

Union internationale des télécommunications

**UIT-R**

Secteur des Radiocommunications de l'UIT

**Rapport UIT-R SM.2355-0**  
(06/2015)

## **Evolution du contrôle du spectre**

**Série SM**  
**Gestion du spectre**



Union  
internationale des  
télécommunications

## Avant-propos

Le rôle du Secteur des radiocommunications est d'assurer l'utilisation rationnelle, équitable, efficace et économique du spectre radioélectrique par tous les services de radiocommunication, y compris les services par satellite, et de procéder à des études pour toutes les gammes de fréquences, à partir desquelles les Recommandations seront élaborées et adoptées.

Les fonctions réglementaires et politiques du Secteur des radiocommunications sont remplies par les Conférences mondiales et régionales des radiocommunications et par les Assemblées des radiocommunications assistées par les Commissions d'études.

## Politique en matière de droits de propriété intellectuelle (IPR)

La politique de l'UIT-R en matière de droits de propriété intellectuelle est décrite dans la «Politique commune de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI en matière de brevets», dont il est question dans l'Annexe 1 de la Résolution UIT-R 1. Les formulaires que les titulaires de brevets doivent utiliser pour soumettre les déclarations de brevet et d'octroi de licence sont accessibles à l'adresse <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/fr>, où l'on trouvera également les Lignes directrices pour la mise en oeuvre de la politique commune en matière de brevets de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI et la base de données en matière de brevets de l'UIT-R.

### Séries des Rapports UIT-R

(Egalement disponible en ligne: <http://www.itu.int/publ/R-REP/fr>)

Séries	Titre
<b>BO</b>	Diffusion par satellite
<b>BR</b>	Enregistrement pour la production, l'archivage et la diffusion; films pour la télévision
<b>BS</b>	Service de radiodiffusion sonore
<b>BT</b>	Service de radiodiffusion télévisuelle
<b>F</b>	Service fixe
<b>M</b>	Services mobile, de radiorepérage et d'amateur y compris les services par satellite associés
<b>P</b>	Propagation des ondes radioélectriques
<b>RA</b>	Radio astronomie
<b>RS</b>	Systèmes de télédétection
<b>S</b>	Service fixe par satellite
<b>SA</b>	Applications spatiales et météorologie
<b>SF</b>	Partage des fréquences et coordination entre les systèmes du service fixe par satellite et du service fixe
<b>SM</b>	<b>Gestion du spectre</b>

*Note: Ce Rapport UIT-R a été approuvé en anglais par la Commission d'études aux termes de la procédure détaillée dans la Résolution UIT-R 1.*

Publication électronique  
Genève, 2016

© UIT 2016

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

## RAPPORT UIT-R SM.2355-0

**Evolution du contrôle du spectre**

(2015)

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1 Introduction .....	3
2 Détection des signaux de faible intensité .....	3
2.1 Amplificateur à détection synchrone .....	3
2.2 Intégration d'échantillons.....	4
2.3 Corrélation .....	5
2.4 Suppression adaptative du bruit.....	7
3 Séparation des signaux sur une même fréquence .....	8
3.1 Technique de séparation des signaux pour un seul canal .....	8
3.2 Séparation des signaux pour plusieurs canaux .....	12
4 Localisation multimode (fondée sur une combinaison de techniques de localisation) ..	13
4.1 Angle d'arrivée.....	14
4.2 Différence entre les instants d'arrivée.....	14
4.3 Différence entre les fréquences d'arrivée.....	14
4.4 Puissance d'arrivée.....	14
4.5 Identification fondée sur les données .....	15
4.6 Rapport des gains à l'arrivée .....	15
5 Conclusion.....	15
Annexe 1 – Exemples d'application de techniques de contrôle du spectre évoluées.....	15
A1.1 Application de la technique de corrélation pour la détection des brouillages satellitaires .....	15
A1.2 Utilisation de la technique de restitution de signaux de forte intensité pour le contrôle des émissions de satellites .....	19
A1.3 Application de l'algorithme ICA pour un seul canal pour la séparation des signaux.....	20
A1.4 Formation de faisceau ou filtrage spatial pour le contrôle des émissions en ondes décimétriques/métriques .....	24

	<i>Page</i>
A1.5 Application de l'algorithme ICA pour plusieurs canaux pour la séparation des signaux .....	26
A1.6 Géolocalisation de stations de base GSM.....	29
Annexe 2 – Exemples d'applications de géolocalisation combinée.....	30
A2.1 Méthode hybride AOA/TDOA .....	30
A2.2 Méthode hybride TDOA/GROA .....	31

## 1 Introduction

L'objectif de la gestion du spectre est triple: optimiser l'efficacité d'utilisation du spectre, réduire au minimum les brouillages et faire cesser toute utilisation non autorisée et abusive du spectre. Le contrôle du spectre, qui représente en quelque sorte les yeux et les oreilles du spectre, est absolument nécessaire et extrêmement important pour la gestion de la ressource radioélectrique, des stations de radiocommunication et de l'environnement électromagnétique dans la mesure où il fournit des données précieuses sur le contrôle des émissions radioélectriques, y compris sur l'occupation du spectre, les caractéristiques des signaux comme le champ, la largeur de bande, le type de modulation, l'emplacement de l'émetteur, etc.

Les systèmes de radiocommunication ne cessent d'évoluer, à un rythme très rapide. Pour ce qui est de l'utilisation du spectre, ils font appel à diverses techniques, avant tout l'agilité de fréquence, le multiplexage sur une même fréquence, l'accès large bande, l'étalement du spectre (étalement du spectre en séquence directe, saut de fréquences), etc. Les systèmes de radiocommunication pilotés par logiciel et les systèmes de radiocommunication cognitifs illustrent bien cette évolution des systèmes de radiocommunication. Par voie de conséquence, les futurs systèmes de contrôle des émissions devraient avoir la capacité de contrôler les nouvelles technologies et les nouveaux systèmes de radiocommunication, par exemple la détection des signaux de faible intensité, la séparation des signaux cofréquence, la localisation multimode basée sur le traitement du signal numérique et le réseau, etc.

## 2 Détection des signaux de faible intensité

Il est de plus en plus nécessaire d'améliorer la sensibilité des systèmes de contrôle des émissions pour que ces systèmes puissent détecter les signaux de faible intensité car de plus en plus de nouveaux systèmes de radiocommunication utilisent des puissances de plus en plus faibles, des largeurs de bande de plus en plus importantes et des fréquences de plus en plus élevées.

Dans certaines situations, les signaux peuvent être plus faibles que le bruit de fond, d'où la difficulté de détecter et de localiser des signaux illicites de faible intensité et de faible densité de puissance avec les systèmes de contrôle des émissions existants qui ont une sensibilité limitée. Les futurs systèmes de contrôle des émissions devraient utiliser des techniques évoluées leur permettant d'extraire les signaux du bruit de fond.

Plusieurs types de techniques de détection des signaux de faible intensité sont décrits dans les paragraphes qui suivent.

### 2.1 Amplificateur à détection synchrone

L'onde sinusoïdale est le signal le plus courant des signaux de communication de données et son amplitude ainsi que sa phase peuvent être déterminées à l'aide d'un amplificateur à détection synchrone (LIA).

On suppose que:

$$x(t) = U_s \cos w_0 t + n(t)$$

où:

$U_s$ : amplitude du signal sinusoïdal

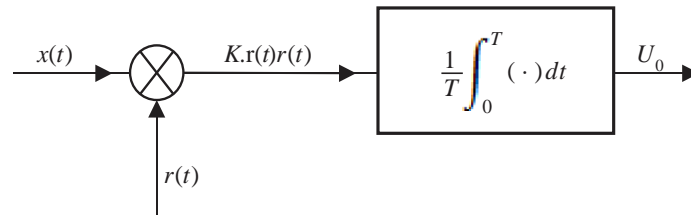
$w_0$ : fréquence angulaire

$n(t)$ : bruit de fond.

$U_s$  pourrait être évaluée par corrélation croisée tout comme le montre la Fig. 1 ci-après.

FIGURE 1

Schéma de l'amplificateur à détection synchrone



Rapport SM.2355-01

Dans le cas présent,  $r(t)$  est un signal de référence ayant la même fréquence que le signal détecté  $x(t)$  d'amplitude  $U_r$  et de différence de phase  $\varphi$  et  $K$  est une constante. Le résultat obtenu  $U_o$  pourrait être décrit comme suit:

$$U_o = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K [U_s \cos \omega_0 t + n(t)] [U_r \cos(\omega_0 t + \varphi)] dt$$

Etant donné que le bruit de fond n'est pas corrélé au signal sinusoïdal, l'équation peut s'écrire comme suit:

$$U_o = \frac{K U_s U_r}{2} \cos \varphi$$

A l'évidence,  $U_o$  aurait la valeur maximale et  $U_s$  devrait être mesurée avec une grande précision si  $\varphi$  est égale à zéro, c'est-à-dire si le signal de référence  $r(t)$  et le signal de détection  $x(t)$  ont la même valeur de phase.

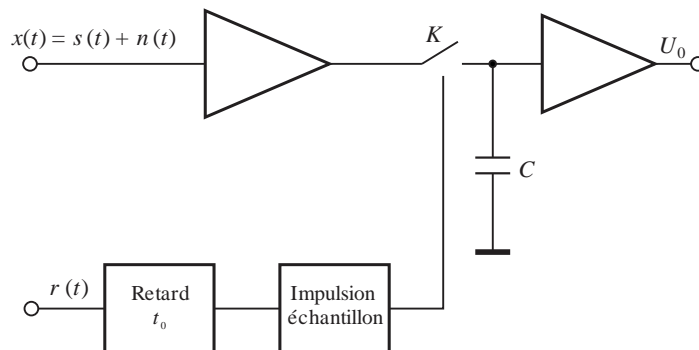
Intrinsèquement, l'amplificateur à détection synchrone est en quelque sorte une application de la technique de corrélation croisée.

## 2.2 Intégration d'échantillons

A la différence de l'amplificateur à détection synchrone qui convient bien dans le cas de signaux sinusoïdaux, la technique de l'intégration d'échantillons pourrait être utilisée pour détecter des signaux périodiques à impulsions de courte durée. Le schéma d'un circuit d'intégration d'échantillons est donné à la Fig. 2.

FIGURE 2

Schéma d'un circuit d'intégration d'échantillons



Rapport SM.2355-02

Le signal de référence  $r(t)$  a la même fréquence que le signal détecté  $x(t)$ , qui comprend le signal utile  $s(t)$  et le bruit  $n(t)$ . Le signal  $r(t)$  est retardé de  $t_0$  et des signaux à impulsions échantillons sont générés pour échantillonner  $x(t)$  au niveau du commutateur K. Après sommation d'ordre  $n$  et calcul de moyenne, le résultat obtenu pourrait s'écrire comme suit:

$$u_0 = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} x(t_0 + kT) = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) + \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT)$$

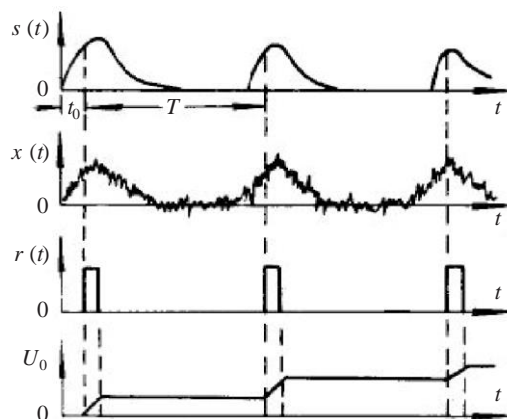
En raison de la corrélation médiocre du bruit blanc à différents instants, on obtient les équations suivantes:

$$\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} n(t_0 + kT) \approx 0$$

$$u_0 \approx \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} s(t_0 + kT) = s(t_0)$$

Les formes d'onde sont illustrées à la Fig. 3.

FIGURE 3  
Formes d'onde des signaux



Rapport SM.2355-03

## 2.3 Corrélation

### 2.3.1 Corrélation croisée

La corrélation croisée est la mesure de la similitude entre deux signaux en appliquant un décalage temporel à l'un d'entre eux.

On suppose que:

$$x(t) = s_1(t) + n_1(t), \quad y(t) = s_2(t) + n_2(t)$$

et alors:

$$R_{xy}(\tau) = E[y(t)x(t - \tau)] = E\{[s_2(t) + n_2(t)][s_1(t - \tau) + n_1(t - \tau)]\}$$

$$= R_{s_1s_2}(\tau) + R_{s_1n_2}(\tau) + R_{n_1s_2}(\tau) + R_{n_1n_2}(\tau) = R_{s_1s_2}(\tau)$$

La corrélation croisée peut être utilisée aussi bien pour des signaux périodiques que pour des signaux aperiodiques. Il y a également lieu de noter que, s'il y a un décalage de fréquence entre les deux signaux, il convient d'utiliser l'algorithme de corrélation croisée à deux dimensions. Le signal peut être modifié comme suit:

$$x_1(t) = s_1(t) + n_1(t), x_2(t) = s_2(t)\exp(j2\pi\Delta f_c t) + n_2(t)$$

où  $\Delta f_c$  représente le décalage de fréquence entre les deux signaux. La technique de corrélation croisée à deux dimensions est calculée comme suit:

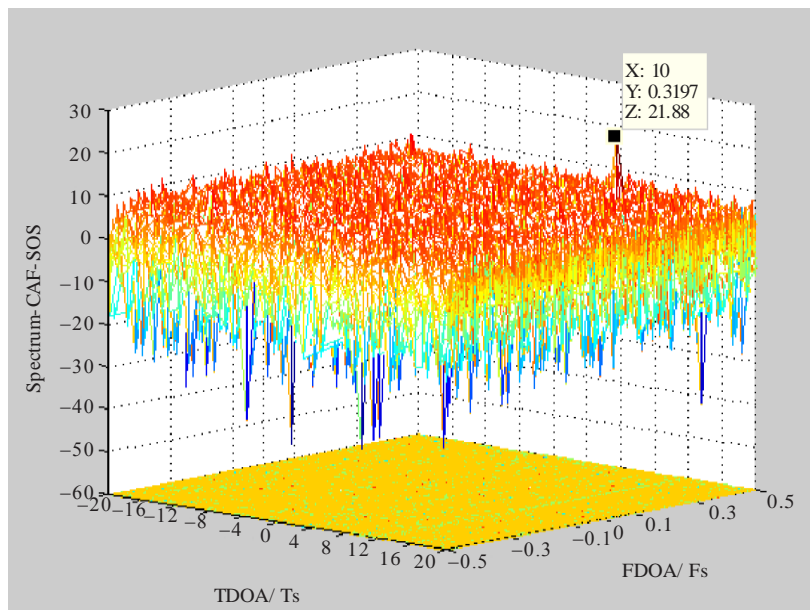
$$R_{xy}(f, \tau) = F\{E[y(t)x(t - \tau)]\}_t = R_{s_1 s_2}(f, \tau)$$

où  $F\{\}$  est la transformée de Fourier pour la variable  $\tau$ .

En règle générale, la corrélation croisée pourrait générer un pic de corrélation remarquable caractérisé par un rapport signal/bruit élevé. La Figure 4 est un exemple de technique de corrélation croisée à deux dimensions. Cette technique est utilisée pour évaluer la différence entre les instants d'arrivée (TDOA) du signal et la différence de fréquence à l'arrivée (FDOA). Il ressort clairement de la figure que l'on observe un pic évident. Si l'on recherche la position du pic dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, respectivement, on peut obtenir les valeurs correspondantes de TDOA et de FDOA.

FIGURE 4

Exemple de corrélation croisée à deux dimensions



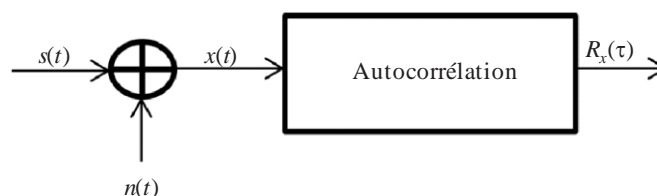
Rapport SM.2355-04

### 2.3.2 Autocorrélation

L'autocorrélation est la corrélation croisée d'un signal par lui-même. De façon informelle, il s'agit de la similitude entre des observations en fonction de l'intervalle de temps entre ces observations.

FIGURE 5

Schéma de l'autocorrélation



Rapport SM.2355-05



Dans la Fig. 5,  $x(t) = s(t) + n(t)$ ,  $s(t)$  est le signal périodique et  $n(t)$  est le bruit.

Ainsi:

Autocorrélation

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t)x(t-\tau)] = E\{[s(t)+n(t)][s(t-\tau)+n(t-\tau)]\} \\ &= E[s(t)s(t-\tau)] + E[n(t)n(t-\tau)] + E[s(t)n(t-\tau)] + E[n(t)s(t-\tau)] \\ &= R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \end{aligned}$$

Si  $s(t)$  et  $n(t)$  ne sont pas corrélés, alors:

$$R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0, \text{ et}$$

$$R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau)$$

Si le signal de bruit  $n(t)$  n'est pas périodique et si sa valeur moyenne est zéro,

$$R_n(\tau) = 0 \quad (\text{où } \tau \neq 0)$$

alors  $R_x(\tau) = R_s(\tau)$ .

Pour détecter des signaux quasi cyclostationnaires, on peut aussi utiliser un algorithme d'autocorrélation modifié appelé algorithme «d'autocorrélation cyclique». Comme pour l'équation précédente, il peut s'écrire comme suit:

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= E\{x(t)x(t-\tau)\exp(j2\pi\alpha\tau)\} \\ &= R_s^\alpha(\tau) + R_n^\alpha(\tau) + R_{sn}^\alpha(\tau) + R_{ns}^\alpha(\tau) \end{aligned}$$

où  $\alpha$  est appelé fréquence cyclique. De même,  $R_{sn}^\alpha(\tau)$  et  $R_{ns}^\alpha(\tau)$  sont égaux à 0, et  $R_n^\alpha(\tau) = 0$  (ou,  $\tau \neq 0$  ou  $\alpha \neq 0$ ).

Ainsi,  $R_x^\alpha(\tau) = R_s^\alpha(\tau)$ .

Il y a lieu de noter que l'algorithme d'autocorrélation cyclique est valable pour les signaux périodiques et les signaux apériodiques. Pour les signaux périodiques, on peut simplement prendre  $\alpha = 0$ , et l'algorithme est alors équivalent à l'algorithme d'autocorrélation classique; par contre, pour les signaux apériodiques, on prend  $\tau = 0$  et on détecte le signal en recherchant des pics dans le domaine fréquentiel cyclique.

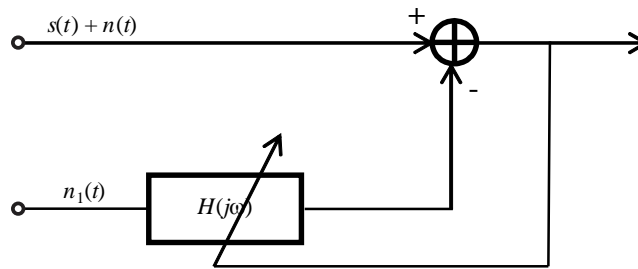
## 2.4 Suppression adaptative du bruit

La suppression adaptative du bruit (ANC) permet d'obtenir le signal utile en soustrayant du signal détecté le bruit de «référence» ayant subi un filtrage adaptatif qui est corrélé avec le bruit contenu dans le signal détecté.

La technique de suppression adaptative du bruit est illustrée à la Fig. 6.

FIGURE 6

Schéma de la technique ANC



Rapport SM.2355-06

Le bruit de référence  $n_1(t)$  qui est corrélé avec le bruit  $n(t)$  pourrait être traité à l'aide du filtre adaptatif  $H(j\omega)$ . Le bruit  $n(t)$  pourrait être limité et le rapport signal/bruit obtenu peut être amélioré.

Ce filtre ANC pourrait être conçu facilement sans avoir nécessairement de connaissance ou d'expérience du bruit  $n(t)$  et du signal  $s(t)$  et l'effet de filtrage est équivalent à celui d'un filtre Wiener. En raison de ses avantages, le filtre ANC, par exemple un filtre coupe bande adaptatif, a été largement utilisé pour limiter les brouillages associés aux signaux.

### 3 Séparation des signaux sur une même fréquence

De plus en plus de nouveaux émetteurs ou systèmes de radiocommunication partagent une ressource spectrale limitée et fonctionnent sur une même fréquence dans différents domaines, tels que le domaine temporel, le domaine des codes, le domaine spatial, etc. Par exemple, de nombreux types de systèmes de radiocommunication cellulaires et de systèmes de communication en ondes décimétriques fonctionnent sur un modèle cofréquence. Dans le même temps, la plupart des brouillages intentionnels ou non peuvent se produire lorsque les fréquences se chevauchent.

Certains systèmes de radiocommunication évolués utilisent simultanément plusieurs techniques de multiplexage sur une même fréquence. En pareil cas, une seule station de contrôle des émissions peut recevoir différents signaux provenant de différents émetteurs fonctionnant sur la même fréquence. Par conséquent, il est difficile pour un système de contrôle des émissions ayant des fonctions limitées de différencier ces signaux cofréquence. Les futurs systèmes de contrôle du spectre devraient utiliser une technologie évoluée leur permettant de séparer les signaux relevant de domaines différents.

Les techniques de séparation des signaux cofréquence peuvent être classées en deux catégories: les techniques pour un seul canal et les techniques pour plusieurs canaux. Elles sont décrites dans les paragraphes qui suivent.

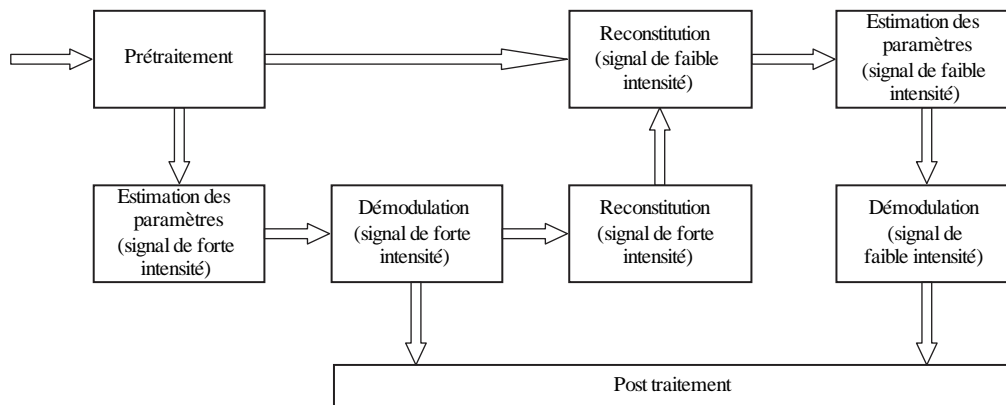
#### 3.1 Technique de séparation des signaux pour un seul canal

##### 3.1.1 Récupération de signaux de forte intensité

La technique de récupération de signaux de forte intensité peut être utilisée pour séparer le signal de signaux à modulation numérique linéaires de forte intensité comme les signaux à modulation MDP ou MAQ. Toutefois, cet algorithme ne peut être utilisé qu'avec deux signaux et nécessite un rapport de puissance de plus de 6 dB. Cet algorithme est illustré brièvement à la Fig. 7.

FIGURE 7

## Schéma de récupération de signaux de forte intensité



Rapport SM.2355-07

**a) Prétraitement**

La principale fonction de ce module comprend plusieurs étapes nécessaires de traitement à la réception, à savoir le filtrage, l'abaissement de fréquence, la conversion du débit d'échantillonnage. Dans le même temps, certains algorithmes d'annulation des brouillages à bande étroite, par exemple un filtre adaptatif coupe bande, qui permettent de supprimer le signal de faible intensité comparable ajouté au signal utile (licite) de forte intensité, peuvent être appliqués à ce module dans le domaine fréquentiel.

**b) Estimation des paramètres pour des signaux de forte intensité**

Plusieurs paramètres devraient être évalués pour la démodulation de signaux de forte intensité dans le cadre de ce module. Ces paramètres sont notamment l'amplitude, la fréquence porteuse, la phase initiale, le débit et le type de modulation. Toutefois, dans la plupart des cas, le signal de forte intensité est le signal utile. Par conséquent, certains paramètres intrinsèques, par exemple le débit et le type de modulation, sont connus du récepteur. Il n'est donc pas nécessaire de les évaluer. Il reste à évaluer uniquement la fréquence porteuse, la phase initiale et l'amplitude.

**c) Démodulation et reconstitution de signaux de forte intensité**

La procédure classique de démodulation peut être utilisée pour la démodulation de signaux de forte intensité pour récupérer la séquence de flux binaires. La procédure de reconstitution des signaux de forte intensité peut alors être mise en œuvre sans connaissance préalable de la fréquence porteuse, de la phase initiale, du débit en baud et du type de modulation.

**d) Reconstitution des signaux de faible intensité**

Après la reconstitution du signal de forte intensité, le signal de faible intensité peut être reconstitué à l'aide de techniques de suppression des signaux par annulation adaptative, par exemple la technique des moindres carrés (LMS) et la technique des moindres carrés récursive (RLS) qui permettent d'éliminer le signal de forte intensité du signal mixte initial.

**e) Estimation des paramètres pour des signaux de forte intensité**

Les paramètres requis sont les mêmes que ceux indiqués dans l'alinéa b). Toutefois, les caractéristiques du signal brouilleur sont inconnues du récepteur et, par conséquent, les paramètres nécessaires comme le débit en baud et le type de modulation devraient eux aussi être évalués. Il est recommandé d'utiliser un algorithme robuste d'estimation des paramètres afin d'éliminer les conséquences liées à l'imprécision de la reconstitution.

Par exemple, on peut utiliser un algorithme basé sur le spectre cyclique pour évaluer le débit en baud et des algorithmes basés sur des statistiques d'ordre supérieur pour définir l'algorithme d'identification de la modulation.

#### f) Démodulation de signaux de faible intensité

Comme cela a déjà été dit dans l'alinéa b), on peut utiliser la méthode de démodulation classique pour des signaux de faible intensité. Dans le même temps, il est suggéré d'introduire une étape d'égalisation aveugle pour éliminer les brouillages intersymboles imputables à l'inexactitude de l'estimation des paramètres.

#### 3.1.2 Analyse en composantes indépendantes pour un seul canal

On peut utiliser l'analyse en composantes indépendantes (ICA) pour un seul canal pour séparer le signal de certains signaux à modulation numérique ou analogique, par exemple des signaux MDP ou des signaux MF. Cet algorithme ne peut toutefois être utilisé que dans le cas où il y a deux signaux et si l'on fait l'hypothèse que les paramètres du canal sont constants pendant la période de transmission du signal.

Prenons par exemple de signaux MDP-2. Ces deux signaux de même fréquence porteuse et de même débit de symboles sont transmis sur des canaux hertziens et, après l'oscillateur local, ont la forme suivante:

$$\beta_1(t) = h_1(t)e^{j(\Delta\omega_1 t + \varphi_1)} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1)$$

et

$$\beta_2(t) = h_2(t)e^{j(\Delta\omega_2 t + \varphi_2)} \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2)$$

où  $h_1(t)$  et  $h_2(t)$  sont les amplitudes des signaux polluées par les canaux à évanouissement.  $\Delta\omega_1$  et  $\Delta\omega_2$  sont les décalages de la fréquence porteuse,  $\varphi_1$  et  $\varphi_2$  sont les phases des porteuses aléatoires,  $a_n$  et  $b_n$  sont les  $n$ ème symboles transmis provenant du même alphabet discret  $\{-1,1\}$ ,  $M$  est le nombre de symboles,  $g(t)$  sont des filtres adaptés en racine carrée du cosinus surélevé utilisés pour contrecarrer les brouillages intersymboles,  $T$  est la période des symboles,  $\tau_1$  et  $\tau_2$  sont les retards qui satisfont  $\tau_1, \tau_2 \in (0, T)$ . Le signal mixte observé au niveau du récepteur est exprimé comme suit:

$$r(t) = \beta_1(t) + \beta_2(t) + n(t)$$

où  $n(t)$  est un bruit blanc gaussien additif de densité spectrale de puissance  $N_0/2$ .

Dans l'hypothèse de canaux à évanouissement lent et d'une synchronisation parfaite des fréquences porteuses, les gains des canaux devraient alors être constants pendant la période où les signaux sont transmis. On suppose que les gains des canaux sont de forme  $h_j(t)e^{j\varphi_j} = h_j e^{j\varphi_j}$  ou  $j = 1, 2$ . Les gains des canaux aléatoires représentent une nuisance en termes de détection des signaux mais jouent un rôle important pour la séparation des signaux. Le signal observé  $y(t)$  peut être développé en signaux bicanal en utilisant la version avec décalage de phase de  $y(t)$ , comme suit:

$$x_1(t) = h_1 \exp(j\varphi_1) \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_1(t)$$

et:

$$x_2(t) = h_1 \exp[j(\varphi_1 - \theta)] \sum_{n=0}^M a_n g_1(t - nT - \tau_1) + h_2 \exp[j(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta)] \sum_{n=0}^M b_n g_2(t - nT - \tau_2) + n_2(t)$$

où  $\Delta\omega$  est le décalage de la fréquence porteuse entre les signaux cocanal,  $\theta$  est le décalage de phase artificiel, généralement  $\theta \in [\pi/4, \pi/2]$ , et on suppose que  $n_1(t)$  et  $n_2(t)$  représente du bruit gaussien de moyenne nulle et de variance  $\sigma_1^2$  et  $\sigma_2^2$ , respectivement. En prenant la partie réelle de  $x_1(t)$  et de  $x_2(t)$ , la matrice de mixage s'écrit comme suit:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos \varphi_1 & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}$$

et le vecteur des signaux source s'écrit comme suit:

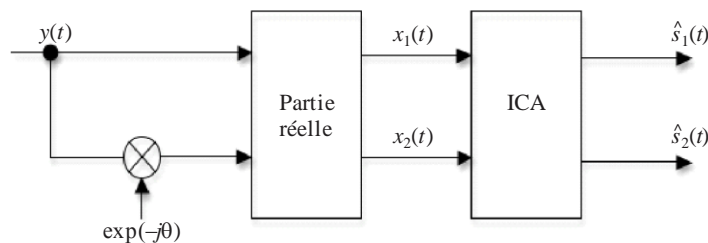
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^M a_n g(t - nT - \tau_1) \\ \sum_{n=0}^M b_n g(t - nT - \tau_2) \end{bmatrix}.$$

Si le décalage de la fréquence porteuse est petit et uniquement si la période des données d'observation est courte, la matrice de mixage peut être réécrite comme suit:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_1 \cos(\varphi_1) & h_2 \cos(\varphi_2) \\ h_1 \cos(\varphi_1 - \theta) & h_2 \cos(\varphi_2 - \theta) \end{bmatrix}$$

Si  $\varphi_1 \neq \varphi_2$ , il n'est pas difficile d'obtenir le  $\text{rang}(\mathbf{A}) = 2$ . Désigner par  $\mathbf{X} = [x_1, x_2]^T$  le vecteur des signaux de mixage et obtenir une matrice de demixage  $2 \times 2$   $\mathbf{W} = \mathbf{A}^{-1}$  pour récupérer les sources provenant de  $\mathbf{X}$  en utilisant l'algorithme ICA. La structure de l'algorithme ICA pour un seul canal qui est proposé est décrit à la Fig. 8.

FIGURE 8  
Structure de l'algorithme ICA pour un seul canal



RapportSM.2355-08

L'algorithme ICA peut être modélisé comme la combinaison linéaire de signaux instantanés et le plus important est de maximiser l'indépendance des signaux de sortie. La procédure de séparation aveugle est réalisée par construction de diverses matrices différentes de corrélation. L'algorithme ICA n'a besoin d'aucune information sur les signaux observés mais il faut que les signaux transmis soient statistiquement indépendants. Le signal récupéré  $\hat{\mathbf{S}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]^T$  peut être exprimé comme  $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{W}\mathbf{X}$ .

## 3.2 Séparation des signaux pour plusieurs canaux

### 3.2.1 Formation de faisceau ou filtrage spatial

La formation de faisceau ou filtrage spatial peut être appliquée au scénario de la séparation aveugle de plusieurs signaux; laquelle fonctionne aussi pour un type de modulation arbitraire, et elle peut donner de relativement bons résultats lorsque le rapport signal/bruit est bas. La théorie de base peut être illustrée comme suit:

Supposons que  $P$  signaux sont reçus par  $M$  antennes-réseau, les signaux reçus peuvent être exprimés par la matrice  $X(t)$  comme suit:

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi d \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d \sin \theta_P / \gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_1 / \gamma} & e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_2 / \gamma} & \dots & e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_P / \gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}$$

où  $\{\theta_1, \dots, \theta_P\}$  est la direction de chaque signal respectivement  $s_i(t)$   $\{i = 1, 2, \dots, P\}$  représente le signal d'entrée  $P$ ,  $n_i(t)$   $\{i = 1, 2, \dots, M\}$  est le bruit blanc gaussien additif correspondant et  $\gamma$  est la longueur d'onde du signal.

Puis, en calculant la matrice de corrélation:

$$R = E(X(t)X^H(t))$$

Et en appliquant une procédure de décomposition en valeurs propres, on peut obtenir une série de valeurs propres et de vecteurs propres. L'espace de la valeur propre peut être subdivisé en un sous-espace signal de dimension  $P$ , et un sous-espace bruit de dimension  $M-P$ , par distribution des valeurs propres. L'équation suivante peut être facilement vérifiée par l'orthogonalité du sous-espace signal et du sous-espace bruit:

$$a(\theta_k)G G^H a^H(\theta_k) = 0$$

où  $(\theta_k) = [e^{j2\pi d \sin \theta_k / \gamma} \dots e^{j2\pi d (M-1) \sin \theta_k / \gamma}]^T$ ,  $G$  se compose de vecteurs propres dans le sous-espace bruit, de dimension  $M \times (M-P)$ . Définir  $P(\theta) = 1/[a(\theta_k)G G^H a^H(\theta_k)]$ , c'est l'algorithme MUSIC bien connu. Il est possible d'estimer la direction de chaque signal en «choisissant» les séries des maxima locaux des signaux.

Si le signal venant de la direction  $\theta_k$  doit être séparé, les coefficients de chaque antenne réseau respecteront la restriction suivante:

$$\omega^H a(\theta_d) = 1, \quad \omega^H a(\theta_i) = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, M, i \neq d)$$

Divers algorithmes sont conçus pour résoudre le problème. L'un des algorithmes les plus courants et les plus largement utilisés est l'algorithme de formation de faisceau dit de Capon ayant pour principe une minimisation de la puissance de sortie. Les coefficients s'écrivent comme suit:

$$\omega_{opt} = [R^{-1} a(\theta_k)] / [a^H(\theta_k) R^{-1} a(\theta_k)]$$

On observe que pour évaluer les fréquences dans un modèle exponentiel superposé non amorti on obtient de meilleurs résultats (en termes d'erreurs des moindres carrés) si on utilise à la fois les données ordinaires et les données conjuguées que si on utilise uniquement les données ordinaires pour une séquence de données de longueur finie, même si elles sont asymptotiquement équivalentes. Il est donc proposé d'utiliser un algorithme MUSIC modifié (MMUSIC) utilisant à la fois les données

ordinaires et les données conjuguées pour estimer la direction d'arrivée des signaux. Par rapport à l'algorithme MUSIC, la matrice de corrélation de l'algorithme MMUSIC s'écrit comme suit:

$$\bar{R} = R + JE\left(\bar{X}(t)\bar{X}^H(t)\right)J$$

où  $\bar{X}(t)$  est la donnée conjuguée de  $X(t)$ ,  $J$  est la matrice d'échange  $P \times P$  dont toutes les entrées sont nulles sauf celle dans la  $(i, P - i + 1)$  ième position pour  $i = 1, 2, \dots, P$ .

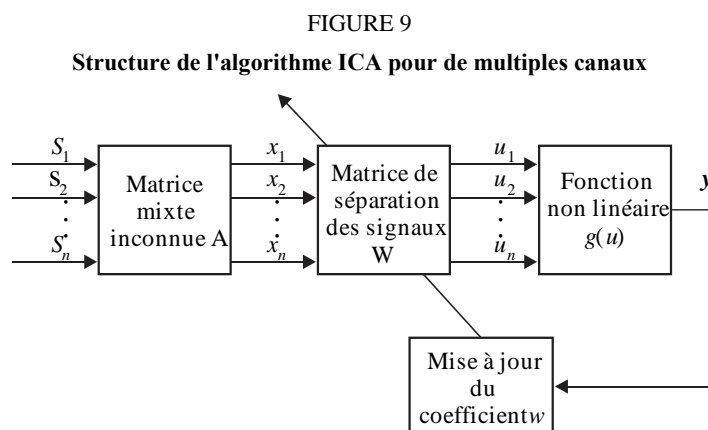
### 3.2.2 Algorithme ICA pour de multiples canaux

L'algorithme ICA pour de multiples canaux est largement utilisé pour la séparation de signaux cofréquence. Contrairement à l'algorithme de conformation de faisceau ou filtrage spatial, l'algorithme ICA n'est pas sensible à la position des antennes réseaux les unes par rapport aux autres et n'a pas besoin de respecter la restriction liée à une direction d'arrivée différente, d'où une meilleure applicabilité.

Le signal mixte reçu s'exprime comme suit:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$$

où  $\mathbf{A}$  est la matrice mixte de dimension  $m \times n$ ,  $\mathbf{s}(t) = \{s_1(t), \dots, s_m(t)\}$  sont les signaux initiaux,  $\mathbf{x}(t) = \{x_1(t), \dots, x_m(t)\}$  est le signal mixte. La procédure de séparation des signaux peut être mise en oeuvre si on conçoit une fonction non linéaire appropriée  $g(u)$  et un algorithme d'actualisation pour la matrice  $\mathbf{W}$ . Le flux de travail est illustré à la Fig. 9.



Rapport SM.2355-09

## 4 Localisation multimode (fondée sur une combinaison de techniques de localisation)

Les signaux relevant de différents domaines contiennent des informations de localisation connexes. Ces informations de localisation peuvent alors être extraites à l'aide d'une technique connexe ou d'algorithmes de traitement informatique utilisés pour la localisation des signaux. Les fonctions de traitement numérique du signal (DSP) et de mise en réseau sont de plus en plus performantes et les dispositifs utilisant ces fonctions sont de plus en plus accessibles financièrement. Les systèmes de contrôle du spectre utilisant des algorithmes DSP et la technique de mise en réseau peuvent faciliter l'identification d'émetteurs ayant des caractéristiques différentes relevant de domaines différents, notamment le domaine des amplitudes, le domaine fréquentiel, le domaine des codes, etc. En conséquence, la technique de la localisation multimode fondée sur une combinaison de techniques de localisation) – AOA (angle d'arrivée), TDOA (différence entre les instants d'arrivée) FDOA

(différence entre les fréquences d'arrivée), POA (puissance d'arrivée), et techniques d'identification fondées sur des données – peut être utilisée pour localiser les émetteurs dans diverses situations.

#### **4.1 Angle d'arrivée**

La méthode de l'angle d'arrivée (AOA) est une méthode classique et très courante de localisation d'un émetteur qui consiste à déterminer la direction de propagation d'une onde radiofréquence arrivant sur une antenne réseau dans de nombreuses situations. Il existe de nombreuses techniques pour déterminer le relèvement, par exemple interféromètre de phase, interféromètre à corrélation, formation de faisceaux et filtrage spatial adapté, sous espaces, etc. Dans certaines applications, certaines techniques peuvent être combinées dans une seule station radiogoniométrique de contrôle des émissions utilisée à différentes fins. Pour localiser un émetteur, il faut combiner deux ou plus de deux stations radiogoniométriques de contrôle des émissions en utilisant la technique AOA.

#### **4.2 Différence entre les instants d'arrivée**

La méthode de la différence entre les instants d'arrivée (TDOA) est une méthode prometteuse de localisation d'un émetteur qui consiste à estimer la différence entre les temps d'arrivée du signal source provenant de plusieurs récepteurs. Les systèmes TDOA offrent une certaine souplesse en ce qui concerne le choix et le positionnement de l'antenne car la précision de ces systèmes est très peu affectée par les réflecteurs à proximité et les antennes et les câbles ne font en général pas partie intégrante des récepteurs TDOA. Pour localiser un émetteur, il est nécessaire de combiner au moins trois systèmes TDOA déployés en des emplacements différents. En se fondant sur les valeurs TDOA de différentes paires de récepteurs, il est possible de déterminer la position d'un émetteur en utilisant certains algorithmes, par exemple des algorithmes non itératifs ou des algorithmes itératifs. Un examen plus complet des méthodes TDOA figure dans le Rapport UIT-R SM.2211-1.

#### **4.3 Différence entre les fréquences d'arrivée**

La méthode de la différence entre les fréquences d'arrivée (FDOA) est une méthode efficace de localisation d'un émetteur en mouvement ou de localisation d'un émetteur par une station de contrôle des émissions mobile, en particulier une station embarquée à bord d'un aéronef. Parfois, il est tout aussi efficace de sélectionner rapidement des signaux provenant de différentes antennes d'une antenne-réseau réceptrice de contrôle des émissions que d'utiliser le mouvement de l'émetteur par rapport à la station de contrôle des émissions. Ce mouvement relatif aboutit à différents décalages Doppler qui peuvent être utilisés pour calculer l'emplacement de l'émetteur en connaissant les vitesses des différents vecteurs. Les méthodes TDOA et FDOA sont souvent combinées pour améliorer la précision de la localisation et les estimations qui en résultent sont quelque peu indépendantes. Une combinaison des mesures TDOA et FDOA permet de réaliser une géolocalisation instantanée en deux dimensions.

#### **4.4 Puissance d'arrivée**

La méthode de la puissance d'arrivée (POA) est une méthode économique de localisation d'un émetteur car elle ne nécessite pas de matériel supplémentaire au niveau du récepteur de contrôle des émissions. La puissance d'un signal radioélectrique peut être estimée selon des modèles de propagation dans lesquels la puissance de l'émetteur et le trajet de propagation sont connus et qui sont utilisés en particulier pour les systèmes de communication hertziens normalisés. Lorsque la puissance de l'émetteur n'est pas connue, on peut localiser un émetteur, en calculant la différence de puissance à l'arrivée (PDOA) au niveau des paires de récepteurs, laquelle correspond à l'affaiblissement de propagation différent entre l'émetteur et différents récepteurs. Dans certains cas, il est facile de localiser l'émetteur lorsque le modèle de propagation est simple, par exemple en localisant un



émetteur de radiodiffusion MF lorsque cet émetteur est en visibilité directe de stations de contrôle des émissions fixes.

#### **4.5 Identification fondée sur les données**

A l'ère de l'interconnectivité mondiale, la méthode d'identification fondée sur les données est une méthode de localisation d'un émetteur utilisé comme capteur de plus en plus importante, en particulier pour les réseaux de radiocommunication publics. Un système de radiocommunication numérisé contient des informations supplémentaires concernant l'identification de l'utilisateur – longitude et latitude, adresse IP, etc. –, qui peuvent être utilisées pour localiser l'émetteur, parfois de façon précise. Il est plus efficace de localiser un émetteur pour combiner les informations fournies par la station de contrôle des émissions et celles de la base de données des réseaux de radiocommunication adaptée lorsque l'émetteur fonctionne pour les services mobiles. Les téléphones mobiles satellitaires, les terminaux Internet satellitaires et les téléphones mobiles sont des émetteurs classiques qui pourraient être localisés selon la méthode d'identification fondée sur les données.

#### **4.6 Rapport des gains à l'arrivée**

La méthode du rapport des gains à l'arrivée (GROA) est une méthode passive utilisant l'énergie, qui peut être utilisée pour évaluer les positions des signaux source provenant des multiples capteurs. Cette méthode ne nécessite pas de synchronisation temporelle précise entre les capteurs. Une valeur particulière du rapport des gains à l'arrivée définit un cercle entre les deux récepteurs à bord desquels peut se trouver l'émetteur radioélectrique.

### **5 Conclusion**

Les différentes techniques et applications utilisées pour la détection de signaux de faible intensité, la séparation de signaux cofréquence et la localisation multimode basée sur le traitement du signal numérique sont brièvement décrites dans le présent Rapport, notamment: l'amplificateur à détection synchrone, l'intégration d'échantillons, l'autocorrélation, la corrélation croisée, la suppression adaptative du bruit, la reconstitution des signaux de forte intensité, la formation de faisceau ou filtrage spatial, l'algorithme ICA pour un seul canal, l'algorithme ICA pour plusieurs canaux, les techniques FDOA, POA, identification fondée sur les données, et GROA qui peuvent être utilisés dans les futures activités de contrôle du spectre dans différentes situations.

Des techniques et des applications plus évoluées de contrôle du spectre devraient être étudiées en vue de leur mise en œuvre afin de faire face à l'évolution rapide des nouveaux systèmes de radiocommunication. Des exemples de techniques évoluées de contrôle du spectre sont donnés dans les Annexes 1 et 2.

## **Annexe 1**

### **Exemples d'application de techniques de contrôle du spectre évoluées**

#### **A1.1 Application de la technique de corrélation pour la détection des brouillages satellitaires**

Dans de nombreux cas, les brouillages causés à des satellites OSG peuvent être localisés à l'intérieur d'une zone elliptique dont le centre se trouve à des dizaines de kilomètres ou plus de l'emplacement où est implanté l'émetteur.

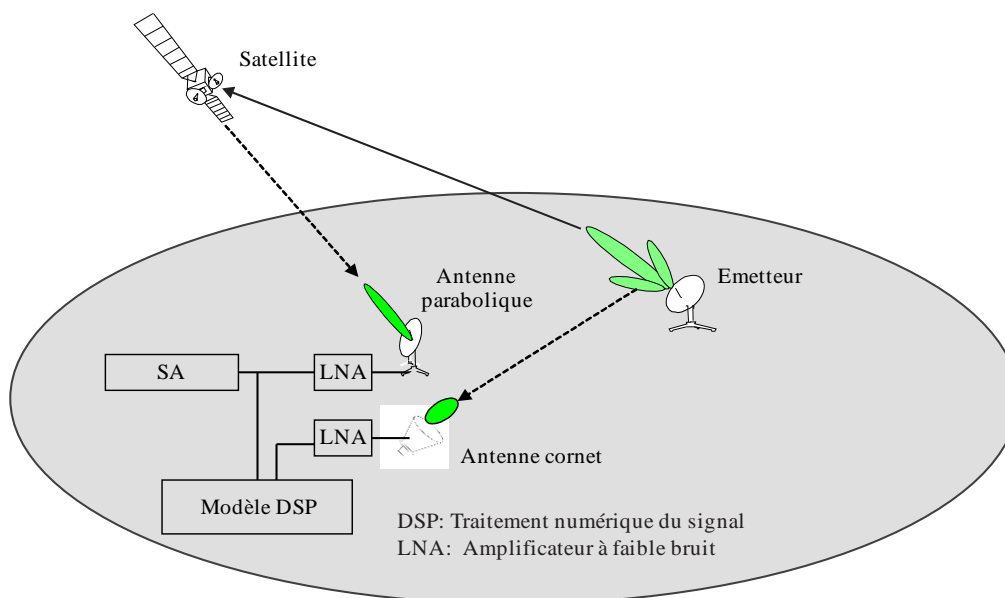
En pareille situation, les signaux provenant du satellite brouillé et du satellite adjacent sont corrélés par les systèmes de localisation de l'émetteur et il est alors possible de générer les données TDOA et FDOA.

Pour de nombreux pays ou administrations, il est essentiel de localiser et d'identifier rapidement un émetteur au sol à l'aide de stations de contrôle des émissions.

Le signal de faible intensité émis par les lobes latéraux d'une antenne qui pointe en direction d'un satellite OSG devrait être détecté par l'équipement. On peut alors utiliser la technique de corrélation croisée pour améliorer la sensibilité du système de contrôle des émissions embarqué à bord du véhicule mobile. Cette application est illustrée brièvement dans la Fig. A1-1.

FIGURE A1-1

Schéma de l'application de la technique de corrélation croisée dans la localisation des brouillages satellitaires



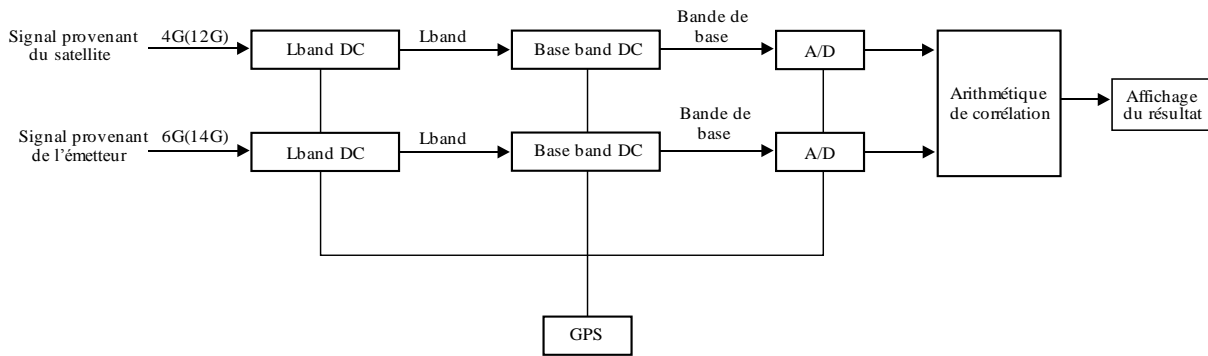
Rapport SM.2355-A1-01

Dans ce système, l'arithmétique de corrélation croisée est utilisée dans le module DSP pour traiter les signaux provenant directement de l'antenne parabolique du satellite et du lobe latéral de l'antenne cornet ou de l'antenne isotrope de la station terrienne.

Le schéma du processus dans le module DSP est décrit dans la Fig. A1-2.

FIGURE A1-2

Schéma fonctionnel dans le module DSP



Rapport SM.2355-A1-02

Dans l'arithmétique de corrélation croisée, la fonction complexe d'ambiguïté basée sur un algorithme utilisant des statistiques de second ordre (CAF-SOS) est utilisée pour estimer simultanément les temps TDOA et FDOA des signaux provenant du satellite et de l'émetteur.

Le rapport signal/bruit (SNR) de corrélation croisée s'écrit comme suit et chaque  $snr$  est une valeur linéaire.

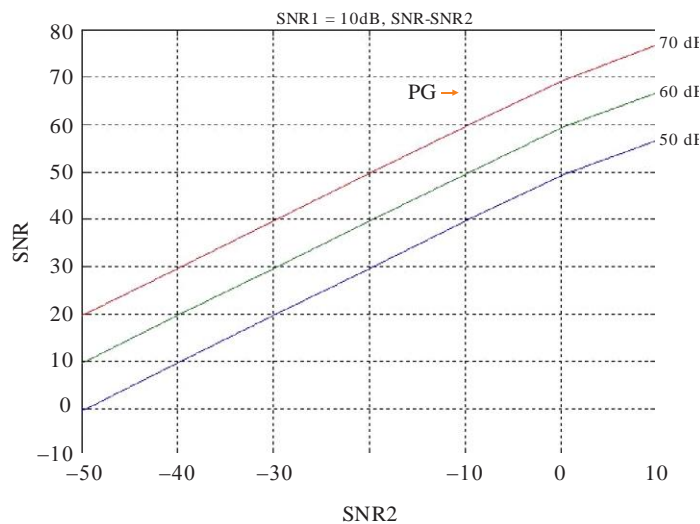
$$snr = 2BT * \frac{snr_1 * snr_2}{1 + snr_1 + snr_2}$$

Où  $2BT$  est le gain de traitement si les signaux sont échantillonnés avec un débit de Nyquist et  $N$  est le nombre de points échantillonnés, on obtient  $2BT = N$ . Le rapport  $snr_1$  représente le rapport  $snr$  du signal provenant du satellite et le rapport  $snr_2$  représente le rapport  $snr$  du signal provenant de l'émetteur. Dans les cas courants, le rapport  $snr$  est d'au moins 20 dB.

Si  $snr$  est égal à 10 dB, la relation entre  $snr$  et  $snr_2$  est décrite dans la Fig. A1-3.

FIGURE A1-3

Relation entre  $snr$  et  $snr_2$  lorsque  $snr_1 = 10$  dB



Rapport SM.2355-A1-03

En règle générale, l'équipement utilisant l'arithmétique de corrélation croisée peut détecter des signaux de faible intensité présentant un rapport *snr* d'environ  $-40$  dB si le gain de traitement est de  $60$  dB. En d'autres termes, il peut capter le signal de faible intensité présentant une densité spectrale de puissance de  $40$  dB inférieure au plancher de bruit.

En pratique, l'antenne directive est orientée selon un certain angle, puis la procédure de corrélation est exécutée. Après une rotation de  $360^\circ$ , l'opérateur peut trouver la direction de l'émetteur, qui correspond à la valeur maximale du rapport signal/bruit de la corrélation des deux canaux (depuis le satellite et depuis la station terrienne), même lorsque le niveau du signal de Terre est trop faible pour être observé sur un analyseur de spectre (voir la Fig. A1-4).

FIGURE A1-4

Graphique de l'angle de crête

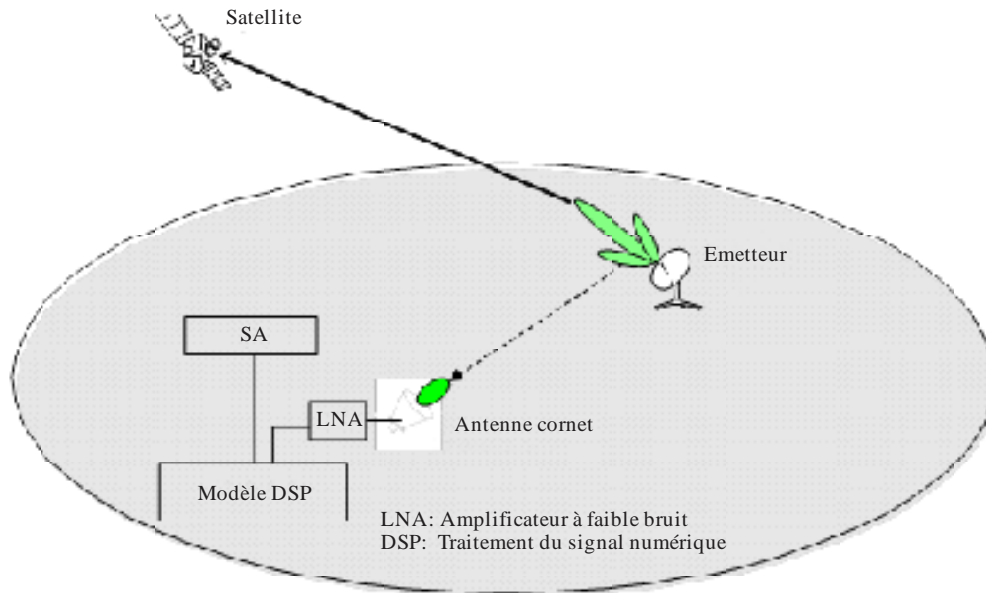


Rapport SM.2355-A1-04

Autre solution, un équipement utilisant une arithmétique basée sur une corrélation cyclique peut détecter des signaux de faible intensité présentant des valeurs *snr* d'environ  $-20$  dB. Même si les résultats sont moins bons qu'avec une arithmétique basée sur une corrélation croisée, l'équipement présente toujours une meilleure sensibilité qu'un algorithme de détection classique utilisant la transformée de Fourier rapide. Le schéma est illustré à la Fig. A1-5.

FIGURE A1-5

**Schéma de l'utilisation de la technique d'autocorrélation cyclique pour la détection des brouillages satellitaires**



Rapport SM.2355-A1-05

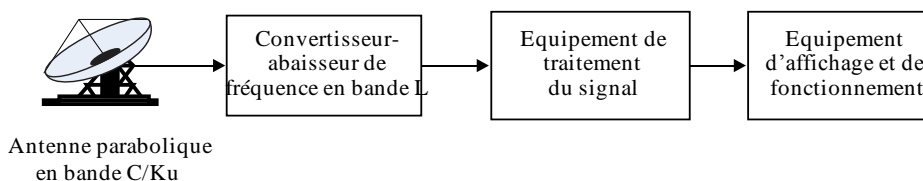
Par comparaison, un équipement utilisant une arithmétique basée sur l'autocorrélation cyclique peut détecter des signaux de faible intensité provenant d'émetteurs de station terrienne éloignés de plusieurs kilomètres et un équipement utilisant une arithmétique basée sur la corrélation croisée peut détecter des signaux de faible intensité provenant d'émetteurs de station terrienne éloignés de plusieurs dizaines de kilomètres; toutefois, un équipement utilisant un récepteur de contrôle des émissions ou un analyseur de spectre classique ne peut détecter que des signaux de faible intensité provenant d'émetteurs de station terrienne éloignés de quelques centaines de mètres dans certaines situations.

**A1.2 Utilisation de la technique de restitution de signaux de forte intensité pour le contrôle des émissions de satellites**

Les réseaux à satellite OSG sont brouillés occasionnellement en raison d'une panne ou d'un dysfonctionnement d'un équipement. En règle générale, deux signaux sont exploités sur des fréquences qui se chevauchent. A ce stade, on peut utiliser la technique de récupération des signaux de forte intensité pour contrôler les brouillages et envoyer une alarme. Un schéma illustrant cette application est donné dans la Fig. A1-6.

FIGURE A1-6

**Schéma de l'utilisation de la technique de récupération des signaux de forte intensité pour le contrôle des émissions de satellites**



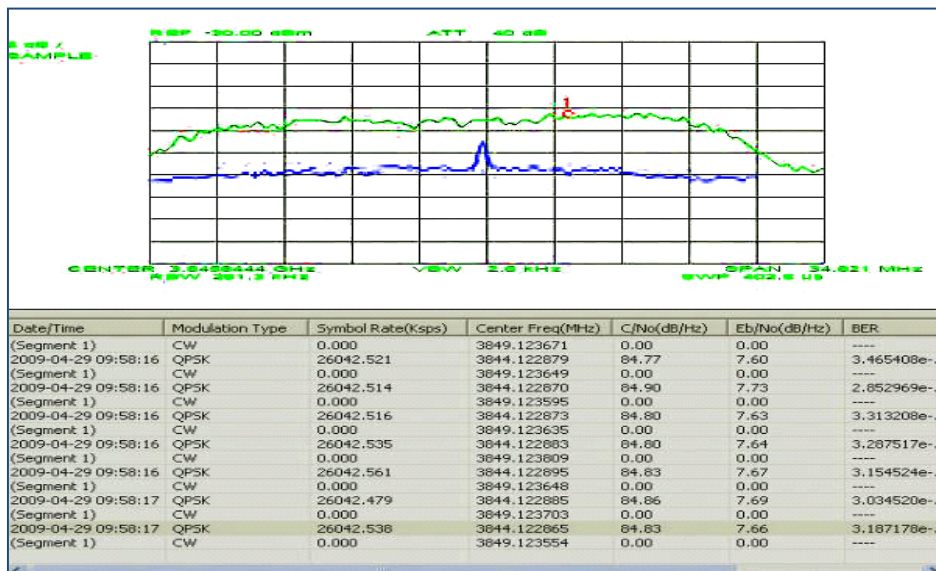
Rapport SM.2355-A1-06

On trouvera ci-après un exemple d'application de la technique de récupération des signaux de forte intensité pour séparer les signaux brouilleurs du réseau à satellite OSG. Le signal utile est un signal SRS avec un modulation MDPQ et un débit en baud de 26,042 Mbit/s, le signal brouilleur est un signal en ondes entretenues.

Il ressort de la Fig. A1-7 que le spectre représenté par une ligne verte représente le signal reçu qui peut être considéré comme le spectre du signal mixte, tandis que le spectre en bleu représente le signal brouilleur séparé. Le type de modulation et les paramètres de modulation correspondants sont indiqués ci-après.

FIGURE A1-7

## Exemple de séparation des signaux brouilleurs du réseau à satellite OSG



Rapport SM.2355-A1-07

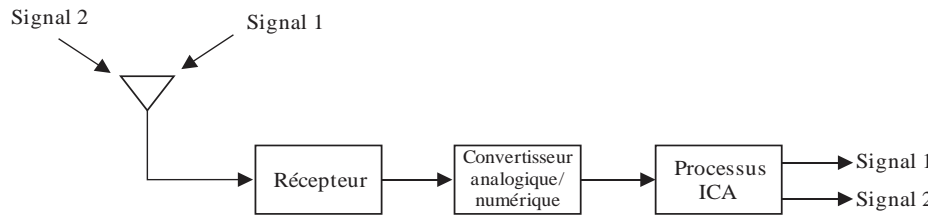
### A1.3 Application de l'algorithme ICA pour un seul canal pour la séparation des signaux

Prenons l'exemple de la séparation de deux signaux MDP-2 cocanal à l'aide d'un algorithme ICA. Le schéma fonctionnel est illustré à la Fig. A1-8. Les deux signaux ont le même débit en baud, avec uniquement un petit décalage des fréquences porteuses. A l'aide de l'algorithme ICA, les signaux sont séparés du signal mixte, comme illustré à la Fig. A1-9. Si le rapport signal/bruit (SNR) est égal à 10 dB et si le rapport signal/brouillage (SIR) est égal à 0 dB, le coefficient de corrélation entre le signal initial et le signal séparé pourrait être supérieur à 0,93. On voit clairement que les signaux cocanal sont complètement séparés. Les Figures A1-10 et A1-11 donnent les résultats de la séparation sous forme d'une constellation. Les taux d'erreur binaires (TEB) des signaux séparés lorsque l'on fait varier le rapport signal/bruit de 4 dB à 12 dB sont illustrés à la Fig. A1-12. On peut voir que les TEB sont inférieurs à  $10^{-3}$  lorsque le rapport signal/bruit est supérieur à 10 dB, ce qui correspond à un environnement très courant pour les communications par satellite.

Dans une autre simulation, le signal 1 et le signal 2 sont respectivement le signal utile et le signal brouilleur. Pour différentes valeurs du rapport SIR (-10 dB à 10 dB), les TEB du signal utile sont donnés dans la Fig. A1-13. On peut voir que le signal utile pourrait être correctement séparé du signal mixte lorsque les valeurs du rapport SIR sont supérieures à 0 dB. Pour de faibles valeurs du rapport SIR (inférieures à 0 dB), le signal brouilleur pourrait dans un premier temps être séparé et supprimé du signal mixte et on pourrait alors obtenir le signal utile. En l'état actuel des choses, l'algorithme ICA cocanal ne pourrait séparer que deux signaux binaires à modulation numérique. Il faudrait réfléchir à un algorithme plus robuste pour des signaux à plusieurs modulations.

FIGURE A1-8

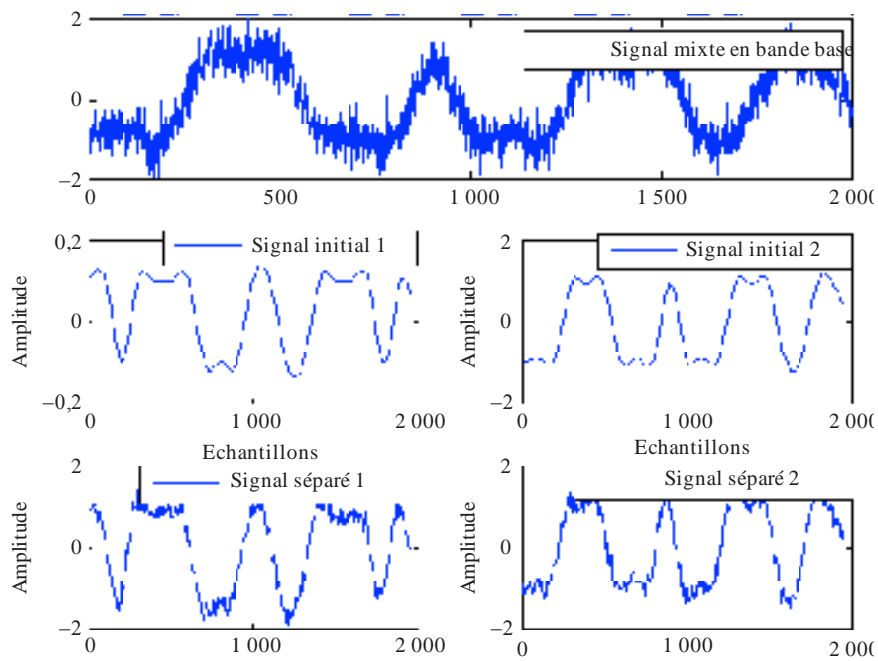
Schéma fonctionnel de l'application d'un algorithme ICA pour la séparation des signaux



Rapport SM.2355-A1-08

FIGURE A1-9

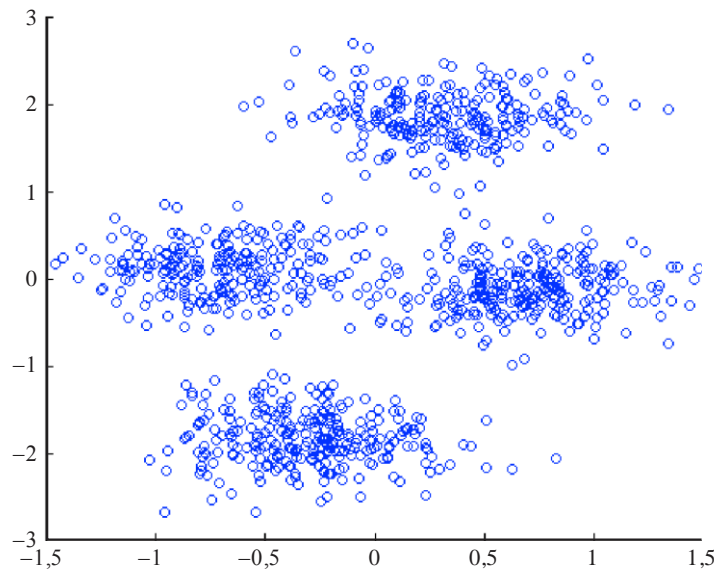
Résultats de la séparation de deux signaux MDPB



Rapport SM.2355-A1-09

FIGURE A1-10

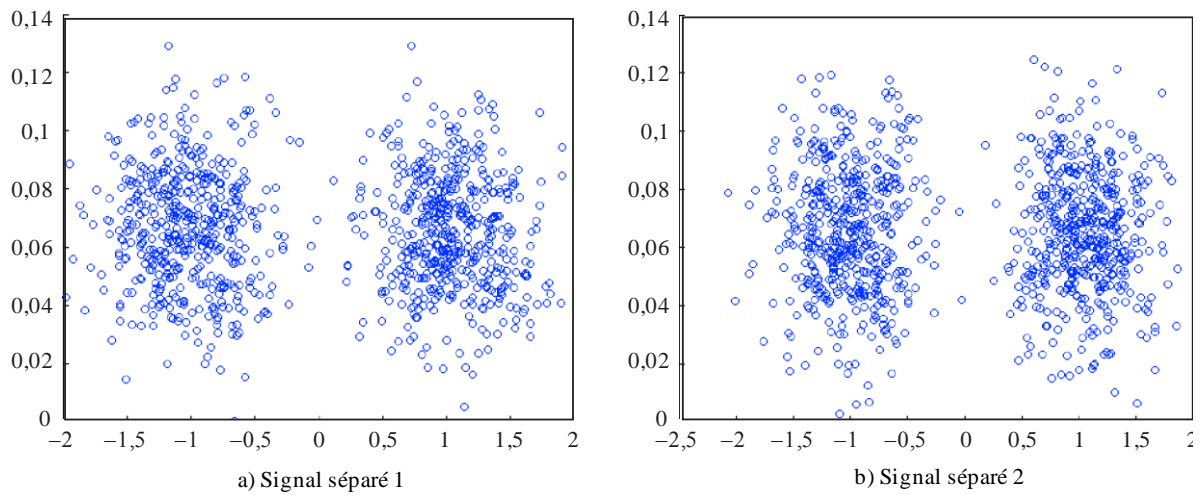
## Schéma de la constellation du signal mixte



Rapport SM.2355-A1-10

FIGURE A1-11

## Schéma de la constellation des signaux séparés

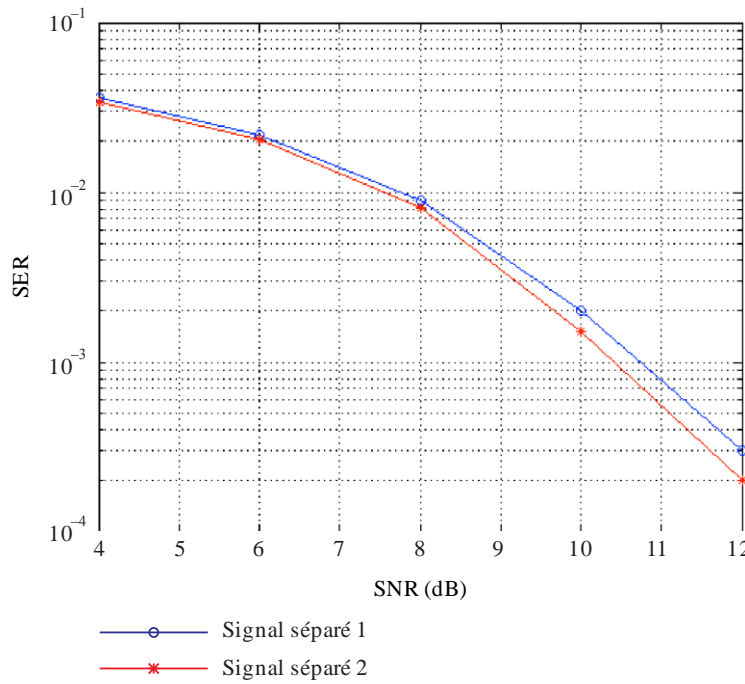


Rapport SM.2355-A1-11



FIGURE A1-12

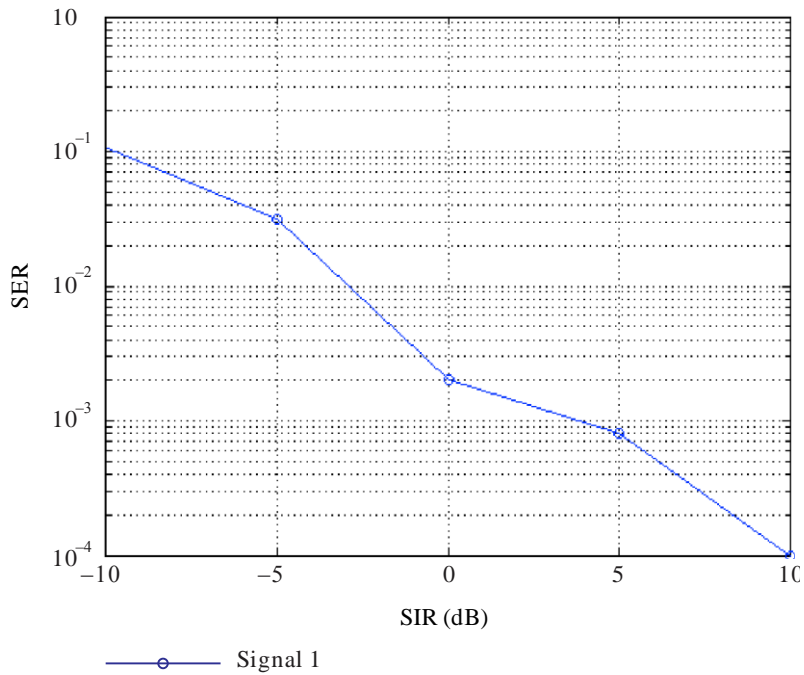
TEB des signaux séparés pour différentes valeurs du rapport signal/bruit



Report SM.2355-A1-12

FIGURE A1-13

TEB du signal séparé 1 pour différentes valeurs du rapport signal/brouillage



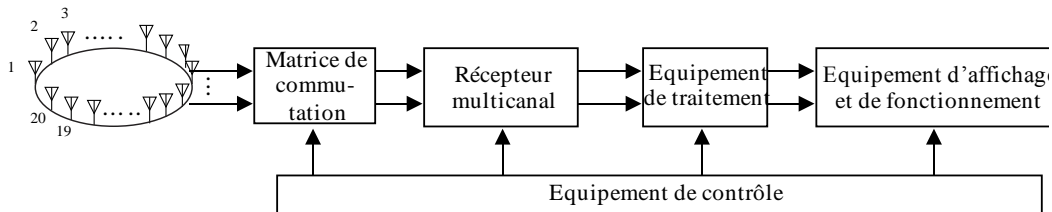
Rapport SM.2355-A1-13

#### A1.4 Formation de faisceau ou filtrage spatial pour le contrôle des émissions en ondes décamétriques/métriques

La technique de la formation de faisceau ou filtrage spatial est largement utilisée pour le contrôle des émissions en ondes décamétriques/hectométriques lorsqu'il faut écouter et localiser des signaux en ondes décamétriques/hectométriques exploités sur des fréquences qui se chevauchent. La structure est brièvement décrite dans la Fig. A1-14.

FIGURE A1-14

Schéma fonctionnel de l'application de formation de faisceau ou filtrage spatial pour le contrôle des émissions en ondes décamétriques/métriques



Rapport SM.2355-A1-14

Les antennes-réseaux les plus courantes sont les antennes-réseaux circulaires mais il y a aussi des antennes-réseaux triangulaires et des antennes réseaux linéaires. Le signal reçu est transmis à un récepteur multicanal, par le biais d'une matrice de commutation. En règle générale, le nombre de canaux de réception est égal au nombre d'antennes réseaux. Certaines étapes de traitement, par exemple l'abaissement de fréquence, le filtrage et la numérisation, sont habituellement effectuées par le récepteur. Il y a lieu de noter que chaque canal de réception doit être cohérent en phase et en amplitude, faute de quoi le traitement ultérieur sera inefficace. L'équipement de traitement met en œuvre les algorithmes de radiogoniométrie et de formation de faisceau et interagit avec l'équipement d'affichage et de fonctionnement.

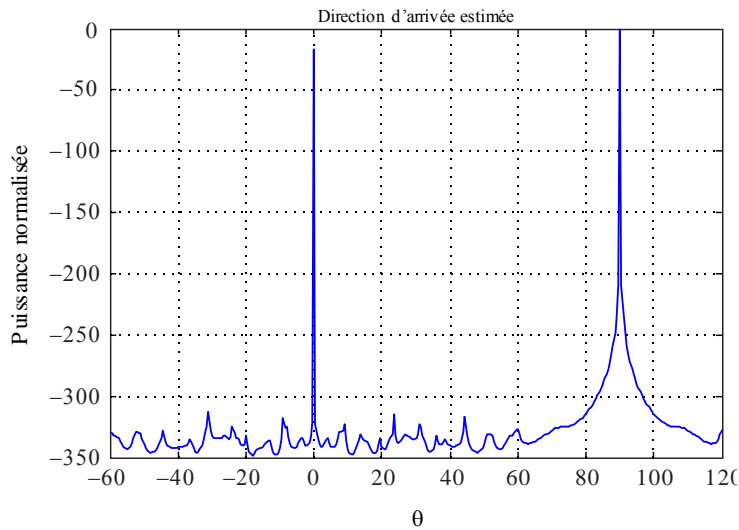
On trouvera ci-après un exemple de séparation aveugle de deux signaux. Les deux signaux proviennent d'applications d'interphone de modulation MF et de même puissance. La Figure A1-15 donne l'estimation des résultats relatifs à la direction d'arrivée obtenus avec l'algorithme MUSIC. On voit clairement que les deux directions de  $0^\circ$  et  $90^\circ$  sont estimés correctement. La comparaison du signal initial et du signal séparé, pour les signaux utile et brouilleur, est illustrée respectivement dans les Fig. A1-16(a) et A1-16(b). Le résultat fait apparaître que les deux signaux sont bien séparés. Le paramètre d'évaluation *MSE* (erreur quadratique moyenne) est défini comme suit:

$$MSE = \sqrt{\left( \sum_N (S(n) - S_e(n))^2 \right) / N}$$

où  $S(n)$  et  $S_e(n)$  sont respectivement le signal initial et le signal séparé.  $N$  est le nombre de signaux et l'erreur quadratique moyenne est d'environ  $10^{-3}$ .

FIGURE A1-15

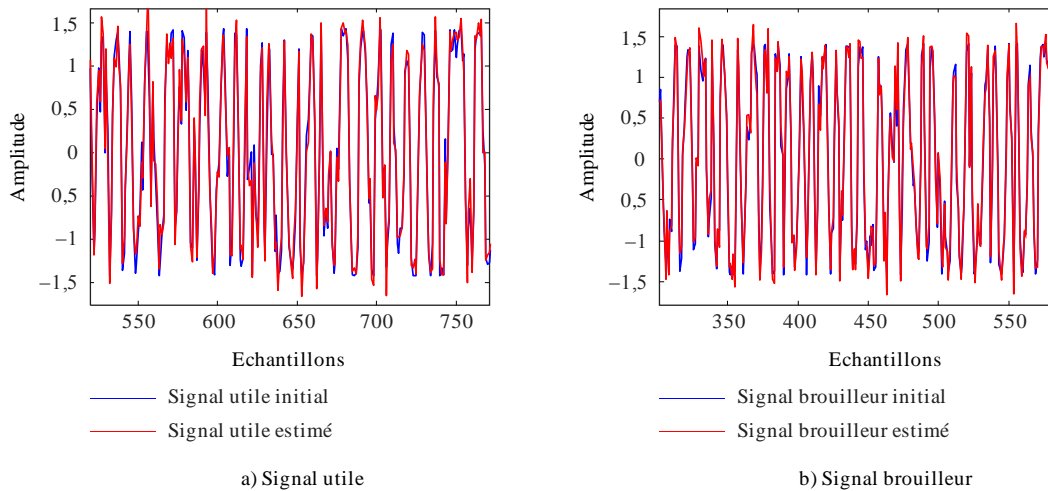
Résultats concernant l'estimation de la direction d'arrivée



Rapport SM.2355-A1-15

FIGURE A1-16

Comparaison entre le signal initial et le signal séparé

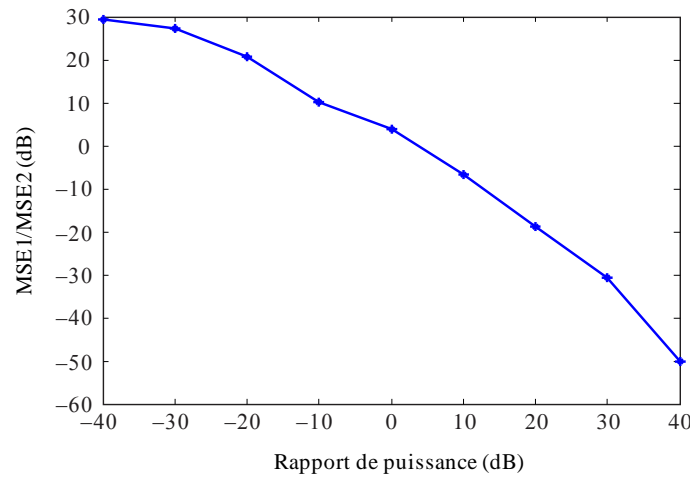


Rapport SM.2355-A1-16

La Figure A1-17 montre les résultats de l'évaluation du rapport  $MSE$  pour différents rapports de puissance entre le signal utile et le signal brouilleur. On constate que le rapport de puissance a une influence importante sur l'effet des résultats de la séparation. De façon générale, le signal de forte intensité a comparativement une valeur  $MSE$  plus faible que celle du signal de faible intensité et donne de meilleurs résultats pour ce qui est de la séparation. Cas particulier, les valeurs  $MSE$  sont identiques lorsque les deux signaux ont la même puissance.

FIGURE A1-17

*MSE* pour différents rapports de puissance entre le signal utile et le signal brouilleur



Rapport SM.2355-A1-17

## A1.5 Application de l'algorithme ICA pour plusieurs canaux pour la séparation des signaux

Les résultats de l'évaluation de l'application de l'algorithme ICA pour plusieurs canaux pour la séparation des signaux brouilleurs à l'aide d'un banc d'essai expérimental sont exposés ci-après.

### A1.5.1 Détails des tests

Un signal comprenant une onde bouilleuse superposé à un signal utile a été transmis comme signal de test, lequel a ensuite été reçu par une antenne réseau. Le signal reçu a tout d'abord subi une conversion analogique/numérique puis il a été traité par l'algorithme ICA.

En obtenant la différence entre le rapport de puissance estimé ( $DUR_{est}$ ) du signal utile et du signal brouilleur qui a été séparé après traitement par l'algorithme ICA et le rapport de puissance électrique fixé ( $DUR$ ) du signal de test, on a évalué la précision de l'estimation du rapport  $DUR$ .

Rapport de puissance signal utile/signal brouilleur pour le signal de test ( $DUR$ ) = (puissance du signal utile) / (puissance du signal brouilleur)

Rapport de puissance estimé après traitement par l'algorithme ICA ( $DUR_{est}$ )

$$= (\text{puissance du signal utile}) / (\text{puissance du signal brouilleur})$$

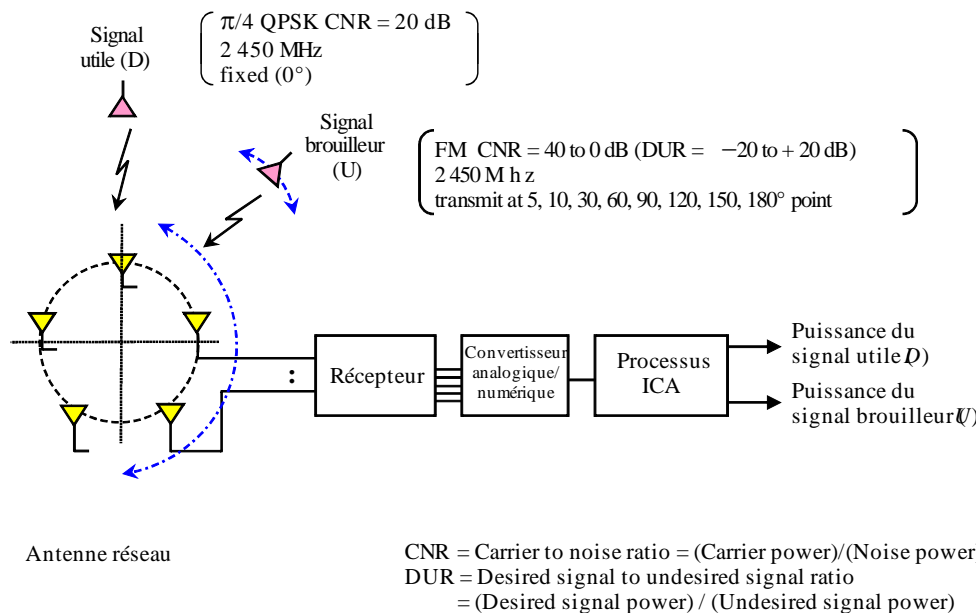
Précision de l'estimation du rapport  $DUR$  ( $A$ ) =  $DUR_{est} - DUR$

Vue depuis l'antenne réseau, la direction d'arrivée de l'onde utile est maintenue fixe, et on fait varier la direction d'arrivée de l'onde bouilleuse de  $5^\circ$  à  $180^\circ$ . Cette variation de la précision de l'estimation du rapport  $DUR$  en fonction des variations du rapport  $DUR$  pour chaque angle d'arrivée a été évaluée.

La Figure A1-18 illustre le système utilisé pour le test d'évaluation.

FIGURE A1-18

## Schéma du système utilisé pour le test d'évaluation



Rapport SM.2355-A1-18

### A1.5.2 Résultats des tests

Un schéma de la constellation du signal reçu avant traitement par l'algorithme ICA ainsi que de la séparation de l'onde utile et de l'onde brouilleuse après traitement par l'algorithme ICA est donné à la Fig. A1-19. En outre, les résultats mesurés concernant la précision des estimations du rapport DUR pour un signal utile  $\pi/4$  MDPQ et un signal brouilleur MF sont donnés dans la Fig. A1-20.

Pour des valeurs du rapport DUR = -15 à +10 dB, il a été confirmé qu'il était possible d'estimer le rapport DUR pour le signal brouilleur avec une précision de moins de 2 dB.

Avec la même procédure que pour le test, on a réalisé un test lorsque le signal de test comprend l'onde utile MA et l'onde brouilleuse MF. Même si les résultats sont légèrement différents, ils font apparaître une tendance similaire et des résultats similaires.

Avec la même procédure que pour le test, les résultats des tests pour des diamètres d'ouverture d'antenne ont montré que la fourchette des valeurs du rapport DUR qui peuvent être mesurées s'élargit au fur et à mesure que les diamètres d'ouverture augmentent.

FIGURE A1-19

Schéma de la constellation des signaux séparés après traitement par l'algorithme ICA

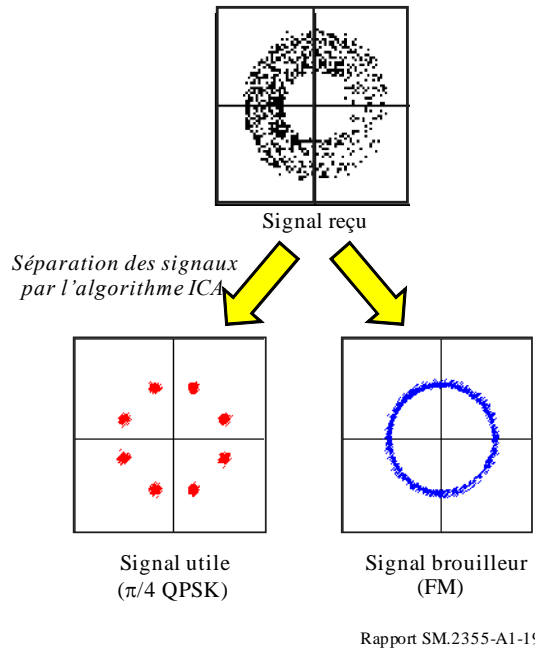
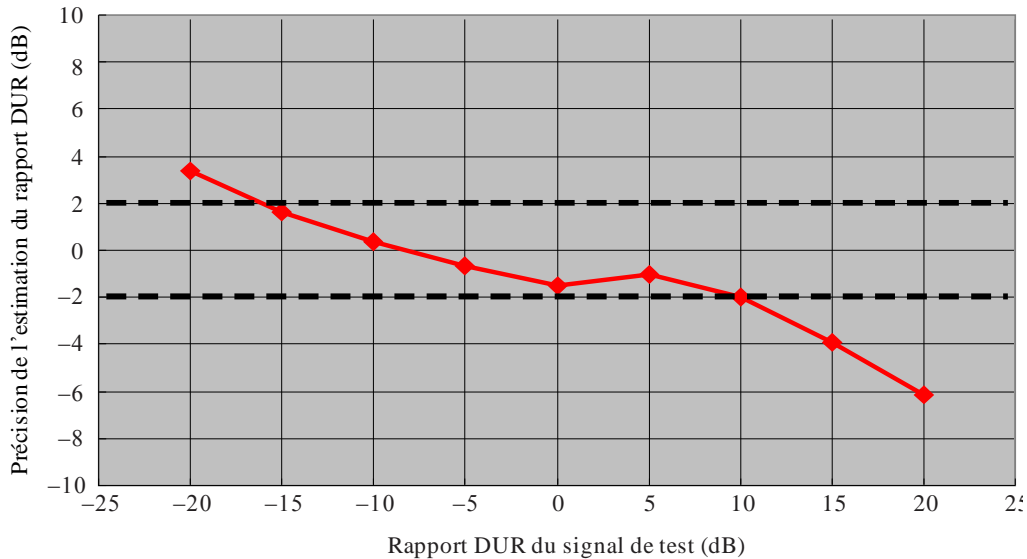


FIGURE A1-20

Précision de l'estimation du rapport DUR



### A1.5.3 Traitement pour la détection des brouillages

Les résultats de l'évaluation de la méthode ICA montrent que cette méthode permet d'estimer le rapport DUR avec un niveau de précision élevé à partir du rapport de puissance des signaux après séparation. Par conséquent, il est évident qu'il est possible de contrôler les émissions quantitativement et dans des délais appropriés, dans des cas concrets de signaux brouilleurs de faible intensité qui ne dégradent pas de façon importante la qualité de la communication et dans des cas de brouillages véritables, lesquels sont rares.

Plus précisément, dans un système hertzien numérique général, même en présence d'un brouillage correspondant à un rapport  $DUR = 10$  dB environ, l'utilisation de codes de correction d'erreur, fait

que l'utilisateur ne remarque pas la présence du brouillage. Etant donné que l'on utilise la méthode de l'algorithme ICA pour estimer quantitativement le rapport DUR, on considère qu'il est possible de prendre des mesures correctives avant une dégradation importante de la qualité de la communication.

Comme le montre la Fig. A1-21, dans cette méthode, étant donné qu'il est possible de mesurer le niveau du signal avec une précision de  $\pm 2$  dB, pour une fourchette de valeurs du rapport,  $DUR = -15$  à  $+10$  dB, il devrait être possible de détecter la présence d'un signal brouilleur avec une bonne précision.

En rapportant la valeur seuil de détection de la présence d'un signal brouilleur au rapport C/N (= DUR) requis pour le système de communication de l'onde utile, il est possible de générer une alarme ou de faire un enregistrement automatiquement, en synchronisation avec le moment où a été détecté le brouillage.

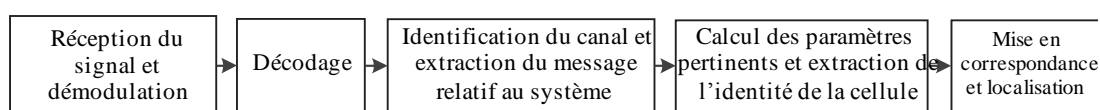
### A1.6 Géolocalisation de stations de base GSM

Il est nécessaire de localiser les stations de base GSM en cas de brouillages entre différents opérateurs de réseaux GSM ou lorsqu'il est nécessaire d'effectuer la coordination avec un réseau GSM en zones frontalières. Des stations de contrôle des émissions peuvent être utilisées pour différencier les stations de base GSM relevant de différents opérateurs de réseaux GSM, en utilisant la méthode classique de radiogoniométrie et de géolocalisation. Toutefois, il est plus facile pour effectuer une telle opération de décoder les signaux GSM et d'en extraire certaines informations, par exemple l'identité de l'opérateur du réseau GSM, l'identification globale des cellules (CGI), etc.

L'identification CGI est un numéro unique qui sert à identifier la station de base GSM à laquelle l'équipement d'utilisateur est connecté. Elle représente la concaténation de l'identification de la zone de localisation et de l'identité de la cellule. L'extraction de l'identification CGI est illustrée dans la Fig. A1-21.

FIGURE A1-21

#### Schéma de l'extraction de l'identification CGI



Rapport SM.2355-A1-21

Le signal GSM devrait tout d'abord être démodulé et décodé après qu'il a été reçu par une station réceptrice de contrôle des émissions. Ensuite, le canal particulier devrait être identifié et le message relatif au système devrait en être extrait. La position de la station de base GSM peut être connue après avoir mis en correspondance les paramètres pertinents et l'identité de la cellule avec la base de données. En combinaison avec la méthode AOA, une station mobile de contrôle des émissions peut localiser avec précision la position des stations de base GSM dans une zone donnée en planifiant le bon déroulement du contrôle des émissions.

## Annexe 2

### Exemples d'applications de géolocalisation combinée

#### A2.1 Méthode hybride AOA/TDOA

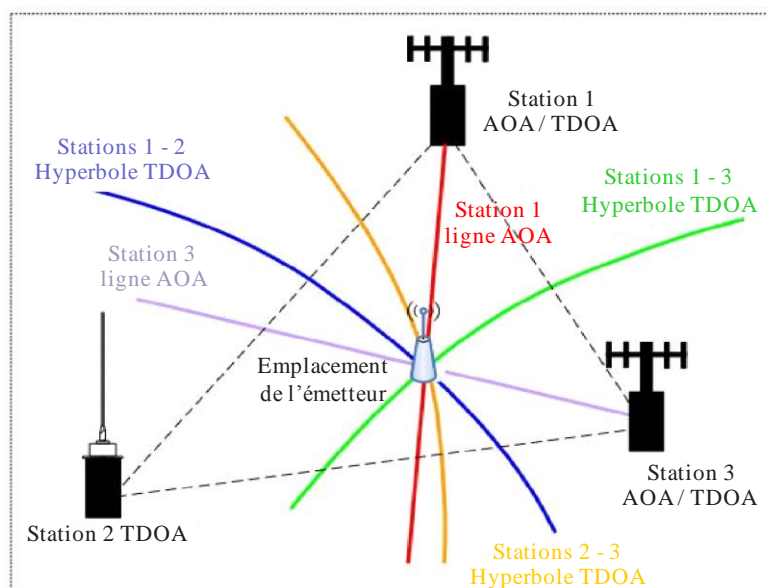
En règle générale, il n'existe pas de méthode unique (mesure de la différence entre les instants d'arrivée (TDOA) et l'angle d'arrivée (AOA) par exemple) qui soit capable de fournir une estimation exacte de l'emplacement dans toutes les circonstances. Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients pour ce qui est de la précision de la localisation.

Dans le cas des signaux à large bande, les méthodes de localisation par TDOA fournissent en règle générale une meilleure précision que la méthode de localisation reposant sur l'angle d'arrivée. Cela étant, les premières nécessitent relativement plus de stations que les secondes. Par exemple, dans les méthodes par TDOA, il faut utiliser au minimum trois stations de localisation réparties correctement. D'un autre côté, les méthodes reposant sur l'angle d'arrivée ne nécessitent que deux stations. Cela étant, une petite erreur dans les mesures des angles conduit à une grande erreur de localisation lorsque la station est éloignée de l'émetteur. Pour obtenir une bonne précision de localisation, il convient donc d'associer au moins deux systèmes de localisation qui se complètent.

L'emplacement de l'émetteur est calculé à partir des données fournies par chaque station: mesures d'angle d'arrivée, mesures de différence entre les instants d'arrivée, informations relatives à l'emplacement des stations. Le fait d'associer la méthode AOA et la méthode TDOA (méthode hybride AOA/TDOA) peut aider à éliminer l'ambiguïté de localisation afférente à la seule méthode TDOA et ainsi améliorer la précision de localisation. Ce point est illustré à la Fig. A2-1. Une description plus complète de la méthode combinée AOA/TDOA est donnée dans le Manuel de l'UIT sur le contrôle du spectre (Edition de 2011), Chapitre 4, § 4.7.3.6.

FIGURE A2-1

Amélioration des résultats grâce à l'association des techniques AOA/TDOA



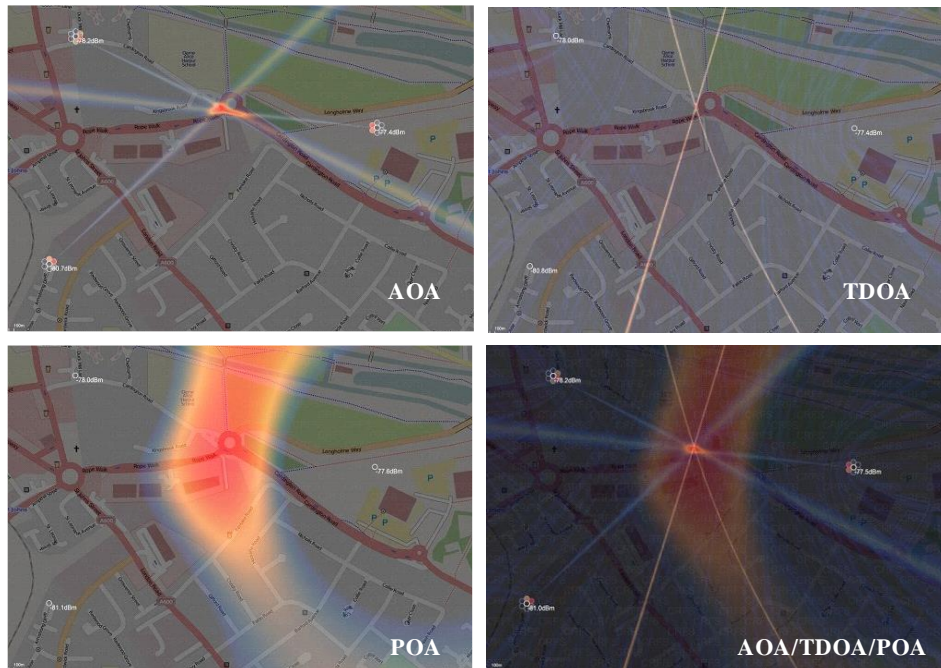
Rapport SM.2355-A2-01

L'utilisation des techniques POA donne généralement de très bons résultats pour certaines distances par rapport à l'émetteur, selon la puissance, la présence de feuillages ou d'autres perturbations radioélectriques (par exemple absorbeurs) dans la zone. Cela est particulièrement important étant



donné que ces techniques utilisent en règle générale des modèles de propagation en visibilité directe, et fonctionnent comme une technique de géolocalisation combinée avec les techniques AOA et TDOA. Cela est illustré à la Fig. A2-2.

FIGURE A2-2  
Géolocalisation combinée



Rapport SM.2355-A2-02

## A2.2 Méthode hybride TDOA/GROA

### A2.2.1 Introduction

La technique des réseaux en grille de contrôle des émissions est une des techniques qui permet de décrire et d'afficher dans l'espace des émetteurs radioélectriques inconnus et d'évaluer les ressources spectrales par le biais de nœuds de contrôle des émissions intelligents qui sont distants et répartis. Cette technique permet de répondre aux enjeux liés à l'utilisation moderne du spectre et aux impératifs d'efficacité en ce qui concerne la gestion des ressources spectrales pour un environnement urbain. Les composantes et l'architecture de ce type de système sont différentes de celles d'autres systèmes, par exemple les systèmes classiques de détection de l'angle d'arrivée par radiogoniométrie qui peuvent être plus complexes, plus onéreux et souvent utilisés dans des scénarios à grande échelle.

La Chine a commandé une étude en vue de la conception de réseaux en grille de contrôle des émissions qui pourraient être déployés en grand nombre pour détecter, identifier et localiser automatiquement la source de signaux radioélectriques brouilleurs sur une vaste étendue d'une zone urbaine dans le pays. Le programme expérimental a été lancé en juin 2012: il couvre une superficie de 75 km<sup>2</sup> dans le centre de Shanghai et comprend 46 nœuds pouvant fonctionner en réseau (voir la Fig. A2-3). Plus de 50 chercheurs et ingénieurs participent à ce programme expérimental, le premier à explorer des méthodes de contrôle des émissions dans une zone urbaine, à l'aide d'un nombre important de nœuds rentables. Ce programme expérimental a été mis en œuvre en juin 2013. Les essais sur le terrain ont été effectués par 16 participants au test (tiers parties) en août 2013. Fin 2014, le réseau expérimental était en phase de test depuis près d'un an.

FIGURE A2-3

Réseau en grille de contrôle des émissions comptant 46 noeuds



Rapport SM.2355-A2-03

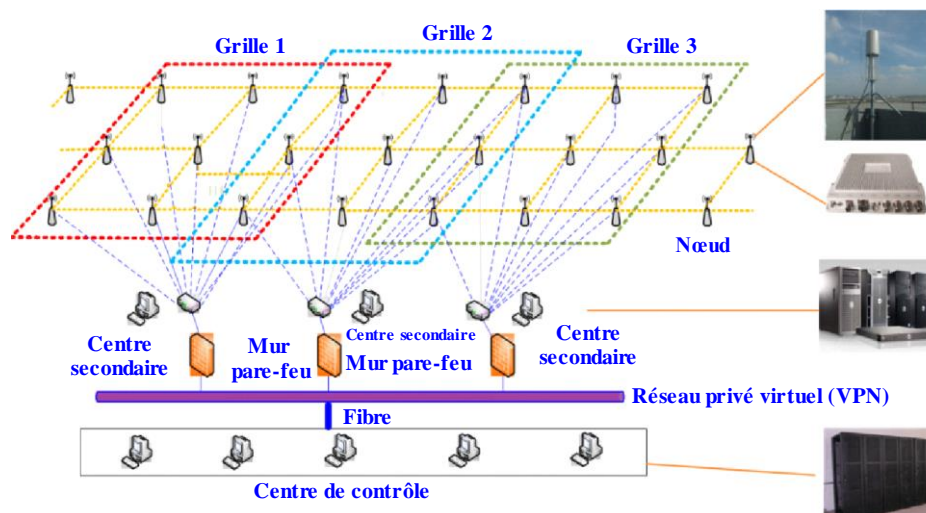
### A2.2.2 Architecture d'un réseau en grille de contrôle des émissions

Un réseau en grille de contrôle des émissions est généralement un réseau maillé classique, dynamique qui présente une structure modulable. La structure de ce réseau comprend trois couches, comme illustré à la Fig. A2-4:

- la couche des capteurs: elle comprend tous les nœuds pouvant fonctionner en réseau rentables (antenne biconique, capteurs et antenne GPS);
- la couche service intermédiaire: elle se compose des serveurs des centres secondaires et comporte plusieurs grilles afin d'organiser les tâches de contrôle des émissions et de les répartir entre les différents capteurs;
- la couche du centre de contrôle des émissions: elle comprend toutes les applications logicielles, contrôle du spectre, localisation et extraction de données.

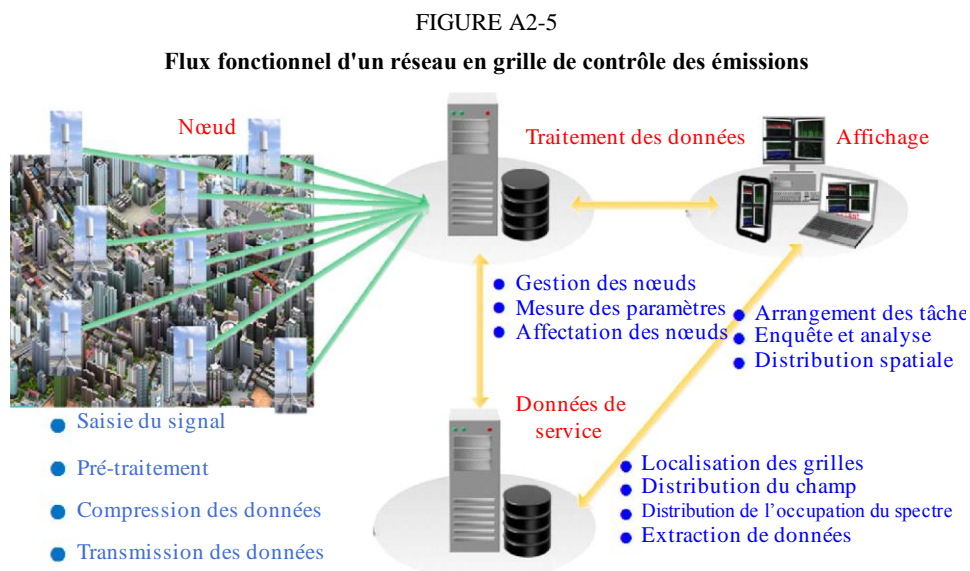
FIGURE A2-4

Architecture du réseau en grille de contrôle des émissions



Rapport SM.2355-A2-04

Le réseau en grille de contrôle des émissions est illustré à la Fig. A2-5.



Rapport SM.2355-A2-05

Un nœud pouvant fonctionner en réseau rentable (Fig. A2-6) est la principale composante d'un réseau en grille de contrôle des émissions. Il est foncièrement différent d'un réseau de radiogoniométrie qui est souvent un réseau multicanal assez onéreux. Par conséquent, le coût d'un réseau en grille de contrôle des émissions peut être nettement moins cher si on utilise des méthodes de corrélation des signaux, en fonction de la taille de la zone sur laquelle s'effectue le contrôle des émissions, et, par voie de conséquence, du nombre de nœuds nécessaires. Il est très important pour les pays en développement qui disposent d'un budget limité de s'enquérir du coût d'un tel système. Le prix est également un paramètre très important pour les zones métropolitaines dans lesquelles le nombre de nœuds de contrôle des émissions est important.

FIGURE A2-6  
Capteur RF rentable pouvant fonctionner en réseau et antenne biconique



Rapport SM.2355-A2-06

### A2.2.3 Fonctionnalités du système

#### A2.2.3.1 Interception des signaux de faible intensité

Les performances en matière de contrôle des émissions ont été testées à partir des capteurs du réseau en grille de contrôle des émissions. Les essais sur le terrain ont été réalisés sur une période de 19 jours dans les différentes zones de couverture et par 16 testeurs (tiers parties).

Le niveau minimal de la puissance d'émission de l'émetteur «cible» (émetteur à détecter) est défini comme correspondant à un rapport signal/bruit  $\geq 6$  dB dans le récepteur, pour différentes fréquences (y compris 115 MHz, 320 MHz, 575 MHz, 965 MHz, 1 300 MHz, 1 700 MHz, 2 600 MHz) et différentes largeurs de bande (y compris 12,5 kHz, 25 kHz, 100 kHz, 200 kHz, 1.25 MHz, 8 MHz). Les résultats sont donnés dans le Tableau A2-1.

TABLEAU A2-1

#### Probabilité de détection pour différentes valeurs de puissance de l'émetteur (131 mesures)

	Puissance de l'émetteur $\geq 1W$	Puissance de l'émetteur $\geq 0,1W$	Puissance de l'émetteur $\geq 0,05W$
Mesures de détection (SNR $\geq 6$ dB)	128	114	92
Probabilité de détection (SNR $\geq 6$ dB)	97,7%	87%	70,2%

#### A2.2.3.2 Géolocalisation hybride

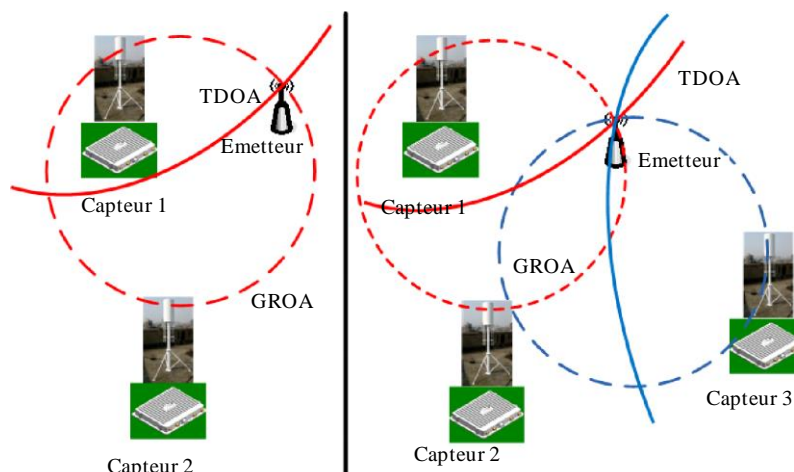
Les performances d'un réseau en grille de géolocalisation (TDOA et GROA combinées: différence entre les temps d'arrivée et rapport des gains à l'arrivée) ont été testées.

La méthode du rapport des gains à l'arrivée (GROA) est une méthode passive utilisant l'énergie, qui peut être utilisée pour évaluer les différentes positions de la source de multiples capteurs. Cette méthode ne nécessite pas une synchronisation temporelle précise entre les capteurs. Une valeur particulière du rapport des gains à l'arrivée définit un cercle entre les deux récepteurs à bord desquels peut se trouver l'émetteur radioélectrique.

La méthode de la différence entre les instants d'arrivée (TDOA) est une des méthodes de localisation de la position les plus prometteuses pour les systèmes de communication hertziens. Elle consiste à estimer la différence entre les temps d'arrivée du signal source en provenance de plusieurs récepteurs. Une valeur particulière de l'estimation de la différence entre les temps d'arrivée définit une hyperbole entre les deux récepteurs sur laquelle peut se trouver l'émetteur radioélectrique, dans l'hypothèse où la source et les récepteurs sont situés dans le même plan (Fig. A2-7).

FIGURE A2-7

Schéma fonctionnel des techniques de géolocalisation GROA/TDOA combinées



Rapport SM.2355-A2-07

Les résultats des tests font apparaître que la proportion d'erreurs types (écart entre l'emplacement réel et l'emplacement estimé) de moins d 300 m est d'environ 82,3% dans les 402 mesures réalisées. La proportion d'erreurs types de localisation par le réseau en grille, d'une valeur de moins de 100 mètres est d'environ 24,9%. Le Tableau A2-2 donne les paramètres de l'émetteur testé.

Plus précisément, le réseau en grille de contrôle des émissions permet de distinguer et de géolocaliser deux signaux fonctionnant simultanément sur la même fréquence en raison de la résolution de la grille. Pour un test avec deux émetteurs ayant une fréquence de 220 MHz, une largeur de bande de 50 kHz, une puissance de 1 W et une modulation MDPQ, le réseau en grille de contrôle des émissions donne une résolution spatiale élevée pour des émetteurs fonctionnant simultanément, à des distances différentes les uns des autres (Fig. A2-8, A2-9 et A2-10), sauf dans le cas où les deux émetteurs sont dans la même grille (Fig. A2-11).

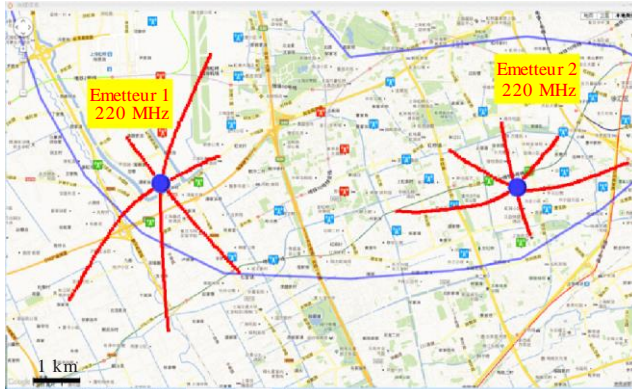
TABLEAU A2-2

Paramètres pour les tests de géolocalisation combinée

Paramètres	Valeur
Fréquence (MHz)	115, 320, 575, 965, 1 300, 1 700, 2 600
Largeur de bande (Hz)	12.5K, 25K, 100K, 200K, 1.25M, 8M
Modulation	MA, MF, MDF, MDPQ, MDM, MAQ
Puissance	1W

FIGURE A2-8

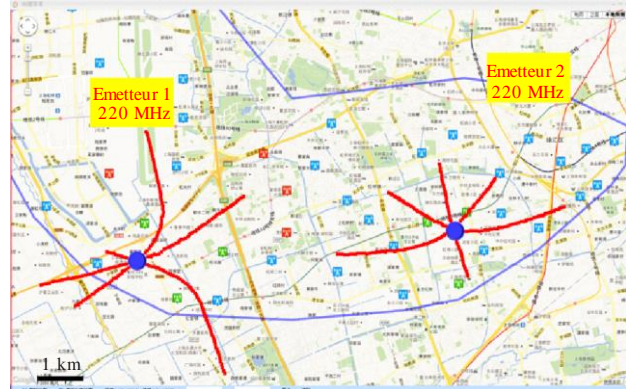
Espacement spatial entre signaux cofréquence  
(la distance entre une paire d'émetteurs  
est de 7,2 km)



Rapport SM.2355-A2-08

FIGURE A2-9

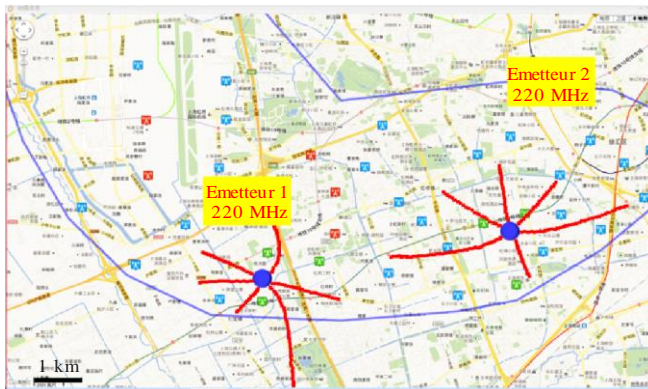
Espacement spatial entre signaux cofréquence  
(la distance entre une paire d'émetteurs  
est de 5,7 km)



Rapport SM.2355-A2-09

FIGURE A2-10

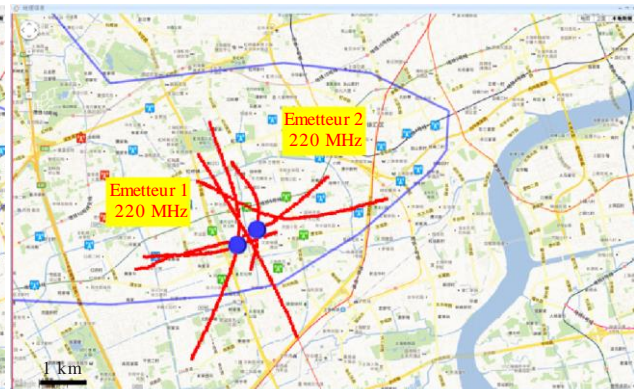
Espacement spatial entre signaux cofréquence  
(la distance entre une paire d'émetteurs  
est de 4,1 km)



Rapport SM.2355-A2-10

FIGURE A2-11

Espacement spatial entre signaux cofréquence  
(la distance entre une paire d'émetteurs  
est de 0,6 km)



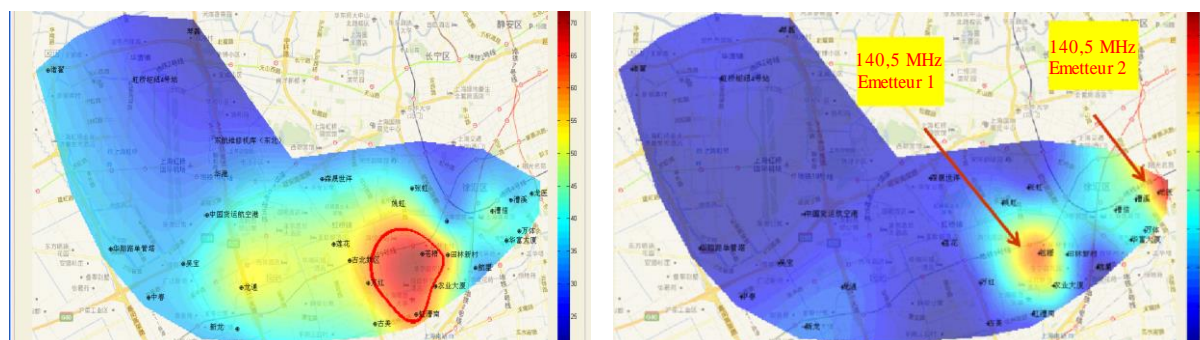
Rapport SM.2355-A2-11

### A2.2.3.3 Distribution du champ

Le champ peut être mesuré simultanément par tous les nœuds et la distribution du canal dans la zone de couverture peut être détectée et calculée par le réseau en grille de contrôle des émissions, par interpolation des données en temps réel. La distribution est calculée en fonction du champ détecté par tous les capteurs et les données de contrôle des émissions seront fusionnées en temps réel. Deux exemples sont donnés ci-après: cas d'un émetteur de 3 W et de deux émetteurs de 3 W fonctionnant simultanément.

FIGURE A2-12

Distribution du champ (fréquence 140,5 MHz, largeur de bande 12,5 kHz, MF, puissance 3W)



a) Test avec un seul talkie-walkie

b) Test avec deux talkie-walkie

Rapport SM.2355-A2-12

La Figure A2-12 montre que la propagation des ondes radioélectriques est apparemment anisotrope dans les environnements métropolitains, ce qui diffère des modèles théoriques de propagation isotrope. Les deux émetteurs fonctionnant sur la même fréquence peuvent être distingués clairement dans l'espace par le réseau en grille de contrôle des émissions. La distance entre les émetteurs est de moins de 3 km. Toutefois, la tâche est difficile à accomplir si l'on utilise un système classique de réseaux de radiogoniométrie dans un environnement métropolitain.

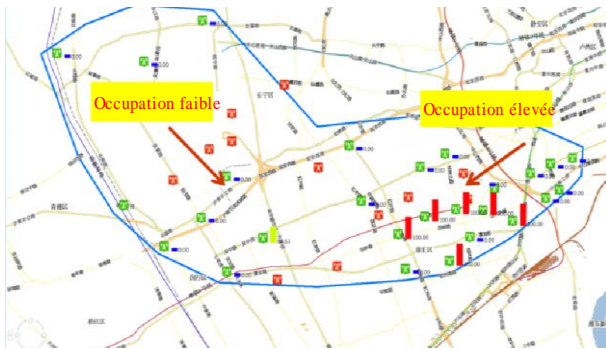
#### A2.2.3.4 Occupation géographique et distribution des rayonnements électromagnétiques

L'occupation du spectre se mesure souvent par une seule valeur pour une seule place. Par ailleurs, il n'est pas facile de décrire clairement comment les ressources spectrales sont utilisées. Le réseau en grille de contrôle des émissions peut apporter des précisions sur l'occupation du spectre d'un point de vue spatial. L'occupation du spectre peut être mesurée simultanément par tous les noeuds (Fig. A2-13 (fréquence = 400,5 MHz, largeur de bande = 12,5 kHz, MF, puissance = 3 W)).

Avec les données brutes relatives au spectre dans le réseau en grille de contrôle des émissions, la distribution géographique des rayonnements électromagnétiques peut aussi être décrite dans les zones couvertes (Fig. A2-14). La bande de fréquences est comprise entre 30 MHz et 3 000 MHz, et l'unité de rayonnement électromagnétique est la densité de puissance en  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ .

FIGURE A2-13

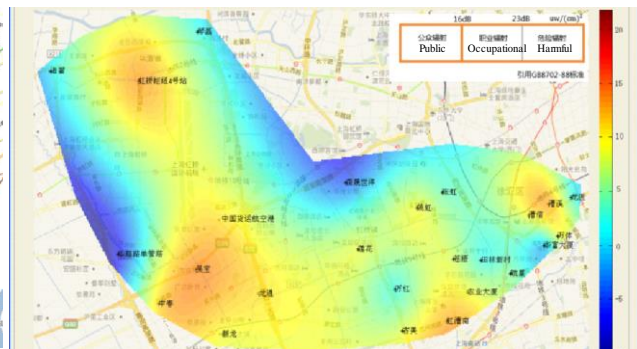
## Distribution géographique de l'occupation du spectre



Rapport SM.2355-A2-13

FIGURE A2-14

## Distribution des rayonnements électromagnétiques



Rapport SM.2355-A2-14

### A2.2.4 Conclusion

Un réseau en grille de contrôle des émissions doté de noeuds présentant un bon rapport coût-efficacité a la capacité d'intercepter les signaux de faible intensité, d'apporter des précisions concernant le contrôle des émissions et de décrire la distribution spatiale du spectre pour un environnement métropolitain; il joue donc un rôle important pour identifier la distribution spatiale du spectre et localiser rapidement les sources de brouillage.