

Union internationale des télécommunications

UIT-R

Secteur des Radiocommunications de l'UIT

Recommandation UIT-R P.1407-5
(09/2013)

**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 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 Recommandations UIT-R

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

| Séries | Titre |
|------------|--|
| BO | Diffusion par satellite |
| BR | Enregistrement pour la production, l'archivage et la diffusion; films pour la télévision |
| BS | Service de radiodiffusion sonore |
| BT | Service de radiodiffusion télévisuelle |
| F | Service fixe |
| M | Services mobile, de radiorepérage et d'amateur y compris les services par satellite associés |
| P | Propagation des ondes radioélectriques |
| RA | Radio astronomie |
| RS | Systèmes de télédétection |
| S | Service fixe par satellite |
| SA | Applications spatiales et météorologie |
| SF | Partage des fréquences et coordination entre les systèmes du service fixe par satellite et du service fixe |
| SM | Gestion du spectre |
| SNG | Reportage d'actualités par satellite |
| TF | Emissions de fréquences étalon et de signaux horaires |
| V | 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, 2015

© UIT 2015

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.1407-5*

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

(Question UIT-R 203/3)

(1999-2003-2005-2007-2009-2013)

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.

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

* La Commission d'études 3 des radiocommunications a apporté des modifications rédactionnelles à la présente Recommandation en avril 2015 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 1.

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), le décalage Doppler et les angles d'incidence. 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. A 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. A 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.

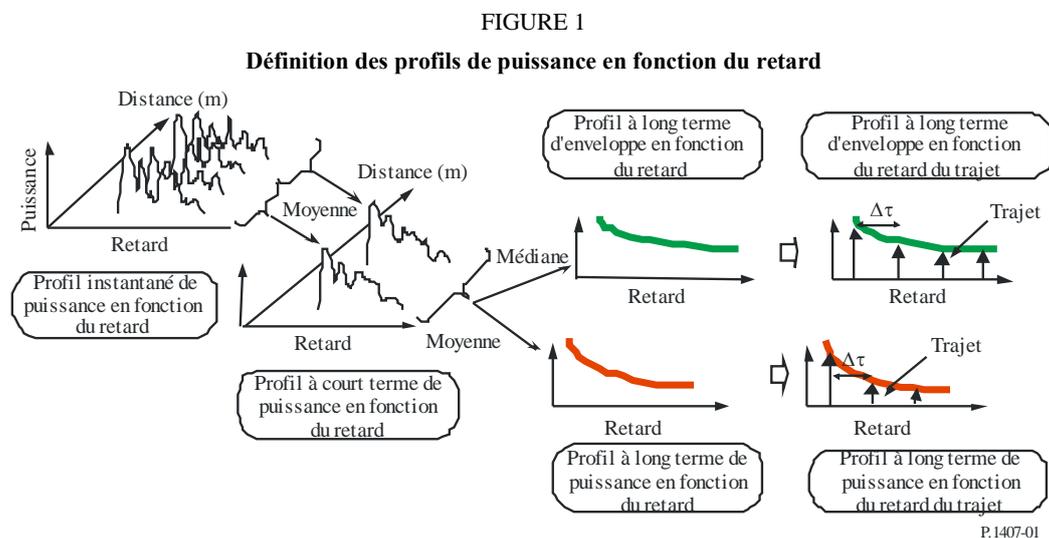
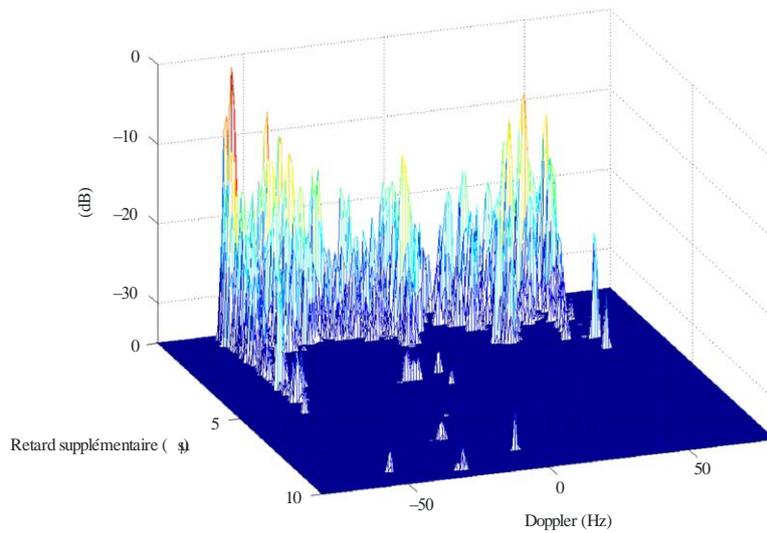


FIGURE 2A

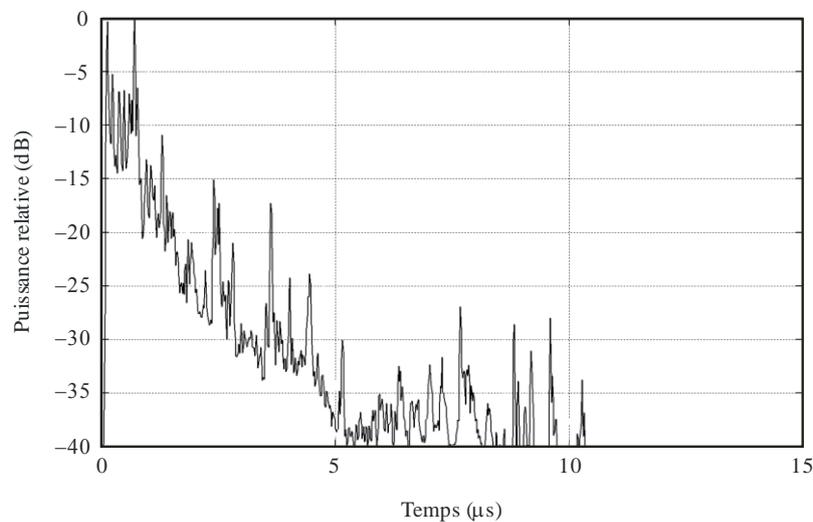
Fonction d'étalement Doppler du temps de propagation



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.

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 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:

τ : variable de temps de propagation excédentaire, égale à $t - t_0$

τ_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:

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

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:

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

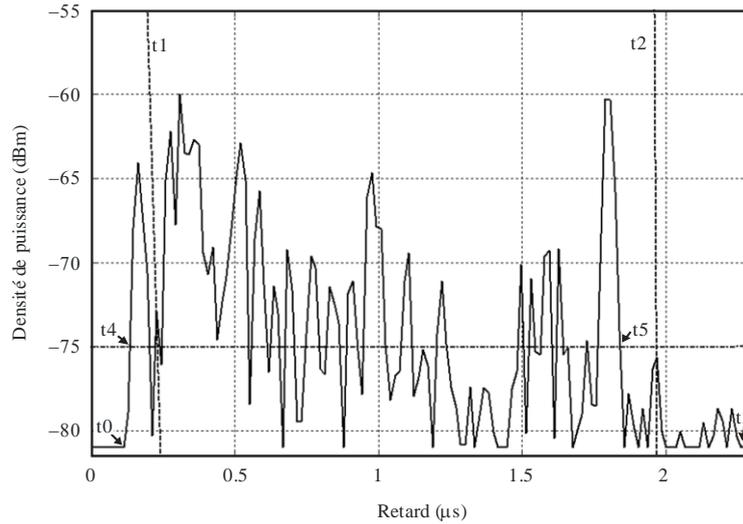
2.2.6 Nombre de composantes multitrajet

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

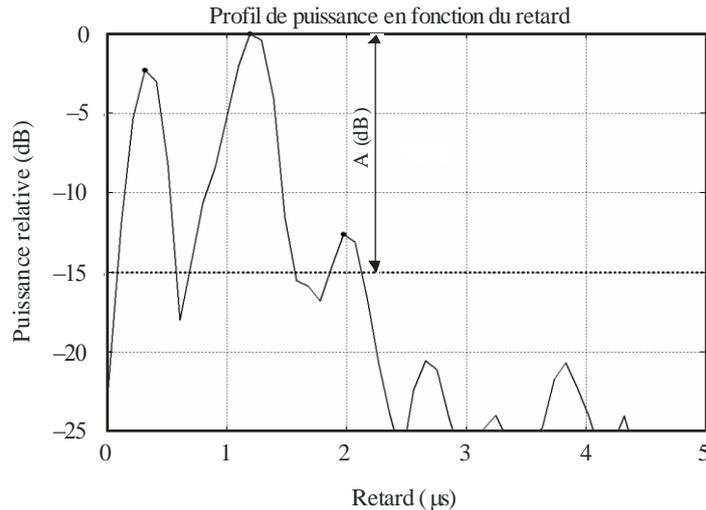


P.1407-03a

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

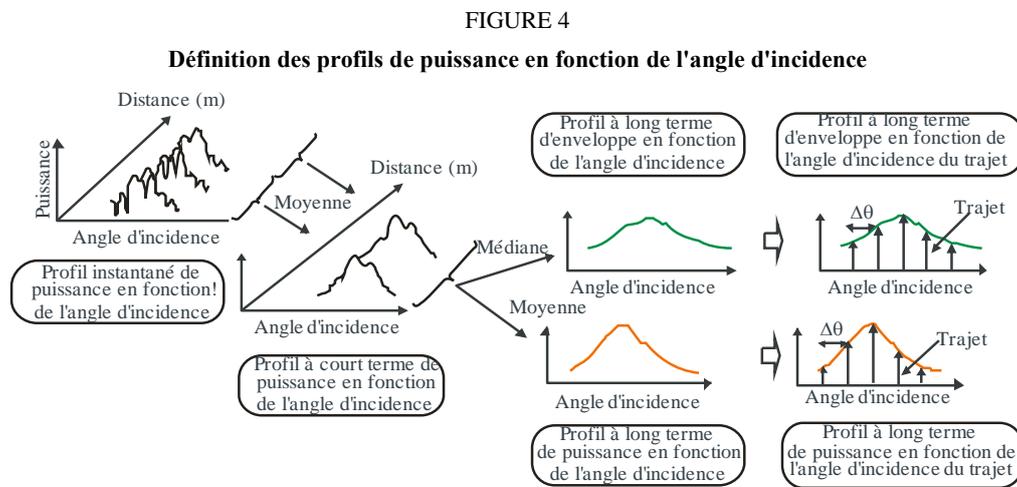
3 Paramètres relatifs à la direction d'incidence

3.1 Définition des profils de puissance en fonction de l'angle d'incidence

Les paramètres appropriés pour la description statistique de l'angle d'incidence 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 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 est telle qu'indiquée sur la Fig. 4.



P.1407-04

Le profil instantané de puissance en fonction de l'angle d'incidence 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 est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils instantanés de puissance en fonction de l'angle d'incidence 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 est obtenu en faisant la moyenne spatiale des profils à court terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence 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 avec un angle discret normalisé par la résolution angulaire de l'antenne sont définis comme étant des profils à long terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence du trajet, et non comme étant des profils continus de puissance en fonction de l'angle d'incidence.

Par ailleurs, le profil à long terme de l'enveloppe en fonction de l'angle d'incidence correspond à la valeur médiane des profils à court terme de puissance en fonction de l'angle d'incidence 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 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 des trajets multiples:

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

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

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

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

L'*intervalle angulaire* (ou *espacement angulaire*) est défini comme la largeur de la réponse impulsionnelle (ou largeur de profil d'angle) entre les deux valeurs de direction d'incidence qui correspondent au premier angle auquel l'amplitude du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence dépasse un seuil donné et au dernier angle 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.

3.2.1 Puissance totale

Supposons que $p(\theta)$ soit la puissance reçue dans la direction θ .

La *puissance totale*, p_0 , du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence est définie comme la puissance supérieure au niveau de seuil L_0 qui sépare le signal du bruit, tel que le montre la Fig. 5:

$$p_0 = \int_{\theta_0}^{\theta_3} p(\theta) d\theta \quad (8a)$$

où:

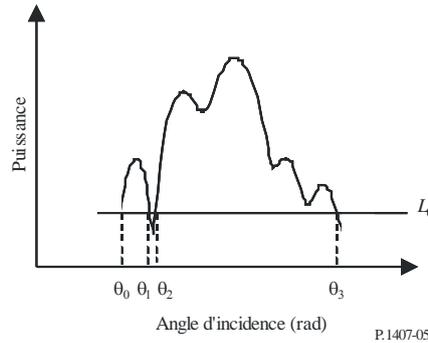
- θ : angle (rad) mesuré par rapport à la direction du signal principal (qui est censée être constante pendant la durée de la mesure)
- $p(\theta)$: profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence au-dessus du niveau de seuil L_0 ; au-dessous de L_0 , $p(\theta) = 0$
- L_0 : niveau au-dessus du seuil de bruit, avec une certaine marge (3 dB recommandés)
- θ_0 : angle d'incidence pour lequel $p(\theta)$ dépasse le niveau de seuil L_0 pour la première fois dans $\theta_{max}(-\pi, \pi)$
- θ_3 : angle d'incidence pour lequel $p(\theta)$ dépasse le niveau de seuil L_0 pour la dernière fois dans $\theta_{max}(-\pi, \pi)$.

Sous sa forme discrète, l'équation (8a) devient:

$$p_0 = \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \quad (8b)$$

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.

FIGURE 5
Puissance totale



3.2.2 Angle d'incidence moyen

L'angle d'incidence moyen, T_A , est donné par le moment d'ordre un du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence:

$$T_A = \frac{1}{P_0} \int_{\theta_0}^{\theta_3} \theta p(\theta) d\theta \quad (9a)$$

Sous sa forme discrète avec la résolution angulaire $\Delta\theta$, l'équation (9a) devient:

$$T_A = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_i p(\theta_i)}{\sum_{i=1}^N p(\theta_i)} \quad (9b)$$

$$(\theta_i = (i - 1) \Delta\theta \quad (i = 1, 2, \dots, N))$$

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 au-dessus du niveau de seuil.

3.2.3 Valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire

La valeur quadratique moyenne de l'étalement angulaire S_A de la direction d'incidence est définie comme suit:

$$S_A = \sqrt{\frac{1}{P_0} \int_{\theta_0}^{\theta_3} (\theta - T_A)^2 p(\theta) d\theta} \quad (10a)$$

Sous sa forme discrète avec la résolution angulaire $\Delta\theta$, l'équation (10a) devient:

$$S_A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_i - T_A)^2 p(\theta_i)}{\sum_{i=1}^N p(\theta_i)}} \quad (10b)$$

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

La fenêtre angulaire, θ_w , est la largeur de la portion médiane du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence qui contient un pourcentage q de la puissance totale, comme le montre la Fig. 6:

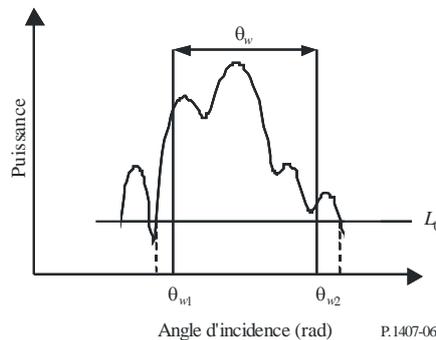
$$\theta_w = \theta_{w2} - \theta_{w1} \quad (11)$$

où les angles θ_{w1} et θ_{w2} sont définis par:

$$\int_{\theta_{w1}}^{\theta_{w2}} p(\theta) d\theta = \frac{q}{100} \int_{\theta_0}^{\theta_3} p(\theta) d\theta = \frac{q}{100} p_0 \quad (12)$$

et l'énergie à l'extérieur de la fenêtre est divisée en deux parts égales $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_0$

FIGURE 6
Fenêtre angulaire

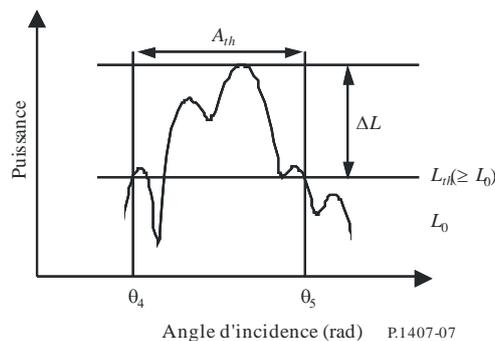


3.2.5 Intervalle angulaire (espacement angulaire)

L'intervalle angulaire, A_{th} , est défini comme la différence entre l'angle θ_4 pour lequel l'amplitude du profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence dépasse pour la première fois un seuil L_{th} donné et l'angle θ_5 pour lequel cette amplitude tombe pour la dernière fois au-dessous de ce seuil, tel que le montre la Fig. 7:

$$A_{th} = \theta_5 - \theta_4 \quad (13)$$

FIGURE 7
Intervalle angulaire



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. Le coefficient de corrélation spatiale $R(d)$ est défini comme suit:

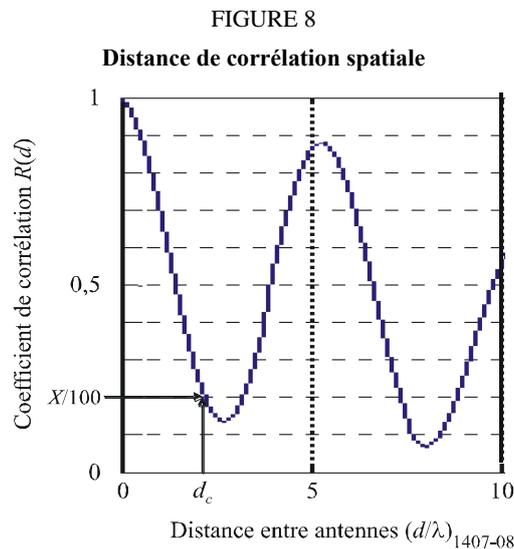
$$R(d) = \frac{\int_{\theta_0}^{\theta_3} p(\theta) \exp(-j2\pi d \sin \theta / \lambda) d\theta}{\int_{\theta_0}^{\theta_3} p(\theta) d\theta} \quad (14)$$

où:

- d : espacement
- λ : longueur d'onde.

Comme le montre la Fig. 8, la distance de corrélation spatiale d_c est définie comme la première distance de coupure pour laquelle $|R(d)|$ est égale à $x\%$ de $|R(d = 0)|$:

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

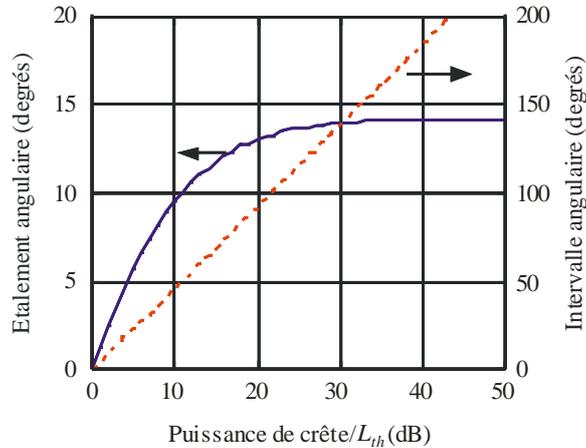


3.2.7 Paramètres recommandés

Pour pouvoir analyser les données en détail, il est recommandé d'utiliser des fenêtres angulaires pour 50%, 75% et 90% de la puissance, des intervalles angulaires 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 inclus dans les statistiques. La Fig. 9 présente un exemple de l'effet provoqué par le réglage de la valeur du rapport crête/ L_{th} minimal (ΔL).

Dans cette figure, on suppose que le profil de puissance en fonction de l'angle d'incidence obéit à une distribution de Laplace (distribution exponentielle double) avec un étalement angulaire de 14° ; l'étalement angulaire et l'intervalle angulaire 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 ΔL utilisée pour l'évaluation statistique devrait être spécifiée.

FIGURE 9

Exemple de l'effet correspondant au rapport crête/ L_{th} minimal (ΔL)Distribution de Laplace (Ecart type de 14°)

P.1407-09

4 Paramètres des variations du signal reçu

4.1 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. 10, peut être utilisée pour générer la fonction de covariance du canal $R_H(f, f'; t, t')$ comme indiqué dans la formule (16) où E est l'espérance:

$$R_H(f, f'; t, t') = E\{H(f, t)H^*(f', t')\} \quad (16)$$

Selon l'hypothèse stationnaire de 2ème ordre, trajets multiples non corrélés (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scatterer*), la fonction de covariance de la formule (16) devient fonction de la différence en fréquence Δf , et de la différence dans le temps, Δt , $R_H(\Delta f, \Delta t)$.

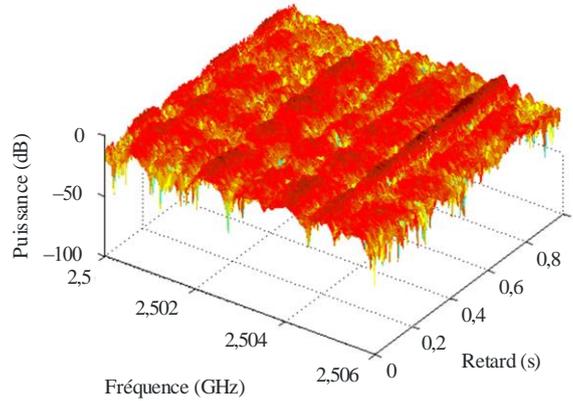
Le degré de corrélation est exprimé par la fonction normalisée de corrélation des fréquences décalées et de corrélation du décalage dans le temps, donnée par la formule (17).

$$\rho(\Delta f, \Delta t) = \frac{R_H(\Delta f, \Delta t)}{\sqrt{E[|H(f, t)|^2]E[|H(f+\Delta f, t+\Delta t)|^2]}} \quad (17)$$

Les paramètres concernant la fonction de covariance de l'équation (16) et $H(f,t)$ sont définis au § 4.2.

FIGURE 10

Fonction de fréquence variable dans le temps à petite échelle



P.1407-10

4.2 Définitions des paramètres statistiques

4.2.1 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 (corrélacion) à l'aide de l'équation (18a). 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 (18b):

$$R_H(\Delta f) = R_H(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta t=0} \quad (18a)$$

$$C(f) = \int_0^{\tau_e} p(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (18b)$$

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 $C(f = 0)$.

4.2.2 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 (19).

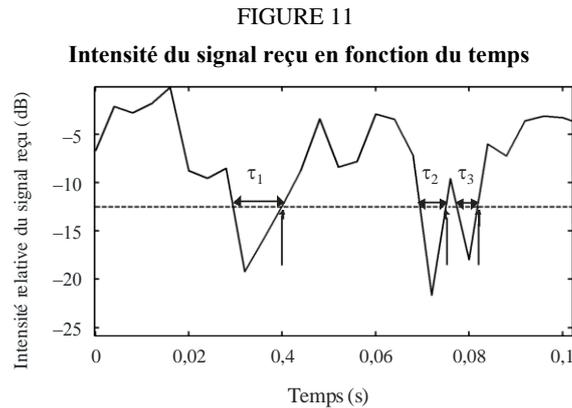
$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta \omega, \Delta t)|_{\Delta \omega=0} \quad (19)$$

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

4.2.3 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. 11 illustre le rythme LCR et la durée AFD, les flèches doubles

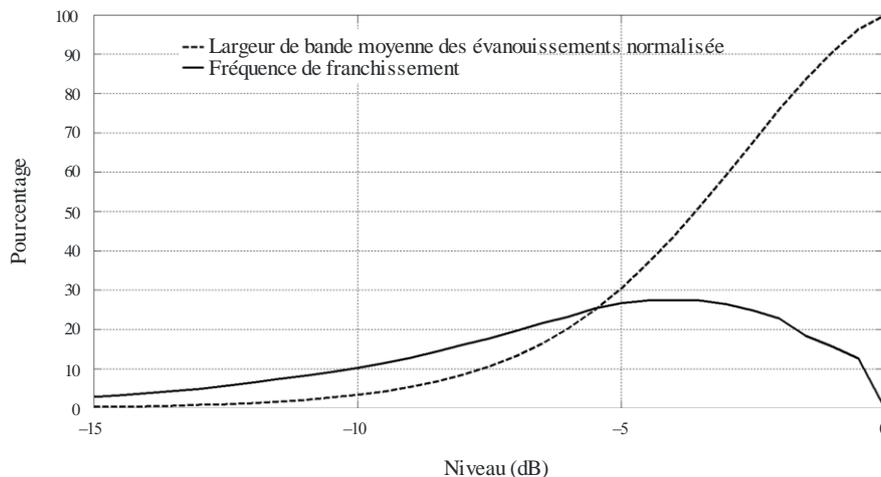
indiquant le temps pendant lequel le signal demeure inférieur au niveau et les flèches verticales indiquant le nombre de fois où le niveau spécifié est franchi et dépassé.



4.2.4 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. 11, 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 Fig. 12 illustre les deux paramètres calculés pour des niveaux de seuil compris entre -15 dB et 0 dB.

FIGURE 12
Largeur de bande moyenne des évanouissements normalisée et fréquence de franchissement



4.2.5 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.

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 Fig. 13 montre un spectre de puissance en fonction de l'azimut (PAS) laplacien tronqué idéal tel que:

$$PAS_L(\varphi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_{L,k}}{\sigma_{L,k} \sqrt{2}} \exp \left[-\frac{\sqrt{2} |\varphi - \varphi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}} \right] \left\{ \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} - \Delta\varphi_k)] - \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} + \Delta\varphi_k)] \right\} \quad (20)$$

où $\varepsilon(\varphi)$ est la fonction échelon et N_c le nombre de groupes; $\varphi_{0,k}$ est l'angle d'incidence moyen du $k^{\text{ième}}$ groupe et $\sigma_{L,k}$ est l'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:

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{L,k} \left[1 - \exp \left(-\frac{\sqrt{2} \Delta\varphi_k}{\sigma_{L,k}} \right) \right] = 1 \quad (21)$$

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

$$\rho_e(D) = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (22)$$

où:

$$D = 2\pi d/\lambda$$

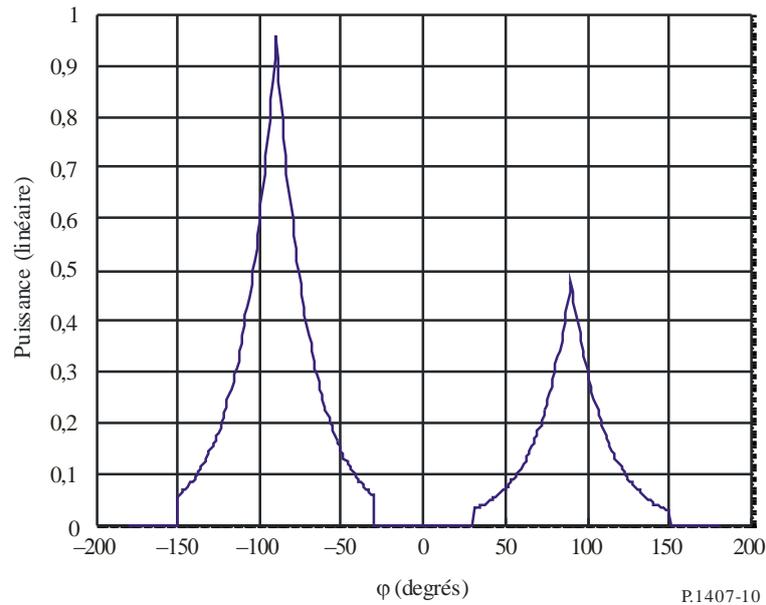
d : espacement des antennes

λ : longueur d'onde,

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

FIGURE 13

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



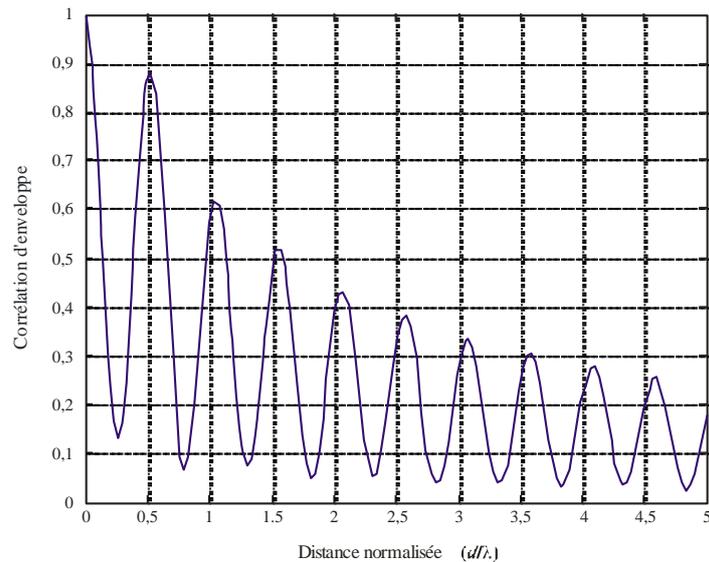
P.1407-10

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° .

La Fig. 14 illustre la corrélation spatiale obtenue.

FIGURE 14

Corrélation spatiale obtenue



P.1407-14

Coefficient de corrélation d'enveloppe en fonction de la distance normalisée $= d/\lambda$ dans le cas de deux groupes (voir la Fig. 13).

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:

$$C = \log_2 \det \left(I_{n_R} + \frac{p}{n_T \sigma^2} R_R^{1/2} H_w R_T H_w^H (R_R^{1/2})^H \right) = \log_2 \det \left(I_{n_R} + \frac{p}{n_T \sigma^2} H_w R_T H_w^H R_R^H \right) \quad (23)$$

où:

- n_R et n_T : respectivement nombre d'antennes de réception et d'émission
- p : puissance moyenne de réception par antenne
- σ^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/σ^2) élevé, la capacité peut être calculée approximativement avec la formule suivante:

$$C \approx \log_2 \det \left(\frac{p}{n_T \sigma^2} H_w H_w^H \right) + \log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T) \quad (24)$$

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

$$\prod_{i=1}^n \lambda_i \leq 1 \quad (25)$$

Etant 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.

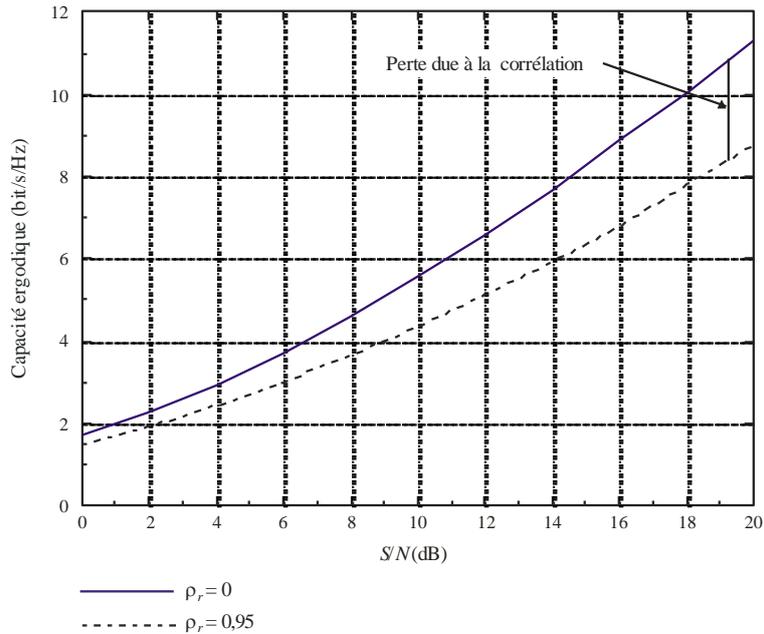
La Fig. 15 illustre l'effet des corrélations spatiales sur la capacité ergodique d'un canal MIMO lorsque $n_R = n_T = 2$. Dans la Fig. 12, on suppose que $R_T = I_2$. La matrice de corrélation du récepteur est choisie en fonction de:

$$R_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R^* & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

où ρ_R désigne la corrélation spatiale entre les antennes réceptrices.

FIGURE 15

Capacité ergodique avec une corrélation de réception faible et élevée



P.1407-15

Annexe 3

1 Introduction

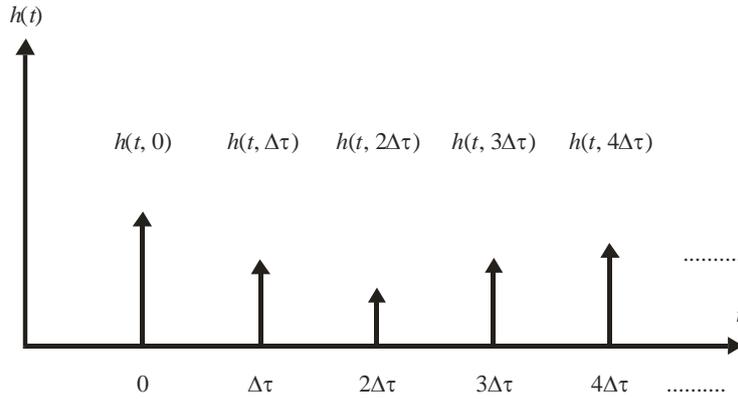
La résolution des composantes multitrajet dans les données mesurées dépend de la largeur de bande de l'onde de forme utilisée dans les mesures. Les composantes multitrajet non résolues donnent lieu à des variations du signal dans le temps ou dans l'espace en raison du mouvement de l'émetteur ou du récepteur 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. 16A, 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 16A

Exemple de trajets multiples utilisés pour générer le canal



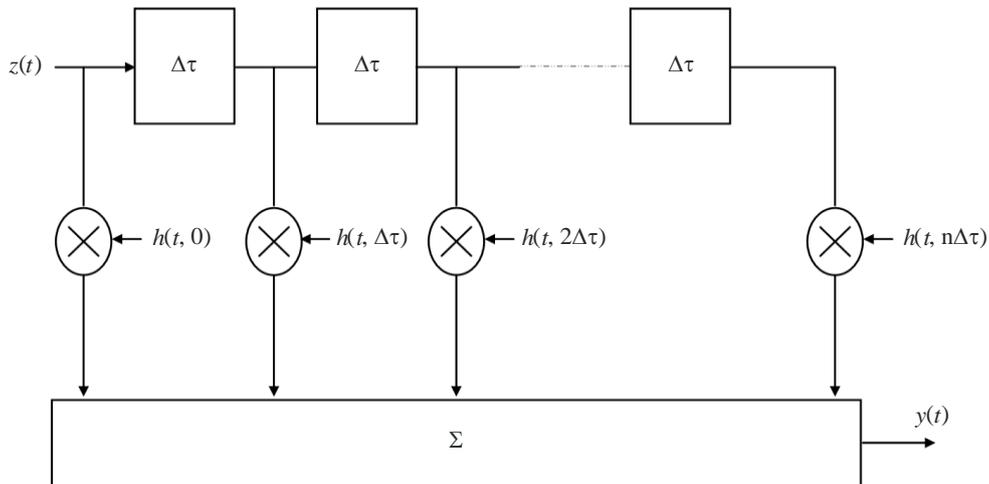
P.1407-16a

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. 16B. La réponse du canal $h(t)$ est alors donnée par la formule (27):

$$h(t) = \sum_{i=0}^n h_i \delta(t - i\Delta\tau) \tag{27}$$

FIGURE 16B

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



P.1407-16b

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 (28):

$$h(t) = \sum_{i=0}^n \left\{ \sqrt{\frac{K_i p_i}{K_i + 1}} e^{j(2\pi f_{o,i} t + \phi_{o,i})} + \sqrt{\frac{p_i}{K_i + 1}} g_i(t) \right\} \delta(t - i\Delta\tau) \tag{28}$$

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 $p_i = E\left[|h_i(t)|^2\right]$
- $f_{o,i}$: 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.
-