbf{r}_m + \delta\mathbf{r}_m$$

– les *couplages entre antennes*, se traduisant par une transformation matricielle sur le vecteur \mathbf{a} :

$$\mathbf{a}^{def} = \mathbf{C} \mathbf{a}$$

où \mathbf{C} est la matrice de couplage mutuel entre éléments.

Le critère de mesure de performances *RSBI* est donc modifié, en présence de défauts de chaîne linéaires indépendants de la fréquence, et devient :

$$RSBI = P_c = \frac{|\mathbf{w}^* \mathbf{a}^{def}|^2}{\mathbf{w}^* \mathbf{R} \mathbf{w}}$$

soit :

$$RSBI = P_c \frac{|\mathbf{a}^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}^{def}|^2}{\mathbf{a}^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}}$$

3.3.2. Défauts linéaires dépendants de la fréquence

– les retards de groupe différents d'un capteur à l'autre, ou plus généralement, les *disparités entre fonctions de transfert*, d'un capteur à l'autre.

Ce type de perturbation reste indépendant de la direction d'arrivée des sources. Il se traduit par une perturbation des vecteurs

directionnels réels des sources (utiles et parasites) en fonction de la fréquence, de la forme :

$$a_{pm}^{def}(f) = a_{pm}(f) \cdot g_m(f) \exp j(2\pi f \tau_m + \delta H_m(f))$$

– les effets de propagation, notamment les couplages des éléments rayonnant avec le sol, et/ou les trajets multiples, peuvent se modéliser également comme une perturbation des fonctions de transfert de capteur à capteur, mais dépendant cette fois de la direction des sources, donc de la forme :

$$a_{pm}^{def}(f) = a_{pm}(f) \cdot g_{p,m}(f) \exp j(2\pi f \tau_{p,m} + \delta H_{p,m}(f))$$

L'influence de ces défauts sur les critères étudiés intervient dès l'instant où les signaux traités ne sont plus à bande infiniment étroite. L'expression générale des critères reste valide en remplaçant l'expression idéale des vecteurs directionnels \mathbf{a}_p par leur expression perturbée $\mathbf{a}_p^{def}(f)$.

L'étude de l'effet de telles perturbations sera détaillée sur des exemples concrets au paragraphe suivant.

3.3.3. Défauts non linéaires

Les défauts non linéaires tels que la non linéarité des récepteurs, l'élimination imparfaite des fréquences image, ..., ont été mentionnés dans un précédent chapitre. L'évaluation de leur influence sur les performances d'antibrouillage est très significative, mais ne sera néanmoins pas abordée en détail dans le cadre de cet article.

On présentera simplement quelques résultats relatifs à l'effet d'un jitter d'échantillonnage sur les convertisseurs A/N. Ce dernier se traduit par la superposition, aux signaux reçus, d'un bruit multiplicatif, spatialement et temporellement blanc, dont l'énergie et liée à la fréquence maximale des signaux échantillonnés, et à l'écart-type de l'erreur sur l'instant d'échantillonnage.

Il induit de ce fait un phénomène de limitation sur la valeur du critère *RSBI* mentionné ci-dessus : un traitement même adaptatif ne modifie pas le niveau de ce parasite supplémentaire par rapport à celui du bruit thermique; le niveau résiduel d'interférences ne peut donc pas être ramené à un niveau inférieur à ce bruit multiplicatif.

4. Exemples d'application

4.1. RÉSEAU ALÉATOIRE BANDE ÉTROITE

Le premier exemple présenté concerne l'évaluation du critère *RSBI* en fonction de défauts linéaires dépendant de la fréquence, dans le cadre d'un réseau aléatoire. On présente le modèle de perturbations retenu, puis des résultats de simulation sont présentés sur des scénarios typiques.

4.1.1. Modèle de perturbations

Dans cet exemple, un nombre limité de défauts a été considéré. La fonction de transfert $H_m(f)$ du canal a été modélisée par :

$$H_m(f) = g_m(f) \cdot \exp(j(2\pi(f - f_0)\tau_m + \delta\varphi_m))$$

où :

- τ_m représente le retard de groupe différentiel sur le canal m .
- $\delta\varphi_m$ représente le déphasage différentiel (résiduel après étalonnage) sur le canal m ,
- $g_m(f)$ représente le gain différentiel sur le canal m (dû aux différences de réalisations des filtres d'une voie à l'autre).

On a considéré ici un modèle de perturbations sinusoïdales fonctions de la fréquence :

$$g_m(f) = 1 + \varepsilon_m \sin(2\pi s_m f + \xi_m)$$

dans lequel :

- ε_m représente l'ondulation du filtre sur la voie m ,
- s_m et ξ_m sont ajustés pour représenter le nombre d'ondulations n_m du filtre m sur la bande de fréquence utile B .

On prendra (cf. fig. 2-a)

$$\xi_m = (2p + 1)\frac{\pi}{2}, \quad p \text{ entier arbitraire, et } s_m B = n_m - \frac{1}{2}$$

4.1.2. Résultats

Le scénario adopté était le suivant :

- réseau aléatoire linéaire de 50 capteurs répartis sur une couverture de 25λ ,
- 10 brouilleurs,
- puissance de brouillage/variance du bruit : autour de 40 dB.

Les figures représentent le *RSBI*, rapporté au rapport signal à bruit obtenu en l'absence de brouillage, en fonction du gisement de la cible, le réseau étant supposé parfaitement pointé sur la cible.

La figure 1 donne l'influence des erreurs de phase $\delta\varphi_m$ (en degrés), et de la dispersion sur les retards τ_m .

La figure 2 donne l'influence de la dispersion sur l'amplitude des ondulations ε_m .

La figure 3 donne l'influence de la dispersion sur le nombre d'ondulations.

Toutes les perturbations sont calculées par tirage de variables aléatoires uniformes, indépendantes d'un capteur à l'autre.

4.1.3. Interprétation

On constate que les disparités dans les gains complexes de chaîne ont une importance assez faible sur ce genre de traitement (fig. 1-a) : en général, le système rejette un signal de brouillage sous réserve que le front d'onde correspondant soit suffisamment différent du front d'onde de référence, lié à la direction visée.

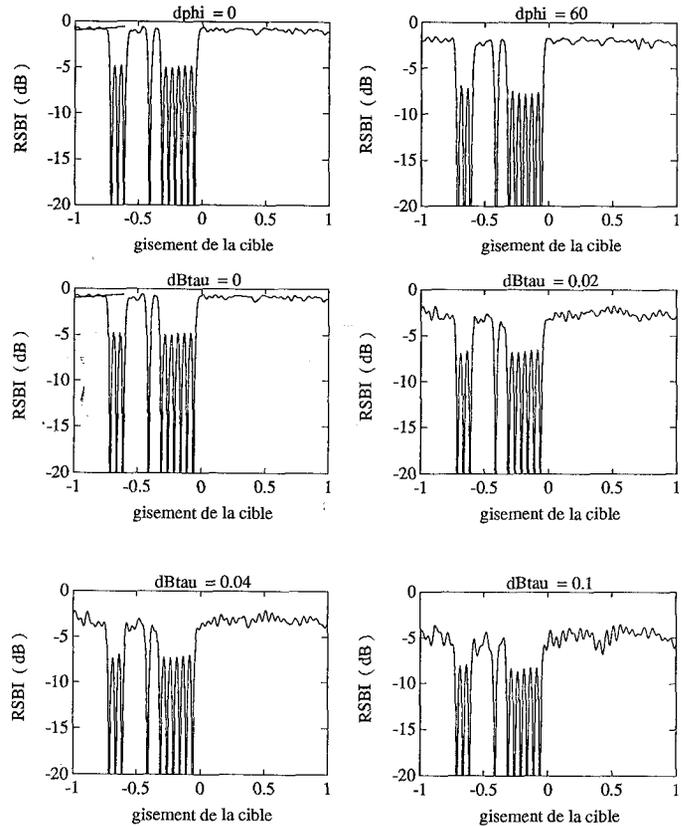


Figure 1. – Influence des disparités de phase et de retard de groupe.

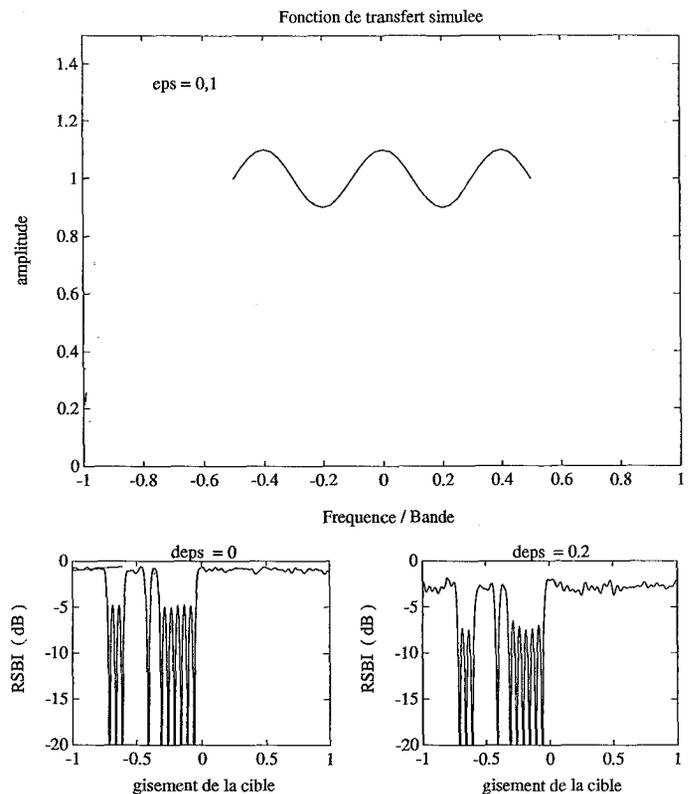


Figure 2. – Influence des disparités d'amplitude des ondulations.

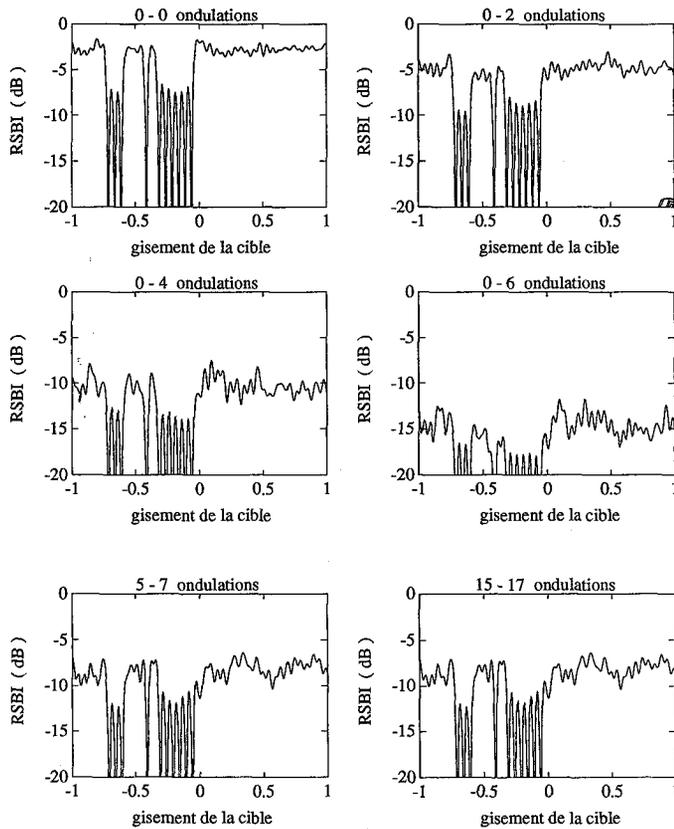


Figure 3. – Influence des disparités de nombre d'ondulations - $\epsilon = 0,1$.

Ce dernier étant tout de même assez bien connu, les brouilleurs sont assez bien éliminés. Une perte sera constatée sur le signal utile, mais cette perte est semblable à celle subie par le traitement classique. On a donc ici un comportement assez différent de celui observé sur les méthodes « haute résolution ».

Les retards de groupe, différents d'un capteur à l'autre (fig. 1-b), interviennent par le fait que l'antenne crée des zéros de directivité dans les directions brouillées sur la fréquence centrale, alors que ceci devrait être effectué dans toute la bande utile. Les disparités entre fonctions de transfert d'une antenne à l'autre ont le même effet global.

Le traitement optimal théorique des signaux large bande conduirait en fait à remplacer les pondérations complexes w par un filtre complexe $w(f)$ donné par :

$$W(f) = \Gamma^{-1}(f) \cdot a(f) \cdot \mu(f)$$

où $\Gamma(f)$ est la matrice de densité spectrale des signaux parasites. On a alors :

$$RSBI = \frac{\left| \int W^*(f) \cdot a(f) \cdot \mu(f) \cdot df \right|^2}{\int W^*(f) \cdot \Gamma(f) \cdot W(f) \cdot df}$$

$$= \int a(f)^* \Gamma^{-1}(f) a(f) \cdot |\mu(f)|^2 \cdot df$$

On obtient donc des formules analogues au cas faible bande. Dans le cas courant du traitement de signaux à bande non nulle par une procédure bande étroite, on a :

$$RSBI = \frac{\left| \int |\mu(f)|^2 \cdot a_{def}^*(f) \cdot R^{-1} \cdot a(f_0) \cdot df \right|^2}{\int |\mu(f)|^2 \cdot a^*(f_0) \cdot R^{-1} \cdot \Gamma(f) \cdot R^{-1} \cdot a(f_0) \cdot df}$$

Dans le cas de retards de groupe différents d'un capteur à l'autre, le paramètre dimensionnant est le produit :

$$B \tau_{def}$$

où τ_{def} représente l'ordre de grandeur des différences de retards de groupe, et B est la largeur de bande passante des signaux.

L'amplitude de l'ondulation des filtres (fig. 2-b) intervient peu, pourvu que le nombre d'ondulations soit identique d'un capteur à l'autre. Par contre, cette ondulation devient critique si le nombre d'ondulations varie fortement d'un filtre à l'autre : voir figure 3, correspondant à de fortes disparités entre filtres, pour laquelle l'amplitude d'ondulation ϵ est fixée à 0,1 sur chaque voie, et le nombre d'ondulations est pris équiréparti entre les valeurs indiquées.

4.2. RÉSEAU RÉGULIER A BANDE ÉTROITE

Le deuxième exemple présenté concerne l'évaluation du niveau de lobes secondaires angulaires, et du critère PRI en fonction de divers types de défauts linéaires ou non, dans le cadre d'un petit réseau non lacunaire. On rappelle le modèle de perturbations retenu, puis des résultats de simulation sont présentés sur des scénarios typiques.

4.2.1. Modèle de perturbations

La fonction de transfert $H_m(f)$ du canal m a été modélisée par :

$$H_m(f) = g_m(f) \cdot \exp(j(2\pi(f - f_0)\tau_m + \delta\varphi_m))$$

avec les mêmes notations qu'au paragraphe 4.1.1.

On a considéré ici un modèle correspondant à une erreur de réglage de la fréquence centrale des filtres, supposés par ailleurs identiques et de fonction de transfert nominale : $H_0(f)$.

soit : $g_m(f) = H_0(f - \delta f_m)$

dans lequel δf_m représente le biais sur la fréquence centrale du filtre sur la voie m .

Ce biais est considéré pour différentes valeurs relatives par rapport à la bande du signal.

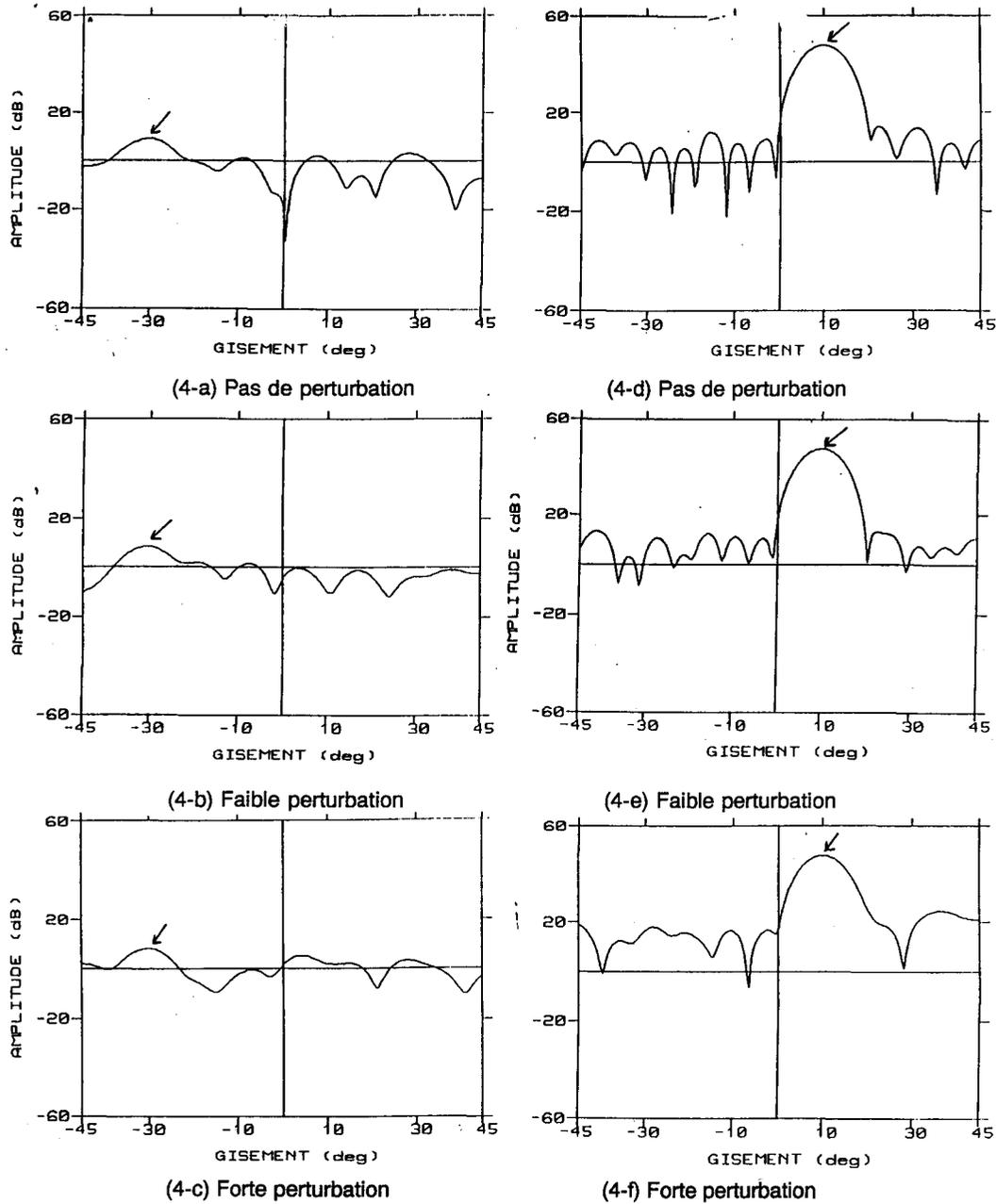


Figure 4. – Influence des défauts sur la réponse d'antenne.

Enfin, un défaut non linéaire correspondant à un jitter sur les horloges de déclenchement des convertisseurs A/N a été pris en compte, selon le principe évoqué dans un paragraphe précédent.

Les perturbations sont calculées par tirage de variables aléatoires gaussiennes, indépendantes d'un capteur à l'autre.

4.2.2. Résultats

Le scénario adopté était le suivant :

- réseau linéaire régulier de 16 capteurs espacés de $0,8 \lambda$,
- bande de réception : 1 MHz.

4.2.2.1. Déformation de la réponse d'antenne

Une première série de résultats concerne l'étude de la déformation du diagramme d'antenne, lorsque les défauts décrits précédemment sont introduits avec une amplitude progressivement croissante. Les relevés de diagrammes présentés sur la figure 4 sont obtenus par simulation de sources ponctuelles défilant dans le champ du réseau, traité par une formation de voies fixes pondérée (de façon à disposer de lobes secondaires faibles au repos).

Les figures 4-a à 4-c représentent les réponses obtenues sur un écho de faible niveau, successivement en l'absence de perturba-

tions (4-a), puis en présence des 4 types de défauts mentionnés ci-dessus, selon une hypothèse de perturbation faible (4-b), puis plus importante (4-c). Les niveaux de perturbation introduits ici sont respectivement (en écart-type) de :

- 1,0 et 6,0 degrés d'erreur de phase,
- 1,0 et 10,0 ns d'erreur de retard,
- 8 et 50 kHz d'erreur de fréquence centrale des filtres,
- 4 et 40 ps de jitter d'échantillonnage.

On constate que la forme et le niveau de la réponse obtenue sont peu affectés par les perturbations; la qualité de détection d'un écho faible en situation claire est donc peu sensible à la présence des défauts de chaîne.

Les figures 4-d à 4-e illustrent les résultats obtenus en revanche sur un écho de fort niveau, dans des configurations similaires. On note que dans ce cas, le niveau de lobes secondaires est sensiblement modifié par l'introduction des défauts. Ce dernier passe de 39 dB environ, sur une situation idéale, à 27 dB environ, dans le cas de la plus forte perturbation. Les résultats obtenus en appliquant les perturbations séparément montrent par ailleurs que la déformation prépondérante est due aux erreurs de phase. On note en revanche que le niveau du lobe principal, sa largeur et la position de son maximum sont peu affectés par les perturbations, ce qui corrobore les observations effectuées à faible rapport signal à bruit.

Ainsi, dans le cas où une FFC à coefficients fixes peut être utilisée, la qualité de la calibration influera principalement sur les capacités du radar à détecter simultanément des sources de fort contraste relatif, et à isoler les échos de fouillis. Les performances de base de détection et de localisation d'une cible isolée y seront en revanche peu sensibles. Enfin, une calibration d'amplitude et de phase pourra être suffisante pour atteindre des performances proches des performances nominales.

4.2.2.2. Influence sur la Puissance Résiduelle d'Interférences

Une deuxième série de résultats concerne l'étude de la Puissance Résiduelle d'Interférences (PRI). Celle-ci a été estimée par simulation sur un scénario comportant 10 brouilleurs de puissance totale voisine de 60 dB, par rapport au bruit thermique.

Les types de défauts considérés sont cette fois introduits séparément, et le traitement appliqué est un traitement de FFC adaptative classique (méthode de Capon). La figure 5 présente le tracé du critère de PRI pour différents modèles de perturbations, et

pour différentes hypothèses de niveau de perturbation, reprenant les valeurs numériques mentionnées ci-dessus.

Les courbes présentées mettent clairement en évidence le comportement mentionné plus haut : la PRI moyenne n'est pas affectée par les défauts linéaires indépendants de la fréquence (phase), en revanche elle l'est fortement par les défauts linéaires dépendant de la fréquence (retard, fréquence centrale). L'effet de défauts non linéaires (jitter, non représenté ici) s'apparente à celui des défauts dépendants de la fréquence.

On remarque aussi l'influence des défauts précédents sur la capacité de localisation des sources en « haute résolution », en examinant la position et l'acuité des « pics » présents dans les directions des brouilleurs : on note que, dans ce cas, le défaut de phase joue à nouveau un rôle prépondérant dans la performance, alors que les autres défauts n'exercent d'influence que pour des valeurs très élevées (dans la pratique nettement supérieures aux qualités permises en utilisant des technologies standards).

5. Conclusions

On a cherché, dans ce chapitre, à donner un aperçu du rôle joué par la calibration d'antenne et de chaîne de réception, dans les performances de traitements radar, et en particulier dans les traitements de formation de voies adaptatives.

Les quelques résultats de simulations présentés dans un contexte pratique font ressortir l'influence relative de divers types de défauts sur les traitements considérés.

On peut retenir que les défauts linéaires indépendants de la fréquence agissent principalement sur le niveau de lobes secondaires d'antenne (en FFC fixe) et sur la qualité des traitements haute résolution; en revanche, les défauts linéaires dépendants de la fréquence, et les défauts non linéaires agissent principalement sur la capacité de réjection des interférences.

Dans tous les cas, une forte dépendance entre les aspects spatiaux et fréquentiels des traitements est mise en évidence.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.E. HUDSON, « Adaptive antenna principles », *IEE Electromagnetic waves series*, 1981.

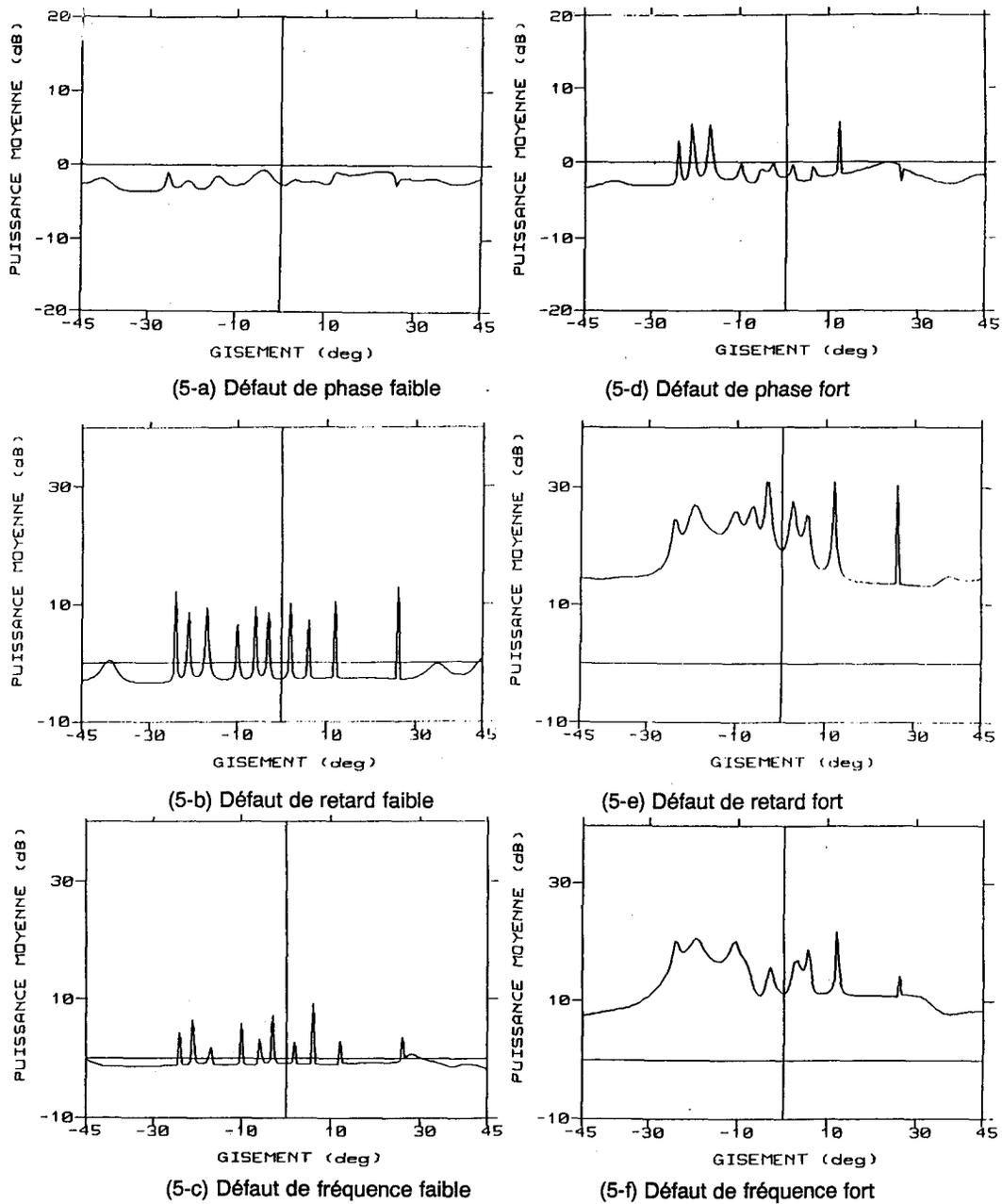


Figure 5. – Influence des défauts sur la réjection des interférences.