

Union internationale des télécommunications

# UIT-R

Secteur des Radiocommunications de l'UIT

**Recommandation UIT-R P.1407-8**  
(09/2021)

## **Propagation par trajets multiples et paramétrage de ses caractéristiques**

**Série P**  
**Propagation des ondes radioélectriques**



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 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 <https://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>, où l'on trouvera également les Lignes directrices pour la mise en œuvre 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 Recommandations UIT-R

(Également disponible en ligne: <https://www.itu.int/pub/R-REC/en>)

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>	<b>Propagation des ondes radioélectriques</b>
<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>	Gestion du spectre
<b>SNG</b>	Reportage d'actualités par satellite
<b>TF</b>	Émissions de fréquences étalon et de signaux horaires
<b>V</b>	Vocabulaire et sujets associés

*Note: Cette Recommandation UIT-R a été approuvée en anglais aux termes de la procédure détaillée dans la Résolution UIT-R 1.*

Publication électronique  
Genève, 2021

© UIT 2021

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.

## RECOMMANDATION UIT-R P.1407-8\*

**Propagation par trajets multiples et paramétrage de ses caractéristiques**

(Question UIT-R 203/3)

(1999-2003-2005-2007-2009-2013-2017-2019-2021)

**Domaine d'application**

La Recommandation UIT-R P.1407 décrit la nature de la propagation par trajets multiples, définit les paramètres appropriés pour la description statistique des effets de la propagation par trajets multiples et donne des exemples décrivant les effets de corrélation entre les trajets multiples de propagation et leur calcul.

**Mots clés**

Profils de retard, profils en fonction de l'angle en élévation/azimut, profil de la puissance en fonction du retard avec une antenne directive, Doppler, puissance totale, composantes multitrajet.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) qu'il est nécessaire d'évaluer les effets de la propagation par trajets multiples sur les services utilisant des systèmes numériques;
- b) qu'il est souhaitable de normaliser la terminologie et les expressions servant à caractériser la propagation par trajets multiples,

*recommande*

- 1 d'utiliser les termes et définitions figurant dans l'Annexe 1 pour décrire de façon cohérente les notions liées à la propagation par trajets multiples;
- 2 d'utiliser les concepts de corrélation de l'Annexe 2 pour analyser les effets des systèmes à entrées multiples et à sorties multiples (MIMO);
- 3 d'utiliser, pour la génération des canaux large bande, les modèles décrits dans l'Annexe 3 pour évaluer la qualité de fonctionnement des systèmes de communication.

**Annexe 1****1 Introduction**

Dans les systèmes radioélectriques avec de faibles hauteurs d'antenne, il y a souvent plusieurs trajets indirects entre l'émetteur et le récepteur dus aux réflexions sur les objets environnants, auxquels s'ajoute le trajet direct en cas de visibilité directe. Cette propagation par trajets multiples est particulièrement significative en milieu urbain, où les murs des bâtiments et les surfaces pavées des routes sont à l'origine d'importantes réflexions. Le signal reçu est donc la résultante de plusieurs

---

\* La Commission d'études 3 des radiocommunications a apporté des modifications rédactionnelles à cette Recommandation en 2025 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 1.

composantes caractérisées par des amplitudes, des angles de phase et des directions d'incidence différentes.

On peut considérer que la variabilité spatiale de l'intensité du signal qui en résulte a deux modes:

- a) évanouissement rapide qui varie sur des distances de l'ordre d'une longueur d'onde, essentiellement en raison des variations des angles de phase des différentes composantes du signal;
- b) évanouissement lent qui varie sur des distances importantes, essentiellement en raison des variations de l'effet d'écran des objets environnants.

Par ailleurs, les différentes composantes du signal peuvent être sujettes à un effet Doppler plus ou moins marqué selon le mouvement du mobile ou des objets réfléchissants, véhicules par exemple.

Le canal multitrajet associé au mobile peut se caractériser par sa réponse impulsionnelle qui varie en fonction de la vitesse du mobile et/ou des diffuseurs. Un récepteur doit donc tenir compte de la distorsion du signal provoquée par des échos dans le canal et des variations rapides de la nature de cette distorsion. Ces caractéristiques du canal radioélectrique associé au mobile sont décrites par les profils de puissance en fonction du retard et les spectres Doppler obtenus à partir de sondages à large bande du canal.

L'amplitude des signaux à destination ou en provenance de véhicules circulant dans des zones urbaines ou boisées varie considérablement en raison de la diffusion par trajets multiples. Des évanouissements de 30 dB ou plus au-dessous du niveau moyen sont courants. Le champ instantané mesuré sur des distances de quelques dizaines de longueurs d'onde correspond à peu près à la distribution de Rayleigh. Les valeurs moyennes de ces distributions sur un secteur peu étendu varient considérablement d'une zone à l'autre, en fonction de la hauteur, de la densité et de la répartition des collines, des arbres, des bâtiments et autres structures.

Physiquement, les paramètres de la propagation par trajets multiples comprennent le nombre de trajets, les amplitudes, les différences de longueur de trajet (retards), la polarisation, le décalage Doppler et les angles d'incidence/de départ. Ces paramètres peuvent être définis à partir d'une série de réponses impulsionnelles complexes sur une courte distance ou pendant un bref intervalle de temps, qui peuvent être utilisées pour estimer la fonction d'étalement Doppler du temps de propagation représentant le phénomène de propagation par trajets multiples dans les trois dimensions: temps de propagation excédentaire, fréquence Doppler et densité de puissance. La fonction d'étalement Doppler du temps de propagation définit un filtre transversal linéaire dont le signal de sortie est la somme de plusieurs répliques du signal d'entrée retardées, affaiblies et affectées de l'effet Doppler. Cette formulation est utile pour les simulations sur ordinateur sous forme d'un filtre transversal dynamique. La fonction d'étalement Doppler du temps de propagation sert à estimer le profil de puissance en fonction du retard et le spectre Doppler, qui peut être lié au temps de cohérence du canal. À défaut, la transformation de Fourier de la réponse impulsionnelle complexe variant en fonction du temps donne une réponse en fréquence complexe variant en fonction du temps dont les caractéristiques d'amplitude en fonction de la fréquence définissent la sélectivité en fréquence des trajets multiples, qui est liée à la largeur de bande de corrélation et dont la variabilité dans le temps donne les caractéristiques des évanouissements à une fréquence déterminée.

Les § 2, 3 et 4 donnent les définitions des paramètres de canal pour un secteur peu étendu (à petite échelle). On utilise ensuite des données statistiques associées à ces paramètres à petite échelle pour générer des fonctions de distribution cumulative (CDF). La fonction CDF à moyenne échelle couvre un certain tronçon de mesures, de quelques dizaines à quelques centaines de mètres de longueur. On considère que l'association des données issues de plusieurs tronçons à moyenne échelle constitue une caractérisation à grande échelle ou globale qui est représentative de l'environnement considéré (terrain accidenté, zone urbaine, zone suburbaine, grandes pièces intérieures, couloirs, etc.).

## 2 Paramètres relatifs aux profils de retard

### 2.1 Définition des profils de puissance en fonction du retard

Les paramètres appropriés pour la description statistique des retards de propagation par trajets multiples peuvent être calculés à partir de l'un quelconque des trois types de profils de puissance en fonction du retard suivants: profil instantané, profil à court terme ou profil à long terme, qui correspondent soit à des moyennes temporelles qui sont obtenues lorsque le récepteur est immobile et qui représentent des variations dans l'environnement, soit à des moyennes spatiales obtenues lorsque le récepteur est en mouvement.

La définition des profils de puissance en fonction du retard est telle qu'indiquée sur la Fig. 1.

Le profil instantané de puissance en fonction du retard correspond à la densité de puissance de la réponse impulsionnelle à un moment donné et en un point donné.

Le profil à court terme (petite échelle) de puissance en fonction du retard est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils instantanés de puissance en fonction du retard sur plusieurs dizaines de longueurs d'onde comprises dans l'intervalle dans lequel les mêmes composantes de propagation par trajets multiples sont maintenues afin de supprimer les variations dues aux évanouissements rapides. À défaut, on peut obtenir ce profil à partir de la fonction d'étalement Doppler du temps de propagation représentée sur la Fig. 2A, en prenant la somme des carrés de l'amplitude le long de l'axe de décalage de la fréquence Doppler, comme indiqué sur la Fig. 2B.

FIGURE 1

Définition des profils de puissance en fonction du retard

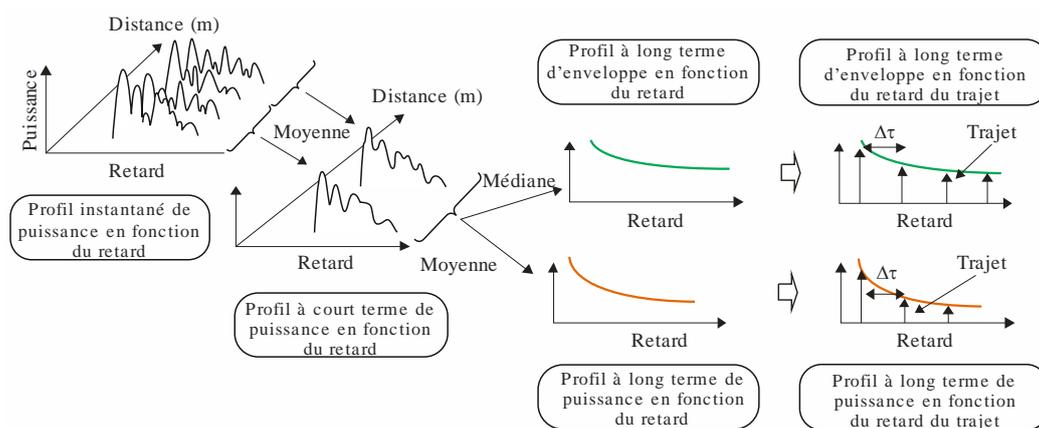
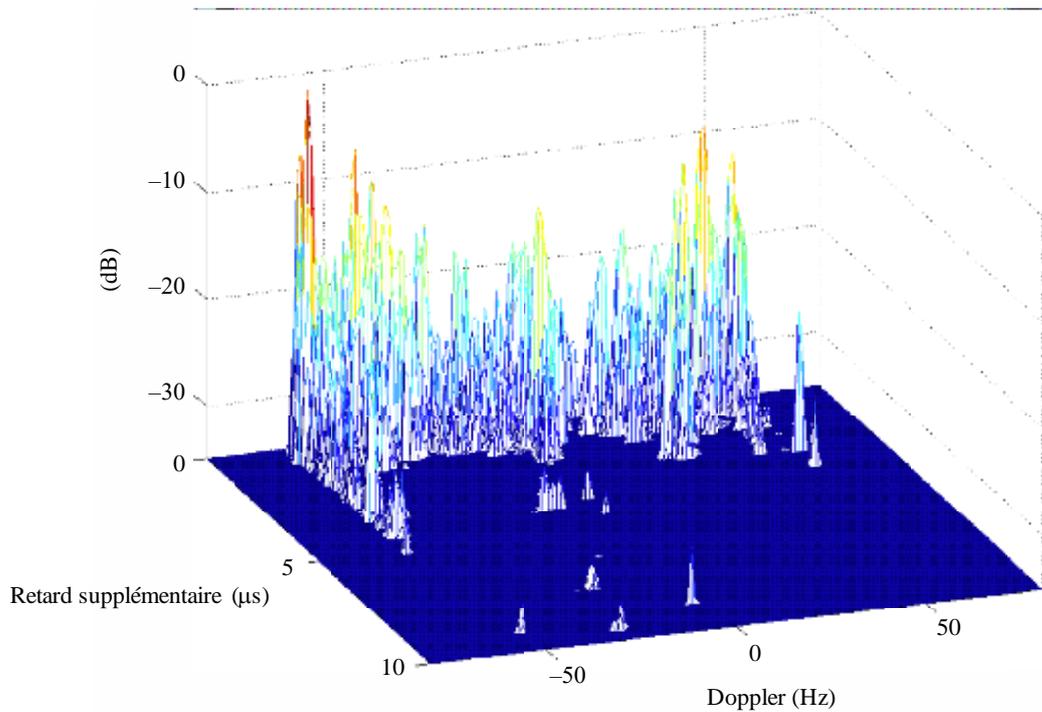


FIGURE 2A

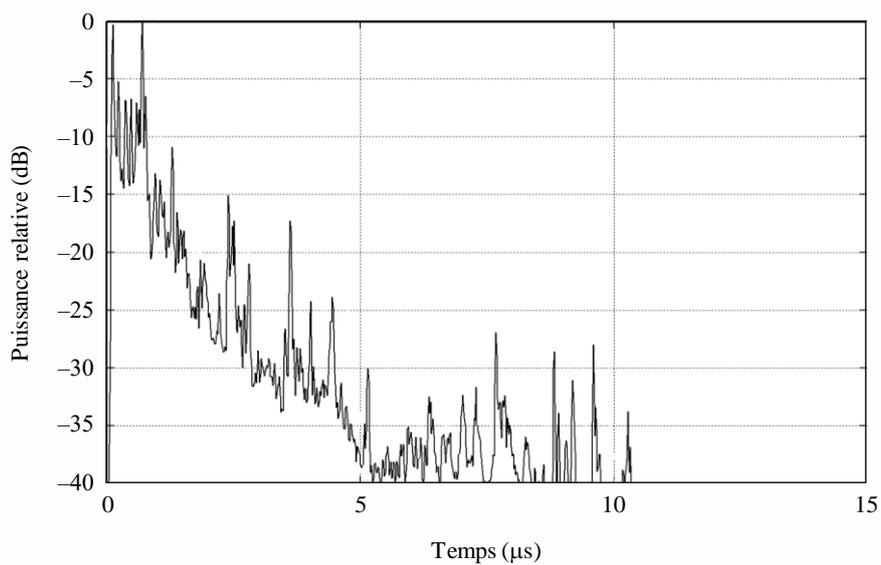
## Fonction d'étalement Doppler du temps de propagation



P.1407-02a

FIGURE 2B

## Puissance relative/réponse temporelle



P.1407-02b

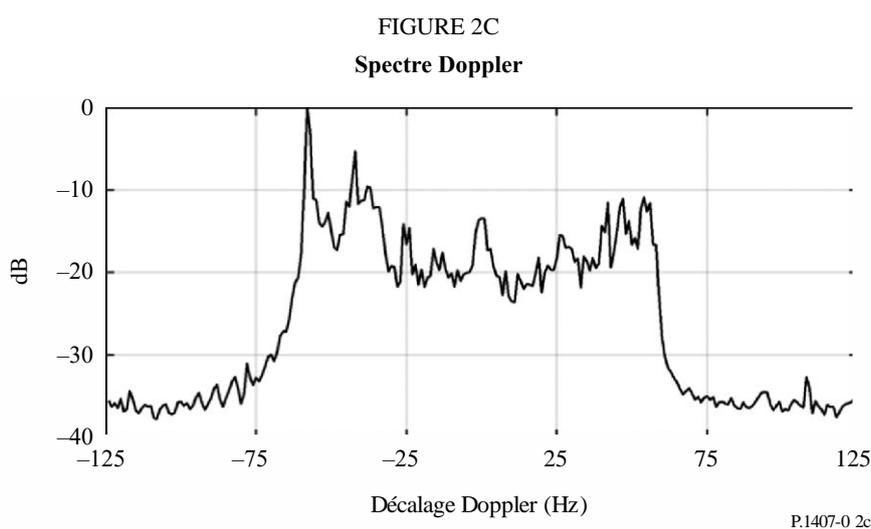
Le profil à long terme de puissance en fonction du retard est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils à court terme de puissance en fonction du retard à environ la même distance de la station de base (BS) afin de supprimer les variations dues à l'effet d'écran.

Les profils à long terme de puissance en fonction du retard avec un temps de propagation excédentaire discret normalisé par la résolution temporelle  $1/B$ , où  $B$  est la largeur de bande, sont définis comme étant des profils à long terme de puissance en fonction du retard du trajet, et non comme étant des profils continus de puissance en fonction du retard.

Par ailleurs, le profil à long terme d'enveloppe en fonction du retard correspond à la valeur médiane des profils à court terme de puissance en fonction du retard à environ la même distance de la station de base; il représente la forme du profil de retard dans la zone considérée.

En prenant la somme des carrés de l'amplitude le long de l'axe du retard de la fonction d'étalement Doppler du temps de propagation, le spectre Doppler peut être obtenu comme indiqué dans la Fig. 2C.

Le profil à court terme (petite échelle) de puissance en fonction du retard est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils instantanés de puissance en fonction du retard dans l'intervalle dans lequel les mêmes composantes de propagation par trajets multiples sont maintenues afin de supprimer les variations dues aux évanouissements rapides, comme indiqué au § 6. À défaut, on peut obtenir ce profil à partir de la fonction d'étalement Doppler du temps de propagation représentée sur la Fig. 2A, en prenant la somme des carrés de l'amplitude le long de l'axe de décalage de la fréquence Doppler, comme indiqué sur la Fig. 2B.



## 2.2 Définition des paramètres statistiques

On trouvera ci-après les paramètres appropriés pour la description statistique des retards de propagation par trajets multiples.

Le *retard moyen* est la moyenne pondérée en fonction de la puissance des temps de propagation excédentaires mesurés et il est donné par le moment d'ordre un du profil de puissance en fonction du retard (le carré de l'amplitude de la réponse impulsionnelle).

La *valeur quadratique moyenne de l'étalement des retards* est l'écart type pondéré en fonction de la puissance des temps de propagation excédentaires et elle est donnée par le moment d'ordre deux du profil de puissance en fonction du retard. Elle fournit une mesure de la variabilité du retard moyen.

La *fenêtre des retards* est la longueur de la portion médiane du profil de puissance en fonction du retard qui contient un certain pourcentage (généralement 90%) de l'énergie totale présente dans la réponse impulsionnelle.

L'*intervalle des retards* est défini comme la durée de la réponse impulsionnelle entre les deux valeurs de temps de propagation excédentaire qui correspondent à la première fois où l'amplitude de la réponse impulsionnelle dépasse un seuil donné, et à la dernière fois où elle devient inférieure à ce seuil.

Le *nombre de composantes de la propagation par trajets multiples ou de composantes du signal* correspond au nombre de crêtes résolues dans un profil de puissance en fonction du retard, dont l'amplitude se situe à moins de A dB de la crête maximale et au-dessus du seuil de bruit.

Les définitions des paramètres statistiques sont données en ce qui concerne les Fig. 3A et 3B. Il convient de noter que pour les profils de puissance en fonction du retard représentés dans les figures on a utilisé une échelle en décibels. Dans les équations relatives à la somme des puissances la puissance est exprimée en unités linéaires.

### 2.2.1 Puissance totale

La *puissance totale*,  $P_m$ , de la réponse impulsionnelle est donnée par:

$$p_m = \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt \quad (1)$$

où:

- $p(t)$ : densité de puissance de la réponse impulsionnelle
- $t$ : retard par rapport à une référence de temps
- $t_0$ : instant où  $p(t)$  dépasse le seuil de coupure pour la première fois
- $t_3$ : instant où  $p(t)$  dépasse le seuil de coupure pour la dernière fois.

### 2.2.2 Retard moyen

Le retard moyen,  $T_D$ , est donné par le moment d'ordre un du profil de puissance en fonction du retard:

$$T_D = \frac{\int_0^{\tau_e} \tau p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau} - \tau_a \quad (2a)$$

où:

- $\tau$ : variable de temps de propagation excédentaire, égale à  $t - t_0$
- $\tau_a$ : instant d'arrivée de la première composante multitrajet reçue (première crête du profil)
- $\tau_e = t_3 - t_0$ .

Sous sa forme discrète avec la résolution temporelle  $\Delta\tau (= 1/B)$ , l'équation (2a) devient:

$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)} - \tau_M \quad (2b)$$

$$\tau_i = (i - 1) \Delta\tau = (i - 1)/B \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

où  $i = 1$  et  $N$  sont les indices des premier et dernier échantillons du profil de retard au-dessus du niveau de seuil,  $M$  étant l'indice de la première composante multitrajet reçue (première crête du profil).

Les retards peuvent être déterminés à partir de la relation suivante:

$$t_i(\mu s) = 3.3r_i \quad \text{km} \quad (3)$$

où  $r_i$  est la somme des distances qui séparent d'une part l'émetteur du réflecteur multitrajet et d'autre part le réflecteur du récepteur, ou encore la distance totale qui sépare l'émetteur du récepteur pour  $t_{LOS}$ .

### 2.2.3 Valeur quadratique moyenne de l'étalement des retards

La valeur quadratique moyenne de l'étalement des retards  $S$  est définie par la racine carrée du moment central d'ordre deux:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_e} (\tau - T_D - \tau_a)^2 p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau}} \quad (4a)$$

Sous sa forme discrète avec la résolution temporelle  $\Delta\tau$ , l'équation (4a) devient:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - T_D - \tau_M)^2 p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)}} \quad (4b)$$

### 2.2.4 Fenêtres des retards

La fenêtre des retards,  $W_q$ , est la durée de la portion médiane du profil de puissance en fonction du retard qui contient un certain pourcentage  $q$  de la puissance totale:

$$W_q = (t_2 - t_1) \quad (5)$$

où les instants  $t_1$  et  $t_2$  sont définis par:

$$\int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{q}{100} \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt = \frac{q}{100} p_m \quad (6)$$

et l'énergie à l'extérieur de la fenêtre est divisée en deux parts égales  $\left(\frac{100 - q}{200}\right) p_m$ .

### 2.2.5 Intervalle des retards

L'intervalle des retards,  $I_{th}$ , est défini comme l'intervalle de temps entre l'instant  $t_4$  où l'amplitude du profil de puissance en fonction du retard dépasse pour la première fois un seuil donné  $P_{th}$ , et l'instant  $t_5$  où cette amplitude tombe pour la dernière fois au-dessous de ce seuil:

$$I_{th} = (t_5 - t_4) \quad (7)$$

### 2.2.6 Nombre de composantes multitrajet

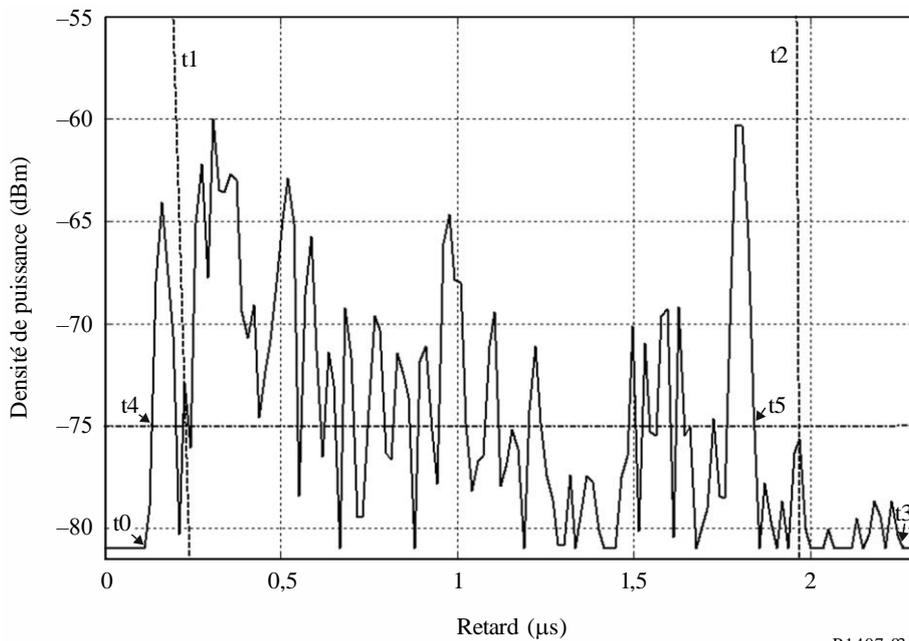
Le nombre de composantes multitrajet ou de composantes du signal peut être représenté à partir du profil en fonction du retard comme le nombre de crêtes dont l'amplitude se situe à moins de A dB de la crête maximale et au-dessus du seuil de bruit, comme indiqué sur la Fig. 3B.

### 2.2.7 Paramètres recommandés

Lors de l'analyse des données, il est recommandé d'utiliser des fenêtres des retards pour 50%, 75% et 90% de la puissance, des intervalles des retards pour des seuils de 9 dB, 12 dB et 15 dB en dessous de la valeur crête. Il faut noter que les effets du bruit et des signaux parasites dans le système (de la partie radioélectrique au système de traitement de données) peuvent être tout à fait significatifs. Il est donc important de déterminer avec précision le seuil de bruit et/ou des signaux parasites des systèmes et de conserver une marge de sécurité au-dessus de celui-ci. Une marge de sécurité de 3 dB est recommandée et, dans le but de garantir l'exactitude des résultats, il est recommandé d'utiliser un rapport minimum crête/parasite de 15 dB, par exemple (non compris les 3 dB de marge de sécurité) comme critère d'acceptation avant qu'une réponse impulsionnelle ne soit incluse dans les statistiques. Le seuil utilisé pour l'identification du nombre de composantes multitrajet dépend de la gamme dynamique de l'équipement de mesure: la valeur type est de 20 dB au-dessous du niveau crête du profil de retard.

FIGURE 3A

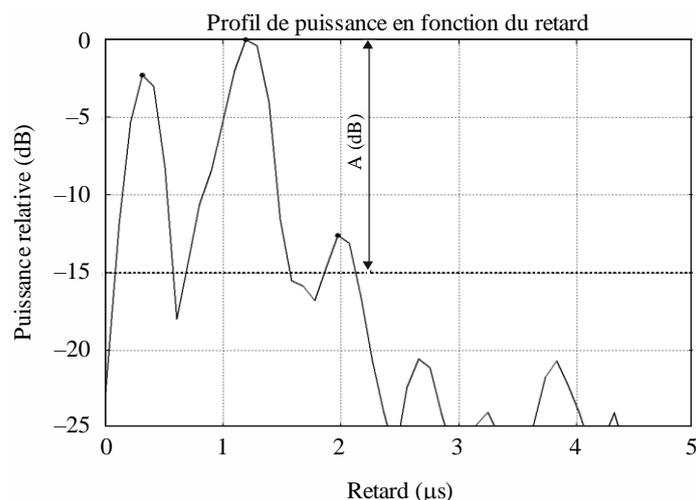
Profil de puissance en fonction du retard indiquant différents paramètres relatifs au retard



Profil de puissance en fonction du retard illustrant les paramètres suivants: la fenêtre des retards,  $W_{90}$ , contenant 90% de la puissance reçue est représentée entre les deux lignes verticales tiretées ( $t_1$  et  $t_2$ ), l'intervalle des retards,  $I_{15}$ , contenant le signal au-dessus du niveau à 15 dB sous la crête, se situe entre  $t_4$  et  $t_5$ ,  $t_0$  et  $t_3$  indiquant le début et la fin du profil au-dessus du seuil de bruit.

FIGURE 3B

Profil de puissance en fonction du retard indiquant les composantes multitrajet au-dessus du seuil



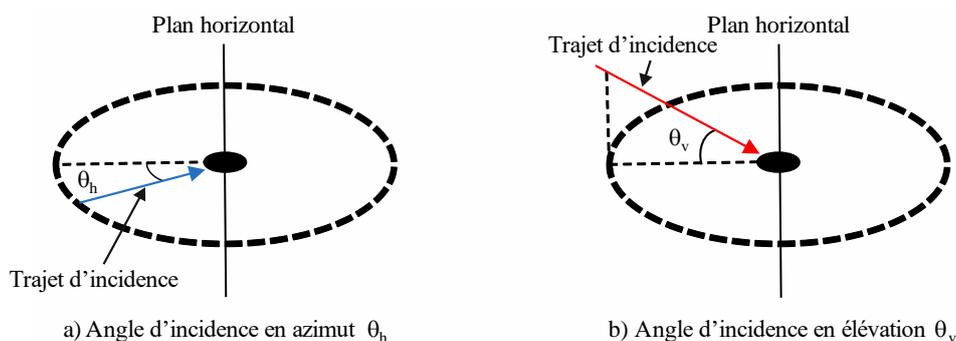
P.1407-03b

### 3 Paramètres relatifs à la direction d'incidence

La Figure 4 montre l'angle d'incidence en azimut  $\theta_h$  et l'angle d'incidence en élévation  $\theta_v$ .

FIGURE 4

Angle d'incidence en azimut  $\theta_h$  et angle d'incidence en élévation  $\theta_v$



P.1407-04

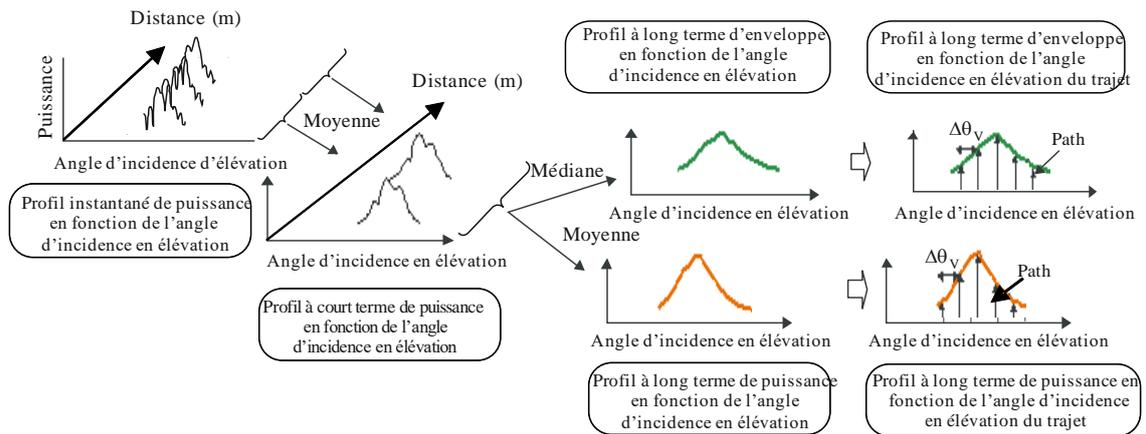
#### 3.1 Définition des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation

Les paramètres appropriés pour la description statistique de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation des trajets multiples peuvent être calculés à partir de l'un quelconque des trois types de profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation suivants: profil instantané, profil à court terme ou profil à long terme, qui correspondent soit à des moyennes temporelles qui sont obtenues lorsque le récepteur est immobile et qui représentent des variations dans l'environnement, soit à des moyennes spatiales obtenues lorsque le récepteur est en mouvement.

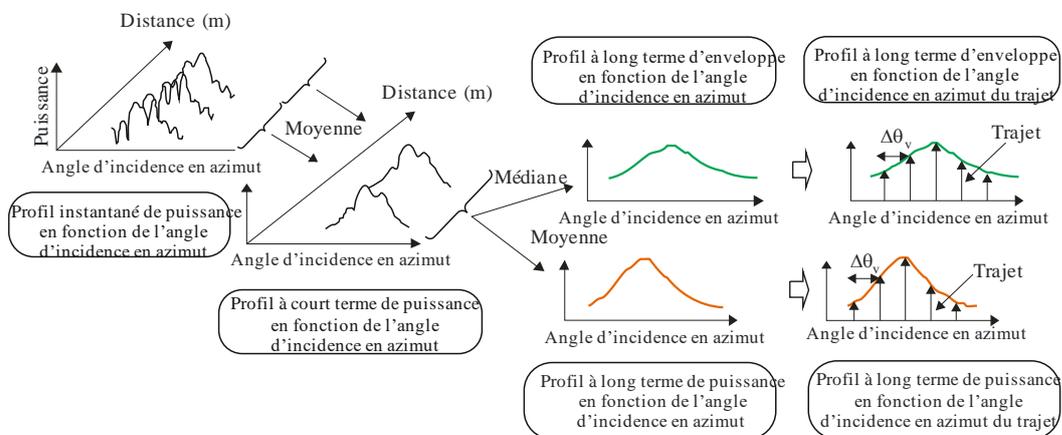
La définition des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en élévation est telle qu'indiquée sur la Fig. 5(a). Les définitions des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut sont données dans la Fig. 5(b).

FIGURE 5

### Définitions des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation



a) Définition des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en élévation



b) Définition des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut

P.1407-05

Le profil instantané de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation correspond à la densité de puissance de la réponse impulsionnelle à un moment donné et en un point donné.

Le profil à court terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils instantanés de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation sur plusieurs dizaines de longueurs d'onde comprises dans l'intervalle dans lequel les mêmes composantes de propagation par trajets multiples sont maintenues afin de supprimer les variations dues aux évanouissements rapides.

Le profil à long terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils à court terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation à environ la même distance de la station de base (BS) afin de supprimer les variations dues à l'effet d'écran.

Les profils à long terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation avec un angle en azimut ou en élévation discret normalisé par la résolution angulaire en azimut ou en élévation de l'antenne sont définis comme étant des profils à long terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation du trajet, et non comme étant des profils continus de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation.

Par ailleurs, le profil à long terme de l'enveloppe en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation correspond à la valeur médiane des profils à court terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation à environ la même distance de la station de base; il représente la forme du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation dans la zone considérée.

### 3.2 Définition des paramètres statistiques

On trouvera ci-après les définitions des paramètres appropriés pour la description statistique de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation des trajets multiples.

*L'angle d'incidence en azimut ou en élévation moyen* est la moyenne pondérée en fonction de la puissance des directions d'incidence en azimut ou en élévation mesurées et il est donné par le moment d'ordre un du spectre de puissance en fonction de l'azimut ou de l'élévation (on l'appelle également profil de puissance en fonction de l'angle en azimut ou en élévation).

*Le profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation* est défini comme la caractéristique de puissance en fonction de l'angle dans le plan de l'azimut/l'élévation.

*La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en azimut ou en élévation* est l'écart type pondéré en fonction de la puissance de la direction d'incidence en azimut ou en élévation et elle est donnée par le moment d'ordre deux du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation. Elle permet de mesurer la variabilité de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation moyen.

*La fenêtre angulaire en azimut ou en élévation* est la largeur de la portion médiane du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation qui contient un certain pourcentage défini de l'énergie totale présente dans le profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation.

*L'intervalle angulaire en azimut ou en élévation (ou espacement angulaire en azimut ou en élévation)* est défini comme la largeur de la réponse impulsionnelle (ou largeur de profil d'angle en azimut ou en élévation) entre les deux valeurs de direction d'incidence qui correspondent au premier angle en azimut ou en élévation auquel l'amplitude du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation dépasse un seuil donné et au dernier angle en azimut ou en élévation auquel elle devient inférieure à ce seuil. Le seuil utilisé dépend de la gamme dynamique de l'équipement de mesure: la valeur type est de 20 dB au-dessous du niveau crête du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation.

#### 3.2.1 Puissance totale

Supposons que  $p(\theta_h)$ ,  $p(\theta_v)$  soit la puissance reçue dans la direction en azimut ou en élévation  $\theta_h$ ,  $\theta_v$ .

La *puissance totale*,  $p_{0h}$ ,  $p_{0v}$ , du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation est définie comme la puissance supérieure au niveau de seuil  $L_0$  qui sépare le signal du bruit, tel que le montre la Fig. 6.

La puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut est:

$$p_{0h} = \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h \quad (8a)$$

La puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en élévation est:

$$p_{0v} = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v \quad (8b)$$

où:

- $\theta_h, \theta_v$ : angle (rad) mesuré par rapport à la direction en azimut ou en élévation du signal principal (qui est censée être constante pendant la durée de la mesure)
- $p(\theta_h), p(\theta_v)$ : profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation au-dessus du niveau de seuil  $L_0$ ; au-dessous de  $L_0$ ,  $p(\theta_h), p(\theta_v) = 0$
- $L_0$ : niveau au-dessus du seuil de bruit, avec une certaine marge (3 dB recommandés)
- $\theta_{0h}, \theta_{0v}$ : angle d'incidence en azimut ou en élévation pour lequel  $p(\theta_h), p(\theta_v)$  dépasse le niveau de seuil  $L_0$  pour la première fois dans  $\theta_{\max h}(-\pi, \pi) / \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$
- $\theta_{3h}, \theta_{3v}$ : angle d'incidence en azimut ou en élévation pour lequel  $p(\theta_h), p(\theta_v)$  dépasse le niveau de seuil  $L_0$  pour la dernière fois dans  $\theta_{\max h}(-\pi, \pi), \theta_{\max v}\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ .

Sous leur forme discrète, les équations (8a) et (8b) deviennent les équations ci-après:

La puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut est:

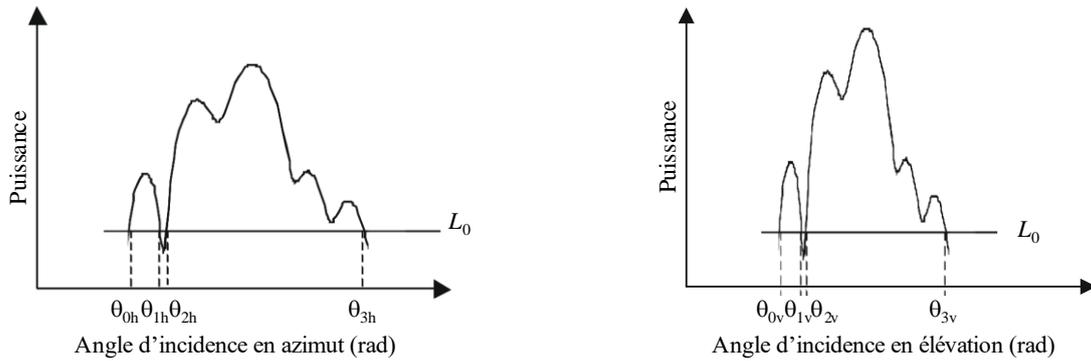
$$p_{0h} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{ih}) \quad (8c)$$

La puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en élévation est:

$$p_{0v} = \sum_{i=1}^N p(\theta_{iv}) \quad (8d)$$

où  $i = 1$  et  $N$  sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation au-dessus du niveau de seuil.

FIGURE 6  
Puissance totale



a) Puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut

b) Puissance totale du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en élévation

P.1407-06

### 3.2.2 Angle d'incidence en azimut ou en élévation moyen

L'angle d'incidence en azimut ou en élévation moyen,  $T_{Ah}$ ,  $T_{Av}$ , est donné par le moment d'ordre un du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation comme suit:

L'angle d'incidence en azimut moyen est:

$$T_{Ah} = \frac{1}{P_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \theta_h P(\theta_h) d\theta_h \tag{9a}$$

L'angle d'incidence en élévation moyen est:

$$T_{Av} = \frac{1}{P_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \theta_v P(\theta_v) d\theta_v \tag{9b}$$

Sous leur forme discrète avec la résolution angulaire en azimut ou en élévation  $\Delta\theta_h$ ,  $\Delta\theta_v$ , les équations (9a) et (9b) deviennent les suivantes.

L'angle d'incidence en azimut moyen est:

$$T_{Ah} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{ih} P(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N P(\theta_{ih})} \tag{9c}$$

$$(\theta_{ih} = (i - 1) \Delta\theta_h \ (i = 1, 2, \dots, N))$$

L'angle d'incidence en élévation moyen est:

$$T_{Av} = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_{iv} p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})} \quad (9d)$$

$$\theta_{iv} = (i - 1) \Delta\theta_v \quad (i = 1, 2, \dots, N)$$

où  $i = 1$  et  $N$  sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation au-dessus du niveau de seuil.

### 3.2.3 Valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en azimut ou en élévation

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en azimut ou en élévation  $S_{Ah}$ ,  $S_{Av}$  de la direction d'incidence est définie comme suit:

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en azimut est:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{1}{p_{0h}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} (\theta_h - T_{Ah})^2 p(\theta_h) d\theta_h} \quad (10a)$$

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en élévation est:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{1}{p_{0v}} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} (\theta_v - T_{Av})^2 p(\theta_v) d\theta_v} \quad (10b)$$

Sous leur forme discrète avec la résolution angulaire en azimut ou en élévation  $\Delta\theta_h$ ,  $\Delta\theta_v$ , les équations (10a) et (10b) deviennent les suivantes.

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en azimut est:

$$S_{Ah} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{ih} - T_{Ah})^2 p(\theta_{ih})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{ih})}} \quad (10c)$$

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire en élévation est:

$$S_{Av} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_{iv} - T_{Av})^2 p(\theta_{iv})}{\sum_{i=1}^N p(\theta_{iv})}} \quad (10d)$$

où  $i = 1$  et  $N$  sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence au-dessus du niveau de seuil.

### 3.2.4 Fenêtre angulaire en azimut ou en élévation

La fenêtre angulaire en azimut ou en élévation,  $\theta_{wh}$ ,  $\theta_{wv}$ , est la largeur de la portion médiane du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation qui contient un pourcentage  $q$  de la puissance totale, comme le montre la Fig. 7:

La fenêtre angulaire en azimut est:

$$\theta_{wh} = \theta_{w2h} - \theta_{w1h} \tag{11a}$$

La fenêtre angulaire en élévation est:

$$\theta_{wv} = \theta_{w2v} - \theta_{w1v} \tag{11b}$$

où les angles  $\theta_{w1h}$ ,  $\theta_{w1v}$  et  $\theta_{w2h}$ ,  $\theta_{w2v}$  sont définis comme suit:

$\theta_{w1h}$  et  $\theta_{w2h}$  sont:

$$\int_{\theta_{w1h}}^{\theta_{w2h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h = \frac{q}{100} p_{0h} \tag{12a}$$

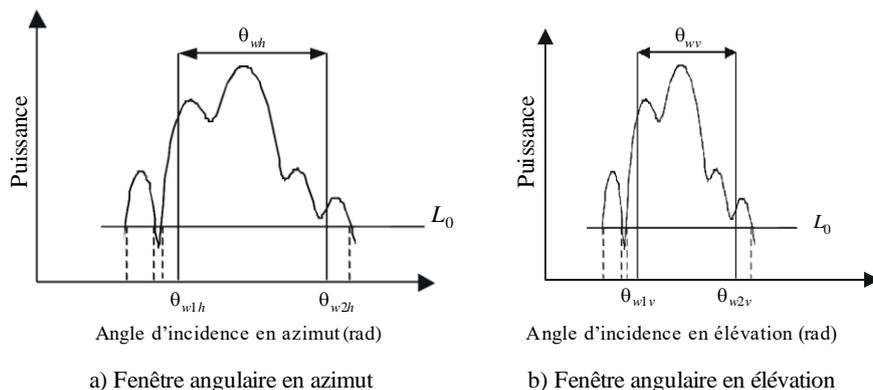
$\theta_{w1v}$  et  $\theta_{w2v}$  sont:

$$\int_{\theta_{w1v}}^{\theta_{w2v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v = \frac{q}{100} p_{0v} \tag{12b}$$

et l'énergie à l'extérieur de la fenêtre est divisée en deux parts égales  $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0h}$ ,  $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_{0v}$ .

FIGURE 7

Fenêtre angulaire en azimut ou en élévation



### 3.2.5 Intervalle angulaire en azimut ou en élévation (espacement angulaire en azimut ou en élévation)

L'intervalle angulaire en azimut ou en élévation,  $A_{thh}$ ,  $A_{thv}$ , est défini comme la différence entre l'angle en azimut ou en élévation  $\theta_{4h}$ ,  $\theta_{4v}$  pour lequel l'amplitude du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation dépasse pour la première fois un seuil  $L_{th}$  donné et l'angle en azimut ou en élévation  $\theta_{5h}$ ,  $\theta_{5v}$  pour lequel cette amplitude tombe pour la dernière fois au-dessous de ce seuil, tel que le montre la Fig. 8.

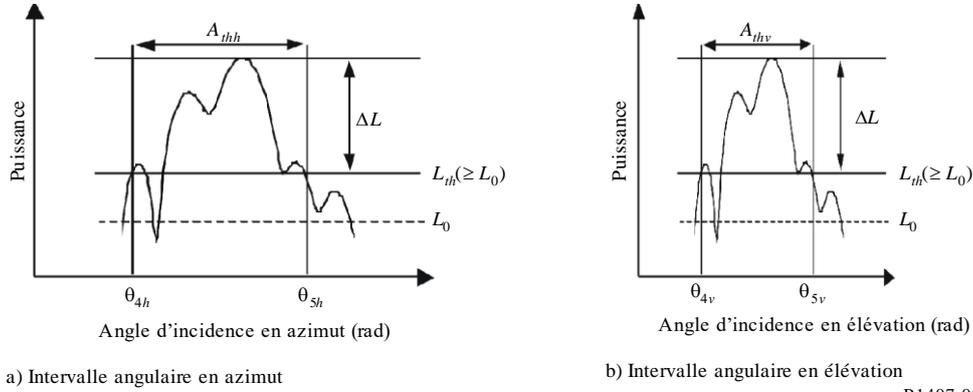
L'intervalle angulaire en azimut est:

$$A_{thh} = \theta_{5h} - \theta_{4h} \quad (13a)$$

L'intervalle angulaire en élévation est:

$$A_{thv} = \theta_{5v} - \theta_{4v} \quad (13b)$$

FIGURE 8  
Intervalle angulaire en azimut ou en élévation



P.1407-08

### 3.2.6 Distance de corrélation spatiale

En particulier pour les canaux à entrées multiples et à sorties multiples (MIMO), le coefficient de corrélation spatiale en fonction de l'espacement  $d$  est obtenu à partir de la fonction de transfert complexe du profil de puissance en fonction de l'angle en azimut ou en élévation. Le coefficient de corrélation spatiale de l'angle en azimut ou en élévation  $R_h(d)$ ,  $R_v(d)$ , est défini comme suit:

Le coefficient de corrélation spatiale de l'angle en azimut est:

$$R_h(d) = \frac{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) \exp(-j2\pi d \sin\theta_h / \lambda) d\theta_h}{\int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} p(\theta_h) d\theta_h} \quad (14a)$$

Le coefficient de corrélation spatiale de l'angle en élévation est:

$$R_v(d) = \frac{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) \exp(-j2\pi d \sin\theta_v / \lambda) d\theta_v}{\int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} p(\theta_v) d\theta_v} \quad (14b)$$

où:

- $d$ : espacement
- $\lambda$ : longueur d'onde.

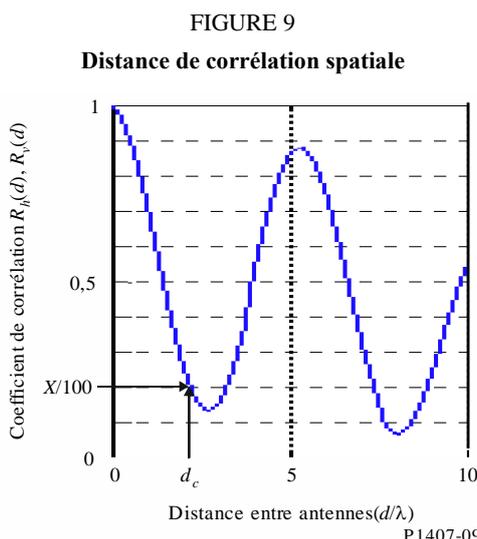
Comme le montre la Fig. 9, la distance de corrélation spatiale  $d_c$  est définie comme la première distance de coupure pour laquelle  $|R_h(d)|, |R_v(d)|$  est égale à  $x\%$  de  $|R_h(d=0)|, |R_v(d=0)|$ :

La distance de corrélation spatiale de l'angle en azimut est:

$$|R_h(d_c)| / |R_h(0)| = x / 100 \quad (15a)$$

La distance de corrélation spatiale de l'angle en élévation est:

$$|R_v(d_c)| / |R_v(0)| = x / 100 \quad (15b)$$



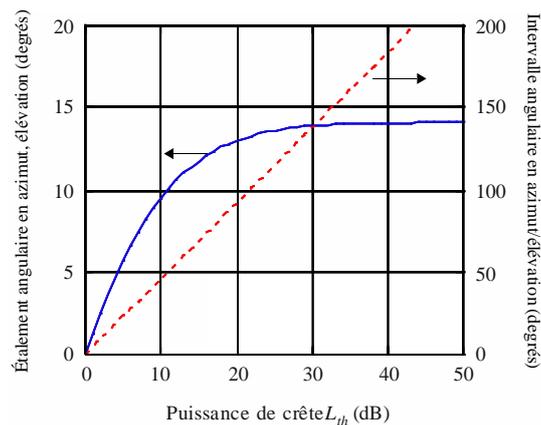
### 3.2.7 Paramètres recommandés

Pour pouvoir analyser les données en détail, il est recommandé d'utiliser des fenêtres angulaires en azimut ou en élévation pour 50%, 75% et 90% de la puissance, des intervalles angulaires en azimut ou en élévation pour des seuils de 9, 12 et 15 dB en dessous de la valeur crête et des distances de corrélation pour 50% et 90% de corrélation. Par ailleurs, il faut noter que les effets du bruit et des signaux parasites dans le système (de l'étage RF à l'étage de traitement des données) peuvent être tout à fait significatifs. Il est donc important de déterminer avec précision le seuil de bruit et/ou des signaux parasites des systèmes et de conserver une marge de sécurité au-dessus de celui-ci. Une marge de sécurité de 3 dB est recommandée et, dans le but de garantir l'exactitude des résultats, il est recommandé d'utiliser un rapport minimum crête/parasite de 15 dB, par exemple (non compris

les 3 dB de marge de sécurité) comme critère d'acceptation pour limiter les profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation inclus dans les statistiques. La Figure 10 présente un exemple de l'effet provoqué par le réglage de la valeur du rapport crête/ $L_{th}$  minimal ( $\Delta L$ ). Dans cette figure, on suppose que le profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence en azimut ou en élévation obéit à une distribution de Laplace (distribution exponentielle double) avec un étalement angulaire en azimut ou en élévation de 14 degrés; l'étalement angulaire en azimut ou en élévation et l'intervalle angulaire en azimut ou en élévation sont calculés en fonction du rapport puissance de crête/ $L_{th}$ . Cette figure montre que ces paramètres subissent des modifications significatives même lorsque les valeurs sont fondamentalement les mêmes. Par conséquent, la valeur du rapport  $\Delta L$  utilisée pour l'évaluation statistique devrait être spécifiée.

FIGURE 10

Exemple de l'effet correspondant au rapport crête/ $L_{th}$  minimal ( $\Delta L$ )



Distribution de Laplace (Écart type de 14°)

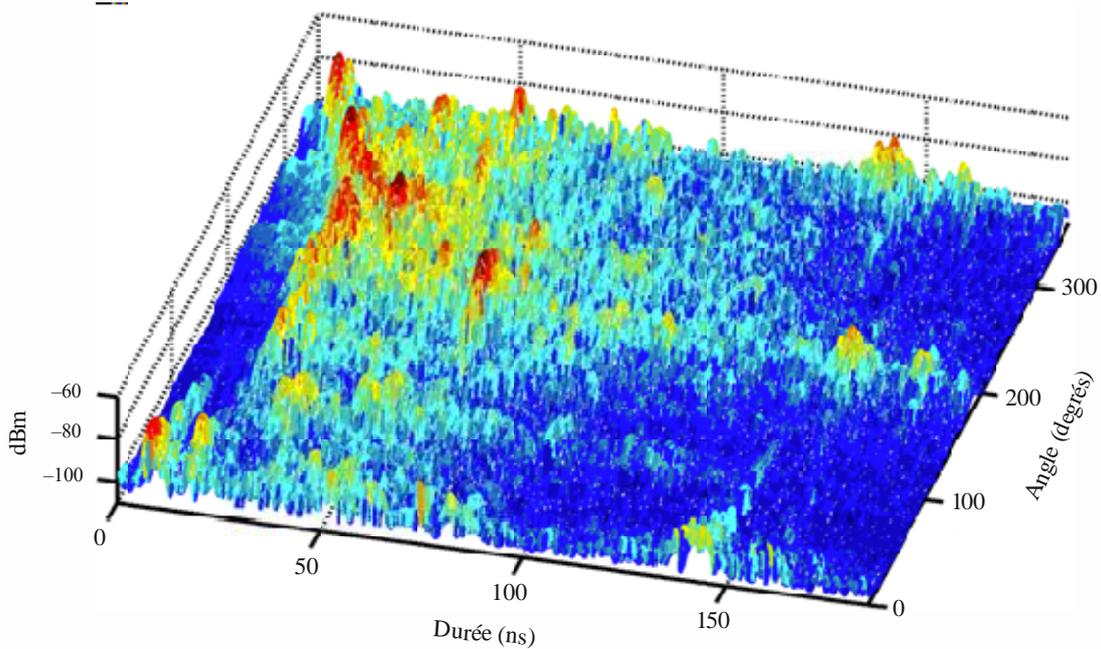
P.1407-10

#### 4 Paramètres du profil de la puissance en fonction du retard avec une antenne directive

Le profil de la puissance en fonction du retard avec une antenne directive est obtenu à partir des mesures avec une antenne directive donnant la puissance reçue en fonction de l'angle d'incidence en fonction du retard, comme le montre la Fig. 11.

FIGURE 11

Profils de la puissance en fonction du retard avec une antenne directive



P.1407-11

Le profil de la puissance en fonction du retard avec une antenne équidirective peut être obtenu en faisant la somme des profils de puissance en fonction du retard pour tous les angles. La *puissance totale avec une antenne équidirective* est donnée dans l'équation (16) lorsqu'elle est calculée à partir de mesures pour des antennes directives:

$$p_m = \int_{\theta_{0v}}^{\theta_{3v}} \int_{\theta_{0h}}^{\theta_{3h}} \int_{t_0}^{t_3} p(t, \theta_h, \theta_v) dt d\theta_h d\theta_v - G_A \quad (16)$$

où:

- $p(t)$ : densité de puissance de la réponse impulsionnelle exprimée en unités linéaires obtenue avec des antennes équidirectives
- $p(t, \theta_h, \theta_v)$ : densité de puissance de la réponse impulsionnelle exprimée en unités linéaires obtenue avec des antennes directives
- $t$ : retard par rapport à une référence de temps
- $t_0$ : instant où  $p(t)$  ou  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour la première fois
- $t_3$ : instant où  $p(t)$  ou  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour la dernière fois
- $\theta_{0h}$ : angle en azimut où  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour le premier angle
- $\theta_{3h}$ : angle en azimut où  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour le dernier angle
- $\theta_{0v}$ : angle en élévation où  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour le premier angle
- $\theta_{3v}$ : angle en élévation où  $p(t, \theta_h, \theta_v)$  dépasse le seuil de coupure pour le dernier angle
- $G_A$ : gain d'antenne dû aux incréments angulaires au-dessous de l'ouverture du faisceau à 3 dB qui entraîne un chevauchement avec le faisceau de l'antenne qui se traduit par une augmentation de la puissance reçue par  $G_A$ .

Pour chaque angle d'incidence, les paramètres de retard présentés dans les § 2.2.2 et 2.2.6 peuvent être calculés.

Pour les mesures avec deux antennes directives, on fait la somme de la puissance pour tous les angles de départ puis on applique l'équation (16).

## 5 Paramètres des variations du signal reçu

### 5.1 Définition des variations du signal reçu en fonction du temps et de la fréquence

On peut mesurer les variations du signal reçu en fonction du temps et de la fréquence en balayant périodiquement la bande de fréquences considérée pendant un bref intervalle de temps, ou à partir de la transformée de Fourier des réponses impulsionnelles à court terme. La réponse en fréquence variable dans le temps à petite échelle ainsi obtenue  $H(f,t)$ , illustrée sur la Fig. 12, peut être utilisée pour générer la fonction de covariance du canal  $R_H(f, f'; t, t')$  comme indiqué dans la formule (17) où  $E$  est l'espérance:

$$R_H(f, f'; t, t') = E\{H(f, t)H^*(f', t')\} \quad (17)$$

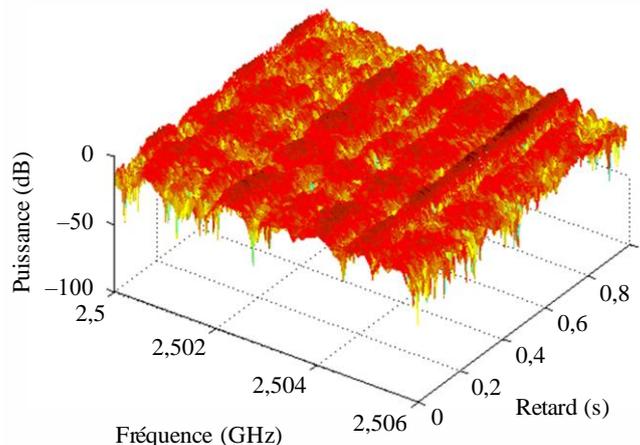
Selon l'hypothèse stationnaire de 2ème ordre, trajets multiples non corrélés (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scatterer*), la fonction de covariance de la formule (17) devient fonction de la différence en fréquence  $\Delta f$ , et de la différence dans le temps,  $\Delta t$ ,  $R_H(\Delta f, \Delta t)$ .

Le degré de corrélation est exprimé par la fonction normalisée de corrélation des fréquences décalées et de corrélation du décalage dans le temps, donnée par la formule (18).

$$\rho(\Delta f, \Delta t) = \frac{R_H(\Delta f, \Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2]E[|H(f + \Delta f, t + \Delta t)|^2]}} \quad (18)$$

Les paramètres concernant la fonction de covariance de l'équation (17) et  $H(f,t)$  sont définis au § 5.2.

FIGURE 12  
Fonction de fréquence variable dans le temps à petite échelle



## 5.2 Définitions des paramètres statistiques

### 5.2.1 Corrélation de largeur de bande ou de fréquence cohérente

Dans le cas de canaux WSSUS qui ont une composante multitrajet dominante, on obtient la largeur de bande cohérente (corrélation) à l'aide de l'équation (19a). Pour les profils de retard en fonction de la puissance, qui présentent une structure multitrajet importante, on peut estimer la largeur de bande cohérente à partir de la transformée de Fourier  $C(f)$  de la densité de puissance de la réponse impulsionnelle  $p(\tau)$  comme indiqué dans l'équation (19b):

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t) \Big|_{\Delta t=0} \quad (19a)$$

$$C(f) = \int_0^{\tau_e} p(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (19b)$$

La largeur de bande de corrélation  $B_x$ , est définie comme étant la fréquence pour laquelle  $|R_H(\Delta f)|$  ou  $|C(f)|$  est égale à x% de  $R_H(\Delta f = 0)$  ou  $C(f = 0)$ .

### 5.2.2 Temps cohérent ou corrélation temporelle

Dans le cas du modèle WSSUS, on estime le temps cohérent à partir de la corrélation temporelle du canal comme indiqué dans l'équation (20).

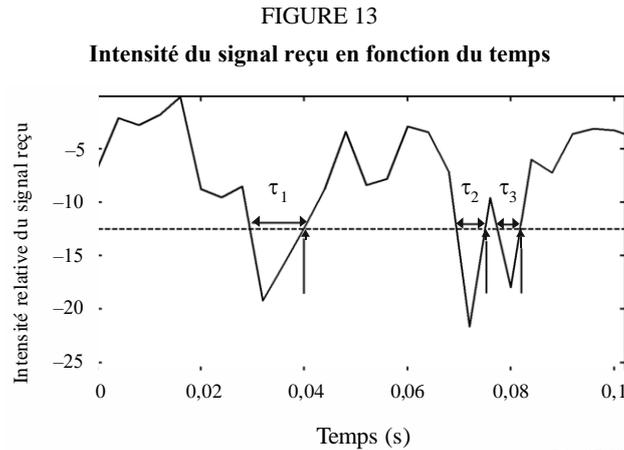
$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta \omega, \Delta t) \Big|_{\Delta \omega=0} \quad (20)$$

Le temps cohérent,  $T_x$ , est défini comme étant l'intervalle de temps pendant lequel  $|R_H(\Delta t)|$  est égal à x% de  $|R_H(\Delta t = 0)|$ .

### 5.2.3 Rythme de franchissement et durée moyenne des évanouissements

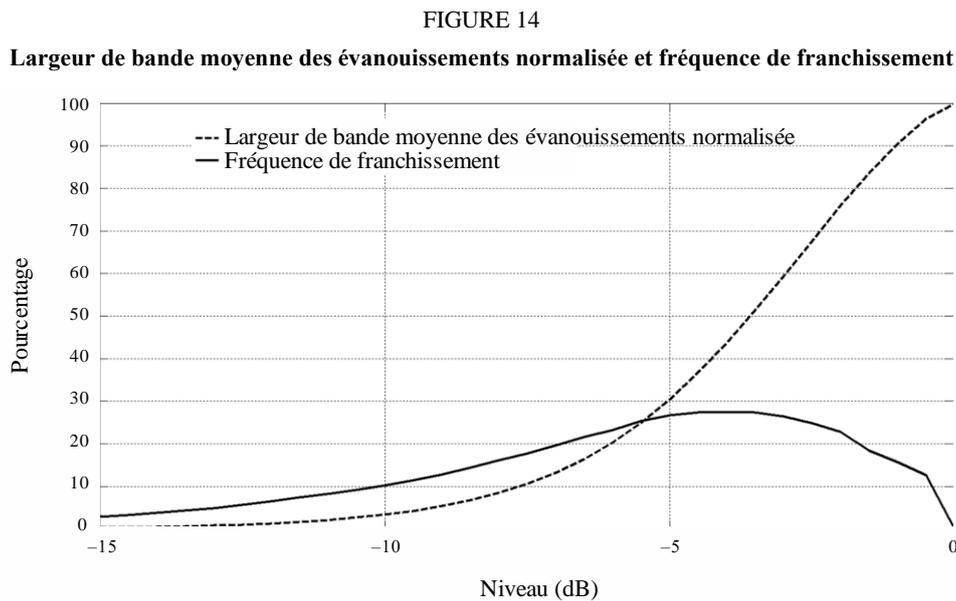
On obtient le rythme de franchissement (LCR) et la durée moyenne des évanouissements (AFD) à partir des variations de l'intensité du signal reçu sur une seule fréquence en fonction du temps ou de la distance ou à partir de l'amplitude de la fonction de fréquence variable dans le temps, sur une seule fréquence mesurée en fonction du temps ou de la distance. Pendant un intervalle de temps donné, le rythme LCR est le nombre de fois où le signal reçu franchit un niveau donné, alors que la durée AFD correspond à la durée pendant laquelle le signal reçu reste au-dessous du niveau spécifié.

Ainsi, pour un niveau de  $-12,5$  dB, la Fig. 13 illustre le rythme LCR et la durée AFD, les flèches doubles indiquant le temps pendant lequel le signal demeure inférieur au niveau et les flèches verticales indiquant le nombre de fois où le niveau spécifié est franchi et dépassé.



#### 5.2.4 Fréquence de franchissement et largeur de bande moyenne des évanouissements

On obtient la fréquence de franchissement (LCF) et la largeur de bande moyenne des évanouissements (AFBW) à partir des variations de l'intensité du signal reçu en fonction de la fréquence ou à partir de l'amplitude de la fonction de fréquence variable dans le temps au même instant, comme indiqué dans la Fig. 13, où l'axe de temps est remplacé par l'axe des fréquences. Pour une largeur de bande donnée, la fréquence LCF est le nombre de fois où le signal reçu franchit un niveau donné, et la largeur de bande AFBW correspond à la gamme de fréquences moyenne qui tombe au-dessous du niveau de seuil spécifié. La Figure 14 illustre les deux paramètres calculés pour des niveaux de seuil compris entre  $-15$  dB et  $0$  dB.



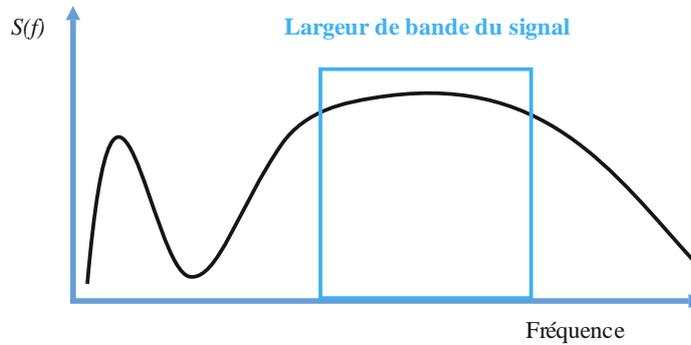
#### 5.2.5 Paramètres recommandés

La *largeur de bande de corrélation* est définie comme étant la bande de fréquences pour laquelle la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert est supérieure à un seuil donné; les valeurs de seuil types sont 0,5 et 0,9. En général, le rythme LCR est estimé pour le nombre de franchissements par seconde et la fréquence LCF est le nombre de franchissements par MHz.

## 6 Cas particulier de la modélisation en bande étroite

Dans le cas très spécifique où la largeur de bande du signal est inférieure à la largeur de bande de cohérence du canal, le processus de modélisation peut être simplifié en un évanouissement uniforme comme illustré à la Fig. 15, où toutes les fréquences à l'intérieur de la largeur de bande du signal seront affectées de la même manière.

FIGURE 15  
Principe de la bande étroite



P.1407-15

Contrairement au canal à large bande où le signal reçu  $y(t)$  peut être exprimé comme dans l'équation (21):

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \gamma_n(t) s(t - \tau_n(t)) \exp(-i2\pi f_{d,n}(t)) \quad (21)$$

où:

- $s(t)$ : signal transmis
- $N$ : nombre de composantes multitrajet
- $\gamma_n(t)$ :  $n^{\text{ième}}$  amplitude de la composante multitrajet
- $\tau_n(t)$ : temps de propagation
- $f_{d,n}(t)$ : décalage Doppler.

Dans le cas de l'hypothèse de la bande étroite, l'équation (21) peut être simplifiée comme suit:

$$y(t) = s(t) \sum_{n=1}^N \gamma_n(t) \exp(-j2\pi f_{d,n} t) \quad (22)$$

$$y(t) = s(t) a(t) \quad (23)$$

où  $a(t)$  est une série temporelle qui modélise l'atténuation du signal qui peut être modélisée par un processus stochastique défini par deux composantes: un modèle statistique et un modèle de spectre.

Dans le cas des applications de Terre, les fonctions de densité de probabilité de la distribution de Rayleigh ou de Rice, comme dans la Recommandation UIT-R P.1057 peuvent être utilisées en conjonction avec le spectre Doppler de Jake donné par:

$$\begin{cases} S(f) = \frac{K}{\pi f_m \sqrt{1 - (\frac{f}{f_m})^2}} \text{ for } |f| < f_m \\ S(f) = 0 \text{ else} \end{cases} \quad (24)$$

où la fréquence Doppler maximale  $f_m = v_m \times f/c$  et  $K$  est un paramètre de normalisation qui garantit que le filtrage ne modifie pas la puissance du processus,  $v_m$  est la vitesse du récepteur,  $f$  est la fréquence porteuse et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Pour la transmission Terre-espace, la distribution de l'atténuation et le modèle de spectre sont donnés dans la Recommandation UIT-R P.681.

## 7 Test pour la distance stationnaire

La distance stationnaire est la distance sur laquelle le canal peut être considéré comme stationnaire au sens large. Pour déterminer la distance stationnaire, il convient d'appliquer le test des séquences à des réponses impulsionnelles consécutives, en divisant l'ensemble de données en  $N_i$  groupes égaux, qui contiennent le même nombre de réponses impulsionnelles, obtenues sur des distances spatiales inférieures à  $c \times \Delta t$ , où  $\Delta t$  est la résolution du temps de propagation du profil de puissance en fonction du retard (PDP) et  $c$  est la vitesse de la lumière. Les profils PDP sont ensuite utilisés pour estimer la valeur quadratique moyenne de l'étalement des retards. La médiane des valeurs quadratiques moyennes de l'étalement des retards est calculée et chaque valeur quadratique moyenne est désignée par le signe + ou -, suivant si elle est supérieure ou inférieure à la valeur médiane, respectivement (les valeurs égales à la médiane sont supprimées). Les signes + ou - consécutifs sont comptés et constituent des séquences  $N_+$  positives ou  $N_-$  négatives. Le nombre total de séquences  $N_{runs}$  est la somme du nombre de séquences positives et du nombre de séquences négatives:

$$N_{runs} = N_+ + N_-$$

Le nombre  $N_{runs}$  de la suite +++-----+++ vaut trois, avec deux séquences positives  $N_+$  et une séquence négative  $N_-$ .

On insère ensuite la valeur  $n = N_i/2$  dans le Tableau 1, afin de déterminer les bornes inférieure et supérieure du nombre de séquences acceptable pour les niveaux de confiance inférieur et supérieur  $c_{low}$  et  $c_{high}$ , respectivement. Il convient de vérifier si le nombre de séquences calculé  $N_{runs}$  se situe au-delà de ces limites, comme indiqué dans l'équation (25).

$$\text{vérifier si } [c_{low} \leq N_{runs} \leq c_{high} | N_i] \quad (25)$$

Pour les niveaux de confiance 0,05 et 0,95, il convient de vérifier si

$$c_{0,05} \leq N_{runs} \leq c_{0,95} \quad (26)$$

Si  $N_{runs}$  n'est pas compris dans ces limites, il convient de calculer la moyenne sur un nombre différent de réponses impulsionnelles, jusqu'à ce que le test des séquences permette de déterminer la distance stationnaire, qui correspond à la distance parcourue pendant  $N_i$  réponses impulsionnelles.

TABLEAU 1

N	0,99	0,975	0,95	0,05	0,025	0,01
5	2	2	3	8	9	9
6	2	3	3	10	10	11
7	3	3	4	11	12	12
8	4	4	5	12	13	13
9	4	5	6	13	14	15
10	5	6	6	15	15	16
11	6	7	7	16	16	17
12	7	7	8	17	18	18
13	7	8	9	18	19	20
14	8	9	10	19	20	21
15	9	10	11	20	21	22
16	10	11	11	22	22	23
18	11	12	13	24	25	26
20	13	14	15	26	27	28
25	17	18	19	32	33	34
30	21	22	24	37	39	40
35	25	27	28	43	44	46
40	30	31	33	48	50	51
45	34	36	37	54	55	57
50	38	40	42	59	61	63
55	43	45	46	65	66	68
60	47	49	51	70	72	74
65	52	54	56	75	77	79
70	56	58	60	81	83	85
75	61	63	65	86	88	90
80	65	68	70	91	93	96
85	70	72	74	97	99	101
90	74	77	79	102	104	107
95	79	82	84	107	109	112
100	84	86	88	113	115	117

## Annexe 2

### 1 Introduction

La présente Annexe illustre certains résultats du calcul des coefficients de corrélation à partir d'un profil de puissance en fonction de l'angle et l'effet des coefficients de corrélation sur la capacité d'un canal MIMO.

## 2 Calcul des coefficients de corrélation spatiale

La définition donnée dans l'équation (14) de l'Annexe 1 a été utilisée pour calculer la corrélation spatiale. La présente Annexe expose brièvement un résultat et illustre la manière dont la corrélation est affectée par l'espacement des antennes.

La Figure 16 montre un spectre de puissance en fonction de l'azimut (PAS) laplacien tronqué idéal tel que:

$$PAS_L(\varphi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_{L,k}}{\sigma_{L,k} \sqrt{2}} \exp \left[ -\frac{\sqrt{2} |\varphi - \varphi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}} \right] \left\{ \varepsilon \left[ \varphi - (\varphi_{0,k} - \Delta\varphi_k) \right] - \varepsilon \left[ \varphi - (\varphi_{0,k} + \Delta\varphi_k) \right] \right\} \quad (27)$$

où:

- $\varepsilon(\varphi)$ : fonction échelon
- $N_c$ : nombre de groupes
- $\varphi_{0,k}$ : angle d'incidence moyen du  $k^{\text{ième}}$  groupe
- $\sigma_{L,k}$ : étalement angulaire.

Le spectre PAS est défini dans l'intervalle  $[\varphi_0 - \Delta\varphi, \varphi_0 + \Delta\varphi]$ . On suppose que la condition de normalisation de la puissance est:

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{L,k} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{\sqrt{2} \Delta\varphi_k}{\sigma_{L,k}} \right) \right] = 1 \quad (28)$$

Le coefficient de corrélation d'enveloppe est alors donné par:

$$\rho_e(D) = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (29)$$

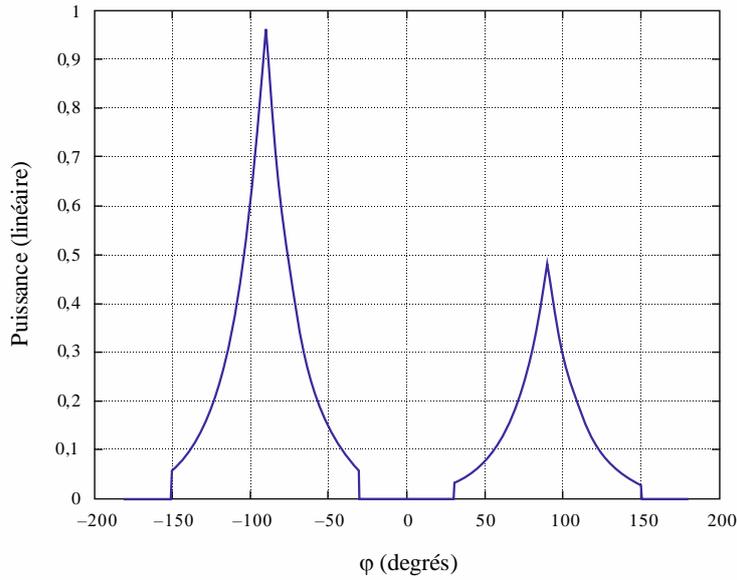
où:

- $D = 2\pi d/\lambda$
- $d$ : espacement des antennes
- $\lambda$ : longueur d'onde,

et les fonctions de corrélations croisées  $R_{XX}(D)$  et  $R_{XY}(D)$  sont définies dans l'équation (15).

FIGURE 16

Spectre de puissance en fonction de l'azimut (PAS) laplacien tronqué idéal



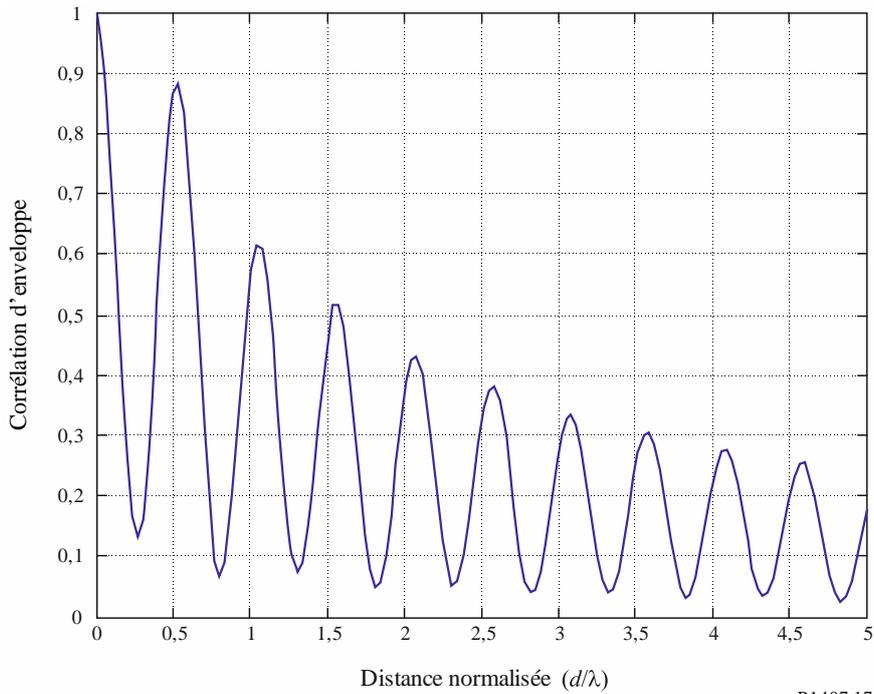
P.1407-16

Spectre PAS laplacien normalisé dans le cas de deux groupes.  $AS = 30^\circ$ ,  $\varphi_0 \in [-90^\circ, +90^\circ]$ .  
De plus, le groupe situé à  $+90^\circ$  a deux fois moins de puissance que le groupe situé à  $-90^\circ$ .

La Figure 17 illustre la corrélation spatiale obtenue.

FIGURE 17

Corrélation spatiale obtenue



P.1407-17

Coefficient de corrélation d'enveloppe en fonction de la distance normalisée  $= d/\lambda$  dans le cas de deux groupes (voir la Fig. 16).

### 3 Effet des coefficients de corrélation sur la capacité d'un canal MIMO

Pour des canaux avec évanouissement de Rayleigh, la capacité ergodique d'un canal MIMO est la suivante en l'absence de connaissance du canal au niveau de l'émetteur:

$$C = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{p}{n_T \sigma^2} R_R^{1/2} H_w R_T H_w^H (R_R^{1/2})^H \right) = \log_2 \det \left( I_{n_R} + \frac{p}{n_T \sigma^2} H_w R_T H_w^H R_R^H \right) \quad (30)$$

où:

- $n_R$ : nombre d'antennes de réception
- $n_T$ : nombre d'antennes d'émission
- $p$ : puissance moyenne de réception par antenne
- $\sigma^2$ : puissance de bruit au niveau de chaque antenne de réception
- $I_{n_R}$ : matrice unité  $n_R \times n_R$
- $(\cdot)^H$  et  $\det(\cdot)$ : respectivement opérateurs hermitien et déterminant
- $H_w$ : matrice dont les éléments sont des variables aléatoires indépendantes obéissant à la même distribution complexe de Gauss avec une moyenne nulle et une variance égale à 1
- $(\cdot)^{1/2}$ : racine carrée hermitienne d'une matrice.

Les matrices  $R_R$  et  $R_T$  déterminent les corrélations spatiales entre les récepteurs et les émetteurs, respectivement, où la matrice des canaux  $H$  est définie par  $H = R_R^{1/2} H_w R_T^{1/2}$ ,  $R_R^{1/2}$ , et  $R_T^{1/2}$  sont des matrices hermitiennes définies positives et on suppose enfin qu'elles sont normalisées de sorte que  $[R_R]_{j,j}$  pour  $j = 1, K, n_R$  et  $[R_T]_{i,i}$  pour  $i = 1, K, n_T$ .

En supposant que  $R_R$  et  $R_T$  ont le rang le plus élevé et que  $n_R = n_T = n$ , alors, avec un rapport signal/bruit ( $S/N$ ) ( $p/\sigma^2$ ) élevé, la capacité peut être calculée approximativement avec la formule suivante:

$$C \approx \log_2 \det \left( \frac{p}{n_T \sigma^2} H_w H_w^H \right) + \log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T) \quad (31)$$

Si on désigne les valeurs propres de  $R_R$  par  $\lambda_i$ ,  $i = 1, K, n$ , alors  $\sum_{i=1}^n \lambda_i = n$ . À partir de l'inégalité moyenne arithmétique-moyenne géométrique:

$$\prod_{i=1}^n \lambda_i \leq 1 \quad (32)$$

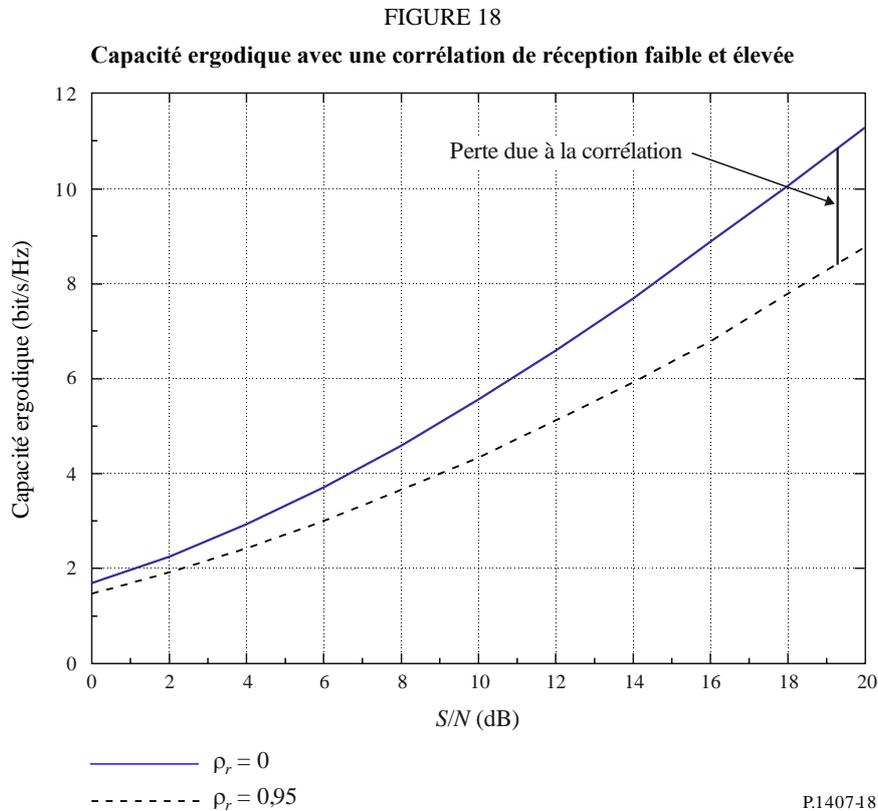
Étant donné que  $\det(R_R) = \prod_{i=1}^n \lambda_i$ , alors  $\log_2 \det(R_R) \leq 0$  et n'est égal à zéro que lorsque toutes

les valeurs propres de  $R_R$  sont égales, c'est-à-dire  $R_R = I_n$ . Par conséquent, la corrélation détermine la capacité du canal MIMO et la perte de capacité ergodique, lorsque le rapport  $S/N$  est élevé, est donnée par  $(\log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T))$  bit/s/Hz.

La Figure 18 illustre l'effet des corrélations spatiales sur la capacité ergodique d'un canal MIMO lorsque  $n_R = n_T = 2$ . Dans la figure, on suppose que  $R_T = I_2$ . La matrice de corrélation du récepteur est choisie en fonction de:

$$R_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R^* & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

où  $\rho_R$  désigne la corrélation spatiale entre les antennes réceptrices.



## Annexe 3

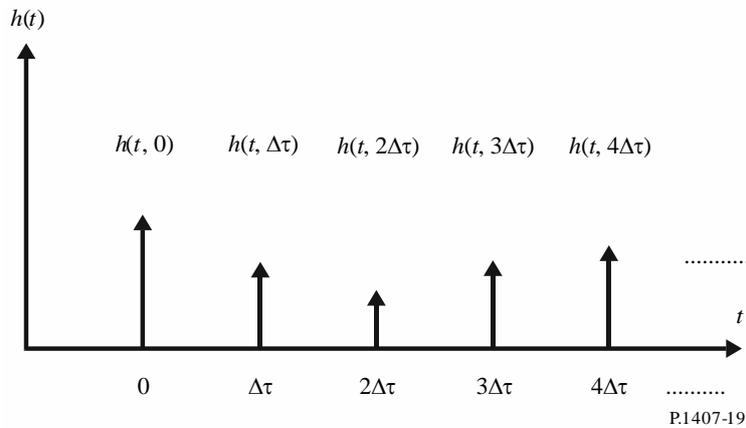
### 1 Introduction

La résolution des composantes multitrajet dans les données mesurées dépend de la largeur de bande de l'onde de forme utilisée dans les mesures. Les composantes multitrajet non résolues donnent lieu à des variations du signal dans le temps ou dans l'espace en raison du mouvement de l'émetteur ou du récepteur ou de l'évolution de l'environnement comme l'illustre la Fig. 1. Ces variations peuvent être modélisées par des fonctions de densité de probabilité telle que les fonctions de Rayleigh et de Rice, comme indiqué dans la Recommandation UIT-R P.1057.

2 Génération du canal large bande

On peut utiliser la réponse impulsionnelle variable dans le temps pour modéliser le canal sous la forme d'une ligne à retard à prises comme indiqué sur la Fig. 19, où chaque prise est retardée de  $\Delta\tau$ , qui correspond au retard multitrajet et d'un coefficient de prises qui représente les variations temporelles du groupe de composantes multitrajet non résolues pendant cet intervalle de retard.

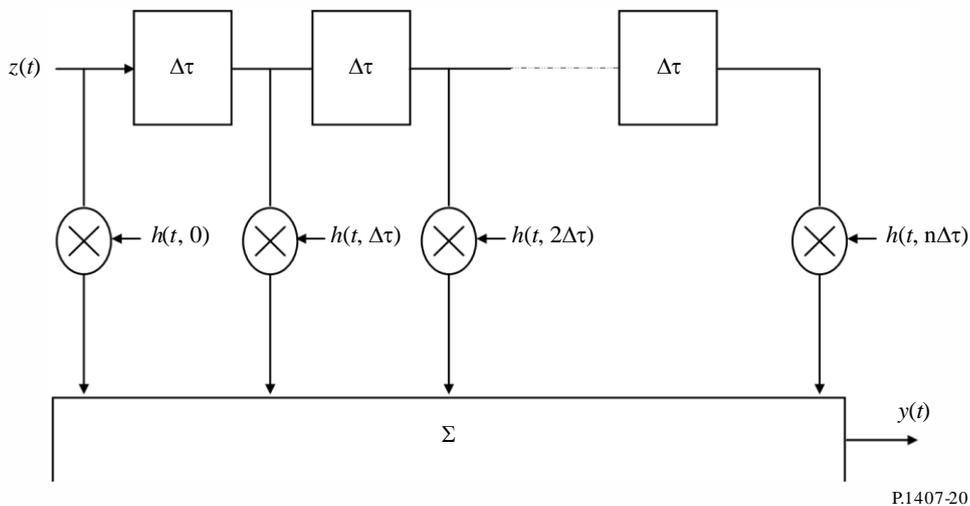
FIGURE 19  
Exemple de trajets multiples utilisés pour générer le canal



Pour la simulation du système, il suffit de ramener les nombreux signaux propagés par diffusion que peut acheminer un canal réel à un tout petit nombre  $m = n + 1$  de composantes multitrajet dans le modèle comme indiqué sur la Fig. 20. La réponse du canal  $h(t)$  est alors donnée par la formule (34):

$$h(t) = \sum_{i=0}^n h_i \delta(t - i\Delta\tau) \tag{34}$$

FIGURE 20  
Modèle de propagation par trajets multiples sous la forme d'une ligne à retard à prises



Dans le cas de retards ayant une composante dominante en visibilité directe (LOS), le modèle de canal pour chaque groupe de composantes multitrajet est donné par une fonction de densité de probabilité de Rice. Lorsque le facteur de Rice,  $K$ , est égal à zéro, on peut utiliser le modèle de Rayleigh. Le modèle de canal généralisé est donné dans l'équation (35):

$$h(t) = \sum_{i=0}^n \left\{ \sqrt{\frac{K_i p_i}{K_i + 1}} e^{j(2\pi f_{o,i} t + \varphi_{o,i})} + \sqrt{\frac{p_i}{K_i + 1}} g_i(t) \right\} \delta(t - i\Delta\tau) \quad (35)$$

où:

- $K_i$ : distribution de Rice avec un facteur  $K$  pour la  $i^{\text{ème}}$  composante définie comme étant le rapport entre la puissance de la composante dominante ou de la composante en visibilité directe par rapport à la composante diffusée. Lorsque  $K_i = 0$ , la distribution obtenue est une distribution de Rayleigh
- $p_i$ : valeur moyenne de la puissance de la  $i^{\text{ème}}$  composante de  $h(t)$ , égale à  $p_i = E[|h_i(t)|^2]$
- $f_{o,i}$ : fréquence Doppler de la composante dominante ou de la composante LOS de la  $i^{\text{ème}}$  composante de  $h(t)$ , égale à  $F_{D\max,i} \cos\theta_{o,i}$  où  $f_{D\max,i}$  est le décalage Doppler maximal et  $\theta_{o,i}$  l'angle d'incidence en azimut
- $\varphi_{o,i}$ : phase initiale de la composante LOS de la  $i^{\text{ème}}$  composante  $h(t)$
- $g_i(t)$ : puissance unitaire, moyenne nulle, signal complexe représentant les composantes de la dispersion diffuse. Pour un grand nombre de diffusions,  $g_i(t)$  peut être considéré comme un processus aléatoire gaussien complexe avec une variance unitaire passant par le  $i^{\text{ème}}$  filtre Doppler.

### 3 Génération d'un canal à bande étroite

La série temporelle d'un canal à bande étroite peut être générée par le modèle de la somme des sinusoïdes (SoS) donné dans l'équation (36), qui peut être associé à n'importe quel modèle de spectre Doppler, où chaque composante de trajets multiples peut être écrite comme une somme de sinusoïdes.

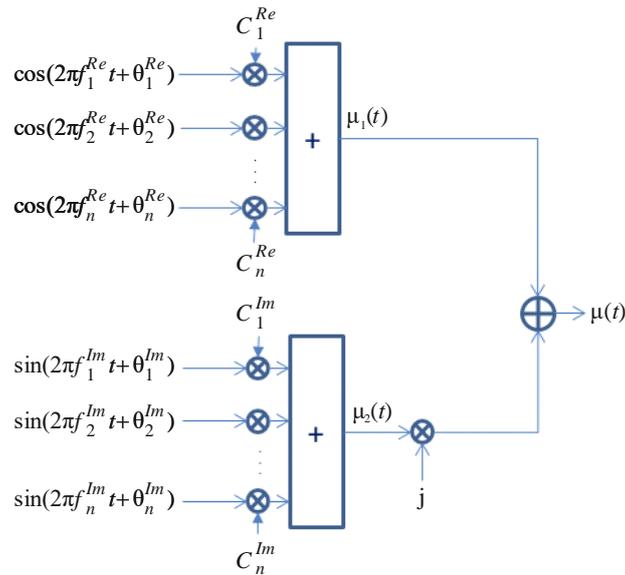
$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (36)$$

où  $\mu_i(t)$  sont deux processus stochastiques indépendants tels que donnés dans les équations (37) et (38) et illustrés à la Fig. 21.

$$\mu_1(t) = \sum_{n=1}^N c_n^{Re} \cos(2\pi f_n^{Re} t + \theta_n^{Re}) \quad (37)$$

$$\mu_2(t) = \sum_{n=1}^N c_n^{Im} \sin(2\pi f_n^{Im} t + \theta_n^{Im}) \quad (38)$$

FIGURE 21  
Principe de la somme des sinusôides



P.1407-21

où  $\theta_n^{Re}$  et  $\theta_n^{Im}$  sont des processus aléatoires indépendants et uniformes sur  $2\pi$ ,  $c_n^{Re}$ ,  $c_n^{Im}$  et  $f_n^{Re}$ ,  $f_n^{Im}$  sont des coefficients qui doivent être accordés pour le spectre d'entrée et  $N$  est le nombre de sinusôides (nombre recommandé  $N = 50$ ). Les coefficients sont estimés avec les deux étapes suivantes:

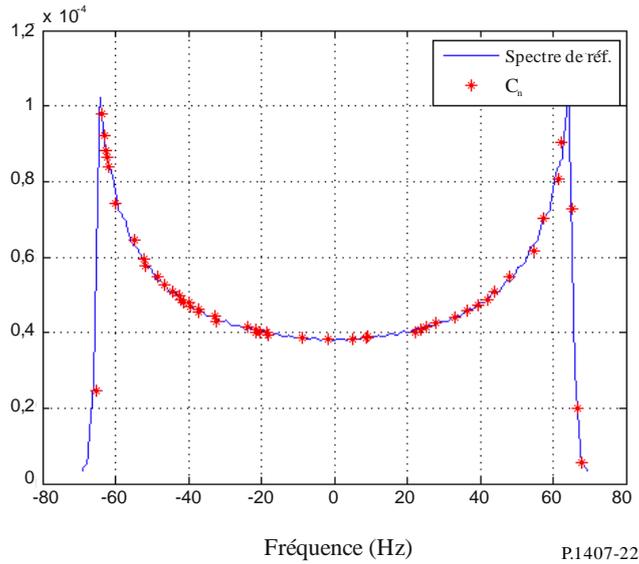
Étape 1: Les fréquences  $f_n^{Re}$  et  $f_n^{Im}$  sont sélectionnées aléatoirement à partir d'une (distribution uniforme) entre  $[-f_{max}, f_{max}]$  with  $f_{max} = \frac{v}{\lambda}$

Étape 2:  $c_n^{Re}$  et  $c_n^{Im}$  sont estimés par intégration du spectre de référence entre  $\left[ f_n^{Re} - \frac{f_n^{Re} - f_{n-1}^{Re}}{2}, f_n^{Re} + \frac{f_{n+1}^{Re} - f_n^{Re}}{2} \right]$ .

Un exemple est présenté à la Fig. 22.

FIGURE 22

Principe de l'estimation du spectre Doppler (étapes 1 et 2)

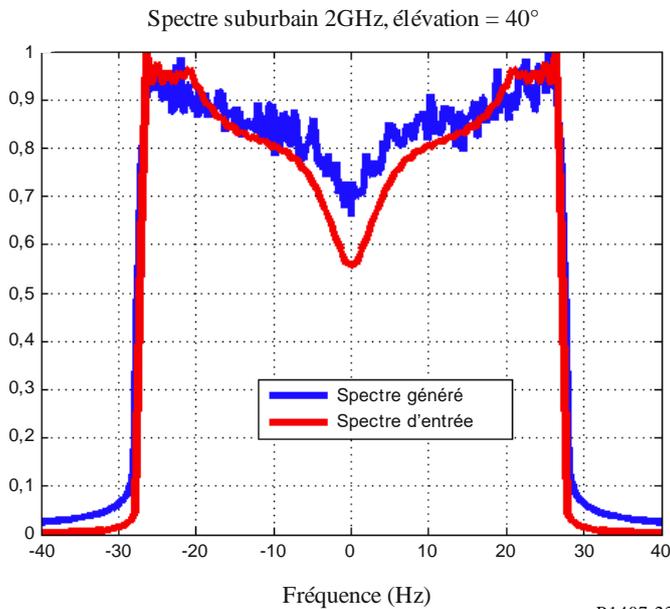


P.1407-22

Les paramètres de la méthode SoS doivent être mis à jour pendant la génération des séries temporelles, c'est-à-dire que  $f_n^{Re}$ ,  $f_n^{Im}$  doivent changer, et  $c_n^{Re}$ ,  $c_n^{Im}$  comme recommandé dans la procédure en deux étapes. Pendant la génération d'une série unique, il est recommandé de changer au moins 200 fois pour bien reproduire la forme du spectre Doppler. Un exemple est présenté à la Fig. 23.

FIGURE 23

Exemple de génération du spectre de l'espace terrestre (tiré de la Recommandation UIT-R P.681)  
 Environnement = suburbain, fréquence = 2 GHz, élévation = 40°



P.1407-23

Dans le cas très spécifique du spectre de Jake (tel que présenté dans l'équation (24)), les coefficients du SoS peuvent être estimés par:

$$c_n^{Re} = c_n^{Im} = \sigma_0 \sqrt{\frac{2}{N}}$$

$$f_n^{Re} = f_n^{Im} = f_{max} \sin\left(\pi \frac{2n-1}{4N}\right)$$

avec  $\sigma_0$  l'intégrale de la densité de puissance Doppler, et  $f_{max} = \frac{v}{\lambda}$  la fréquence Doppler maximale qui dépend de la longueur d'onde  $\lambda$  et de la vitesse du récepteur  $v$ . Dans une telle approche, nous recommandons d'utiliser  $N \geq 7$  afin d'avoir une bonne approximation du processus gaussien et de la densité de puissance Doppler.

#### Annexe 4

Le facteur  $K$  de Rician, défini comme le rapport entre la puissance de la composante dominante ou LoS et la composante diffusée, est défini dans la Recommandation UIT-R P.1057 comme suit:

$$K = 10 \log\left(\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{dB} \quad (39)$$

peut être estimée à l'aide de la méthode des moments donnée dans l'équation (40), qui peut être appliquée soit i) à un signal à bande étroite variant dans le temps, ii) à une composante à trajets multiples dans une réponse impulsionnelle variant dans le temps, soit iii) à partir de la fonction de fréquence variant dans le temps à petite échelle d'un signal à large bande  $H(f,t)$  comme à la Fig. 12 où la valeur  $K$  de Rician peut être estimée à partir de la moyenne des valeurs  $K_j$  estimées à chaque fréquence,  $f_j$  ou à chaque temps  $t_i$ , où les valeurs où  $a$  est imaginaire sont écartées de l'estimation de la moyenne.

$$a = \sqrt[4]{2m_2^2 - m_4} \quad \text{and} \quad \sigma^2 = \frac{1}{2}(m_2 - a^2) \quad (40)$$

où  $m_2$  et  $m_4$  sont les moments d'ordre 2 et 4 estimés à partir de la fonction de densité de probabilité des données,  $f(x)$ , telle que donnée par:

$$m_n = \int_{-\infty}^{\infty} x^n f(x) dx$$

Lorsque  $K_j = 0$ , la distribution résultante est de Rayleigh, et lorsque  $a$  est imaginaire, l'évanouissement de la composante multivoie ne suit pas une distribution de Rician.