

RECOMMANDATION UIT-R P.1407-3

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

(Question UIT-R 203/3)

(1999-2003-2005-2007)

Domaine de compétence

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 des 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.

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'arrivée 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 des retards de puissance 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.

La connaissance des caractéristiques de propagation par trajets multiples dans les liaisons du service mobile est un élément majeur pour maîtriser la qualité de transmission de signaux numériques. Physiquement, les caractéristiques de la propagation par trajets multiples comprennent le nombre de trajets, les amplitudes, les différences de longueur de trajet (temps de propagation) et les angles d'arrivée. Ces caractéristiques peuvent être définies à partir du profil de puissance en fonction du retard. A défaut, la transformation de Fourier de la réponse impulsionnelle complexe donne la fonction de transfert complexe dont les caractéristiques d'amplitude en fonction de la fréquence indiquent la sélectivité en fréquence des trajets multiples et est liée à la largeur de bande de corrélation.

Les § 2 et 3 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). Une 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.).

Un canal linéaire variable dans le temps peut être caractérisé par un filtre transverse linéaire. Le signal de sortie du filtre est la somme de répliques du signal d'entrée retardées, affaiblies et affectées de l'effet Doppler. Le canal est alors représenté par une fonction d'étalement du temps de propagation du spectre Doppler, parfois appelée fonction de diffusion. Cette fonction représente le phénomène de propagation par trajets multiples dans les trois dimensions: temps de propagation excédentaire, fréquence Doppler et densité de puissance. Cette formulation convient particulièrement pour la réalisation d'un simulateur sous forme d'un filtre transverse dynamique.

2 Paramètres de la propagation par trajets multiples

2.1 Définitions

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

Le *temps de propagation 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 des retards de puissance (le carré de l'amplitude de la réponse impulsionnelle).

L'*étalement des retards* est l'écart type pondéré en fonction de la puissance des temps de propagation excédentaires et il est donné par le moment d'ordre deux du profil des retards de puissance. Il fournit une mesure de la variabilité du temps de propagation moyen.

La *fenêtre des retards* est la longueur de la portion médiane du profil des retards de puissance 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 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 temps de propagation.

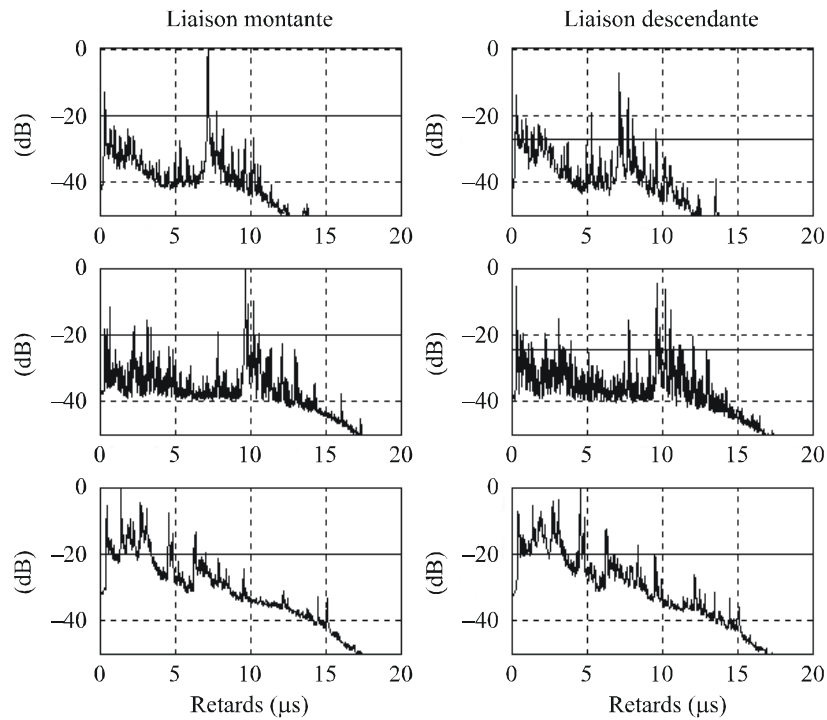
La *largeur de bande de corrélation* est définie comme la bande de fréquences pour laquelle la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert est au-dessus d'un seuil donné; une valeur type de ce seuil est de 0,5.

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.

2.2 Discussion

Les paramètres appropriés pour la description statistique des effets de la propagation par trajets multiples peuvent être calculés à partir des profils des retards de puissance instantanée ou à partir des profils moyens des retards de puissance, qui représentent soit des moyennes temporelles obtenues lorsque le récepteur est immobile et représente le mouvement dans l'environnement, soit des moyennes spatiales obtenues lorsque le récepteur est en mouvement. On en trouvera des exemples sur la Fig 1, exemples obtenus avec une camionnette, les profils moyens étant déterminés lorsque celle-ci était immobile et les deux autres profils lorsqu'elle était en mouvement. Les deux types de moyenne devraient être calculés sur un certain nombre de réponses impulsionnelles pendant le temps d'intégration cohérent du canal, défini comme la durée (ou l'intervalle spatial) pendant laquelle les composantes de la propagation par trajets multiples n'ont pas bougé de plus de la moitié d'un intervalle de valeurs de temps de propagation.

FIGURE 1



1407-01

Profils des retards de puissance pour les bandes duplex avec répartition en fréquence du système UMTS avec moyenne temporelle (profil médian) et moyenne spatiale (profils supérieur et inférieur). Les profils sont normalisés pour présenter une densité de puissance relative en fonction de la ligne horizontale correspondant à un intervalle des retards de 20 dB.

L'énergie totale, P_m , de la réponse impulsionnelle est donnée par la formule:

$$P_m = \int_{t_0}^{t_3} P(t) dt \quad (1)$$

où:

$P(t)$: densité de puissance de la réponse impulsionnelle

t : temps de propagation 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.

Le temps de propagation moyen, T_D , est donné par le moment d'ordre un du profil des retards de puissance:

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

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, l'équation (2a) devient:

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

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

Les temps de propagation peuvent être déterminés à partir de la relation suivante:

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

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} .

L'étalement des retards en valeur quadratique moyenne S est défini par la racine carrée du moment centré d'ordre deux:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_e} (\tau - T_D - \tau_a)^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} P(\tau) d\tau}} \quad (3)$$

ou, sous sa forme discrète:

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

La fenêtre des retards, W_q , est la durée de la portion médiane du profil des retards de puissance 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 $\left(\frac{100 - q}{200}\right)P_m$.

L'intervalle des retards, I_{th} , est défini comme l'intervalle de temps entre l'instant t_4 où l'amplitude du profil des retards de puissance 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:

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

La transformation de Fourier de la densité de puissance de la réponse impulsionnelle donne l'autocorrélation $C(f)$ de la fonction de transfert:

$$C(f) = \int_0^{\tau_c} P(\tau) \exp(-j 2 \pi f \tau) d \tau \quad (8)$$

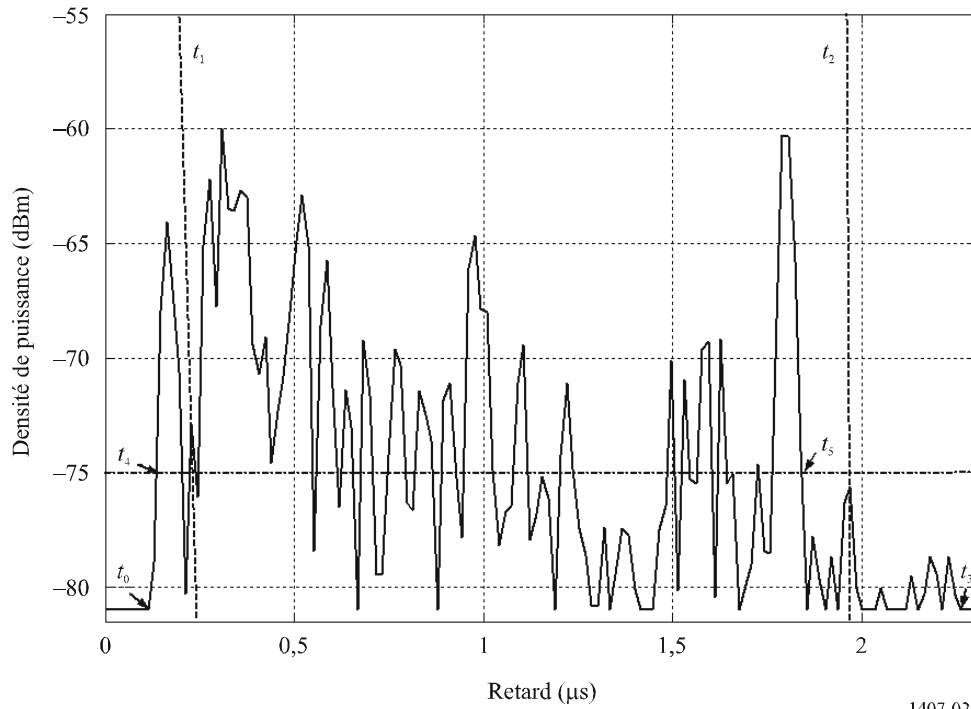
Dans l'équation (8), la largeur de bande de corrélation est sous-estimée dans le cas d'un canal à distribution de Rice. Pour ces canaux, il est plus précis d'estimer la largeur de bande de corrélation à partir de la fonction de corrélation de fréquences décalées, qui est obtenue au moyen de la fonction de transfert complexe variant en fonction du temps, en calculant le coefficient de corrélation pour différents espacements de fréquence.

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

Pour 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 et une largeur de bande de corrélation pour 50% et 90% de corrélation. 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.

La Fig. 2 illustre un exemple d'utilisation de quelques-uns des termes définis ci-dessus.

FIGURE 2

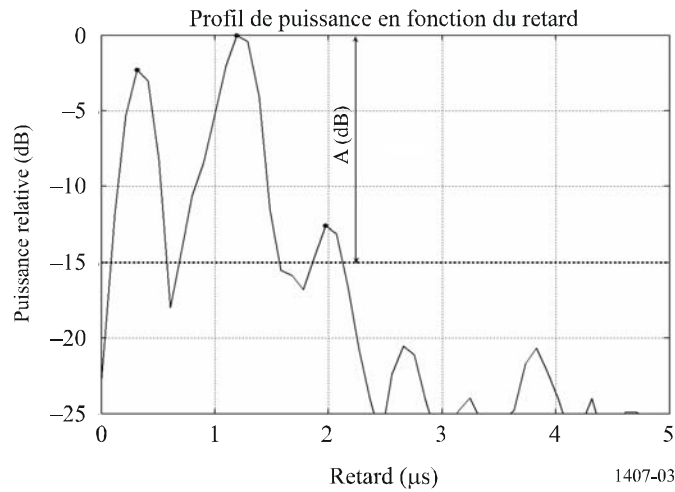


1407-02

Profil des retards de puissance 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 3

Profil de puissance en fonction du retard, indiquant les composantes de la propagation par trajets multiples situées au-dessus du niveau de seuil



1407-03

3 Paramètres relatifs à la direction d'arrivée

3.1 Définitions

On trouvera ci-après les définitions des paramètres appropriés pour la description statistique des effets de la propagation par trajets multiples:

L'*angle d'arrivée moyen* est la moyenne pondérée en fonction de la puissance des directions d'arrivée 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 angulaire de la puissance).

Le *profil angulaire de la puissance* est défini comme la caractéristique angulaire de la puissance à l'intérieur du plan de l'azimut/plan horizontal.

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

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

L'*intervalle angulaire* (ou *espacement angulaire*) est défini comme la largeur de la réponse impulsionnelle (ou largeur de profil angulaire) entre les deux valeurs de direction d'arrivée qui correspondent au premier angle auquel l'amplitude du profil angulaire 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 angulaire.

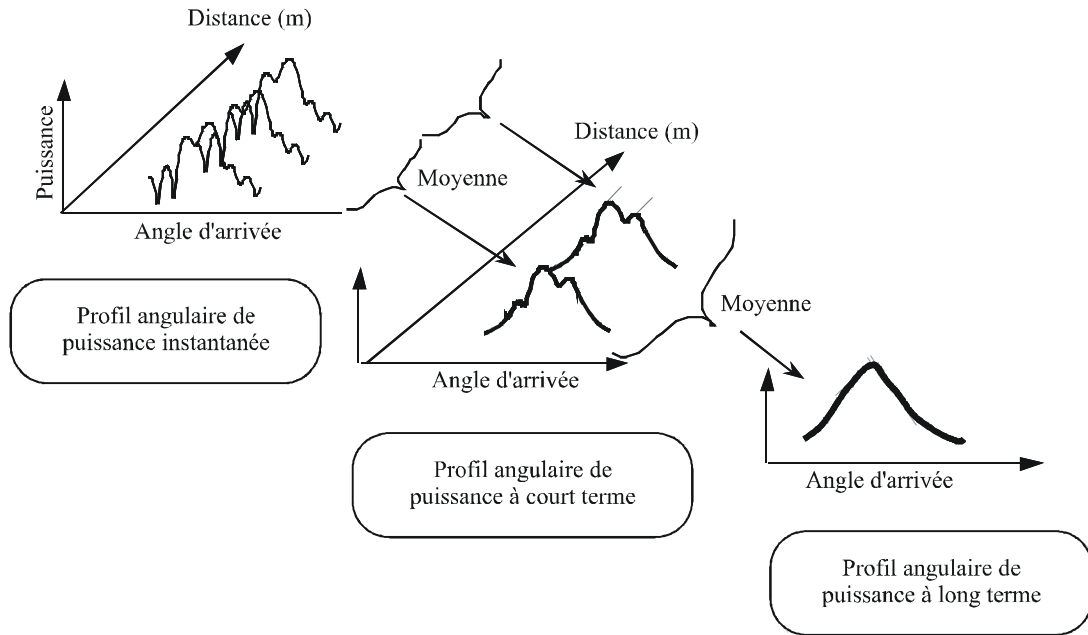
3.2 Discussion

Les paramètres appropriés pour la description statistique des effets de la propagation par trajets multiples peuvent être calculés à partir des profils angulaires de puissance instantanée, à partir des profils angulaires de puissance à court terme ou à partir des profils angulaires de puissance à long terme, qui représentent soit des moyennes temporelles obtenues lorsque le récepteur est immobile et représente le mouvement dans l'environnement, soit des moyennes spatiales obtenues lorsque le récepteur est en mouvement.

Comme le montre la Fig. 4, les profils angulaires de puissance à court terme sont obtenus en faisant la moyenne dans l'espace des profils angulaires de puissance instantanée sur plusieurs dizaines de longueurs d'onde afin de supprimer la variation provoquée par l'évanouissement rapide; les profils angulaires de puissance à long terme sont obtenus en faisant la moyenne dans l'espace des profils angulaires de puissance à court terme à une distance quasi identique de la station de base afin de supprimer la variation provoquée par l'effet d'écran.

FIGURE 4

Définition des profils angulaires de puissance



1407-04

3.2.1 Energie totale

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

L'énergie totale, P_0 , du profil angulaire 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:

$$P_0 = \int_{\theta_0}^{\theta_3} P(\theta)d\theta \tag{9a}$$

où:

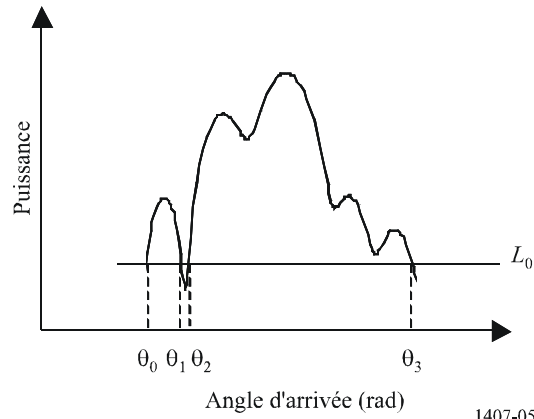
- θ : angle (rad) mesuré par rapport à la direction du signal principal (qui est censée être constante pendant la durée de la mesure)
- $P(\theta)$: puissance du profil angulaire supérieure au niveau de seuil L_0 ; au-dessous de L_0 , $P(\theta) = 0$
- L_0 : niveau au-dessus du seuil de bruit, avec une certaine marge (3 dB recommandés)
- θ_0 : angle d'arrivée pour lequel $P(\theta)$ dépasse le niveau de seuil L_0 pour la première fois dans $\theta_{max}(-\pi, \pi)$
- θ_3 : angle d'arrivée 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 (9a) devient:

$$P_0 = \sum_{i=1}^N P(\theta_i) \tag{9b}$$

où $i = 1$ et N sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil angulaire de la puissance au-dessus du niveau de seuil.

FIGURE 5
Energie totale



1407-05

3.2.2 Angle d'arrivée moyen

L'angle d'arrivée moyen, T_A , est donné par le moment d'ordre un du profil angulaire de la puissance:

$$T_A = \frac{1}{P_0} \int_{\theta_0}^{\theta_3} \theta P(\theta) d\theta \quad (10a)$$

Sous sa forme discrète, l'équation (10a) devient:

$$T_A = \frac{\sum_{i=1}^N \theta_i P(\theta_i)}{\sum_{i=1}^N P(\theta_i)} \quad (10b)$$

où $i = 1$ et N sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil angulaire de la puissance 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'arrivée est définie comme suit:

$$S_A = \sqrt{\frac{1}{P_0} \int_{\theta_0}^{\theta_3} (\theta - T_A)^2 P(\theta) d\theta} \quad (11a)$$

Sous sa forme discrète, l'équation (11a) devient:

$$S_A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\theta_i - T_A)^2 P(\theta_i)}{\sum_{i=1}^N P(\theta_i)}} \quad (11b)$$

où $i = 1$ et N sont, respectivement, les indices des premier et dernier échantillons du profil angulaire de la puissance 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 angulaire de la puissance qui contient un pourcentage q de la puissance totale, comme le montre la Fig. 6:

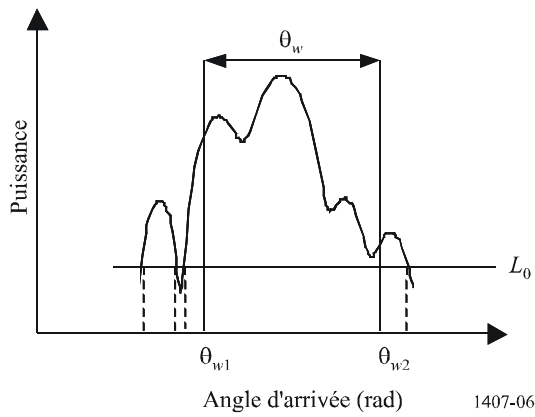
$$\theta_w = \theta_{w2} - \theta_{w1} \tag{12}$$

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

$$\int_{\theta_{w1}}^{\theta_{w2}} P(\theta) d\theta = \frac{q}{100} \int_{\theta_0}^{\theta_3} P(\theta) d\theta = \frac{q}{100} P_0 \tag{13}$$

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

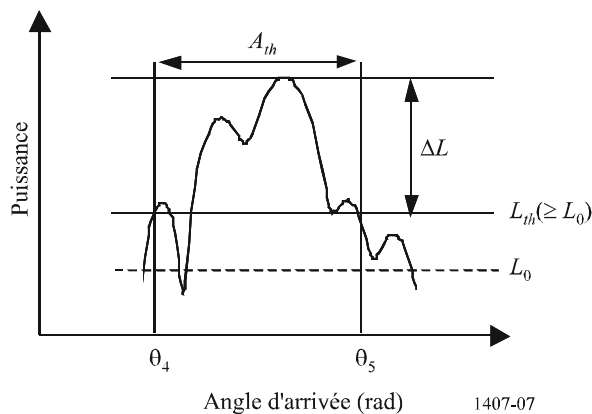


3.2.5 Intervalle angulaire (espacement angulaire)

L'intervalle angulaire, A_{th} , est défini comme la différence entre l'angle θ_4 pour lequel l'amplitude du profil angulaire de la puissance 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:

$$A_{th} = \theta_5 - \theta_4 \tag{14}$$

FIGURE 7
Intervalle angulaire



3.2.6 Distance de corrélation spatiale

En particulier pour les canaux à entrées et 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 angulaire de la puissance. Le coefficient de corrélation spatiale $R(d)$ est défini comme suit:

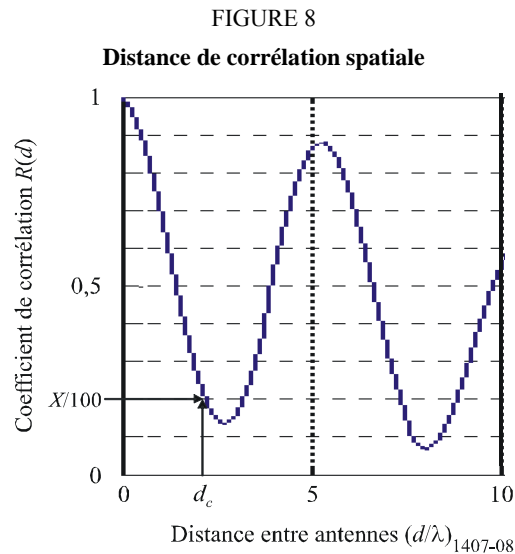
$$R(d) = \frac{\int_{\theta_0}^{\theta_3} P(\theta) \exp(-j2\pi d \sin \theta / \lambda) d\theta}{\int_{\theta_0}^{\theta_3} P(\theta) d\theta} \quad (15)$$

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 $|R(d=0)|$:

$$|R(d_c)| / |R(0)| = x/100 \quad (16)$$



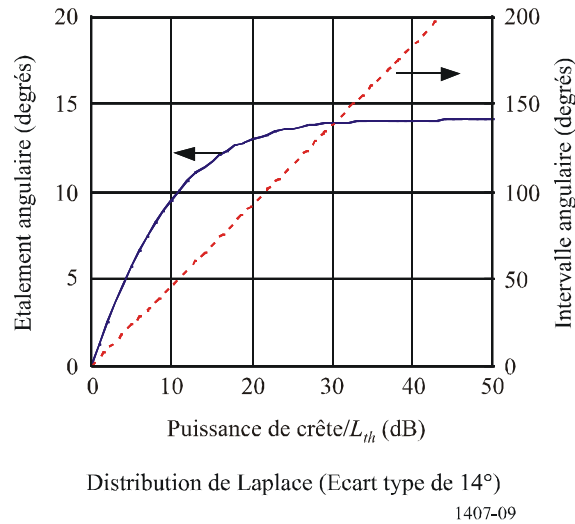
3.2.7 Paramètres recommandés

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 angulaires 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 angulaire de la puissance 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)



Annexe 2

1 Introduction

La présente Annexe illustre certains résultats du calcul des coefficients de corrélation à partir d'un profil angulaire de la puissance 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 (15) 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. 10 montre un spectre de puissance en fonction de l'azimut (PAS) laplacien tronqué idéal tel que:

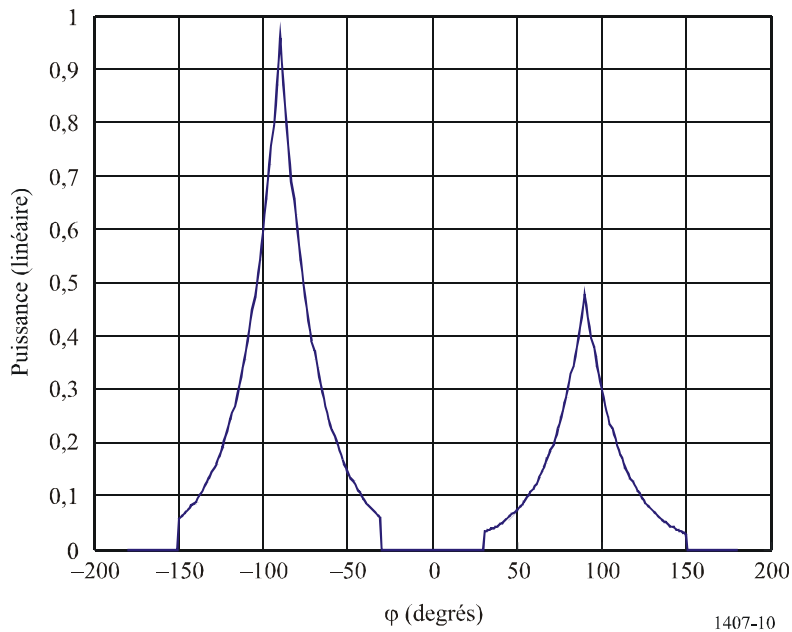
$$PAS_L(\varphi) = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{Q_{L,k}}{\sigma_{L,k} \sqrt{2}} \exp \left[-\frac{\sqrt{2} |\varphi - \varphi_{0,k}|}{\sigma_{L,k}} \right] \left\{ \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} - \Delta\varphi_k)] - \varepsilon[\varphi - (\varphi_{0,k} + \Delta\varphi_k)] \right\} \quad (17)$$

où $\varepsilon(\varphi)$ est à 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:

$$\sum_{k=1}^{N_c} Q_{L,k} \left[1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta\varphi_k}{\sigma_{L,k}}\right) \right] = 1 \quad (18)$$

FIGURE 10

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



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° .

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

$$\rho_e(D) = |R_{XX}(D) + jR_{XY}(D)|^2 \quad (19)$$

où:

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

d : espacement des antennes

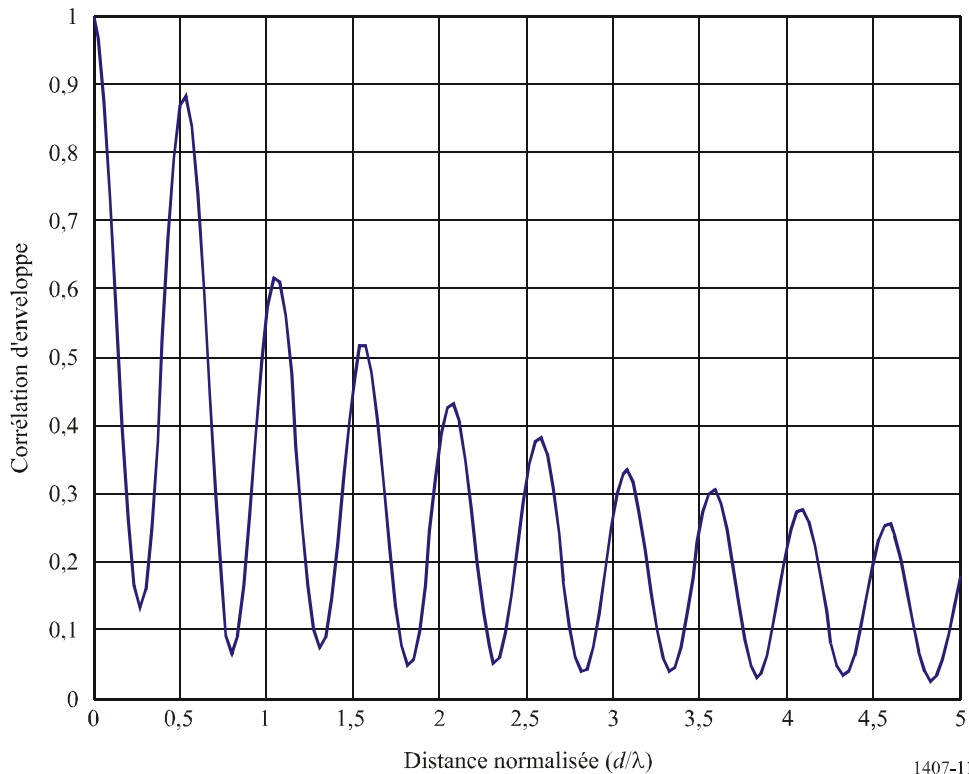
λ : longueur d'onde,

et les fonctions de corrélations croisées $R_{XX}(D)$ et $R_{XY}(D)$ sont définies dans l'équation (16).

La Fig. 11 illustre la corrélation spatiale obtenue.

FIGURE 11

Corrélation spatiale obtenue



Coefficient de corrélation d'enveloppe en fonction de la distance normalisée = d/λ dans le cas de deux groupes (voir la Fig. 10).

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:

$$C = \log_2 \det \left(I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} R_R^{1/2} H_w R_T H_w^H (R_R^{1/2})^H \right) = \log_2 \det \left(I_{n_R} + \frac{P}{n_T \sigma^2} H_w R_T H_w^H R_R^H \right) \quad (20)$$

où:

n_R et n_T : respectivement nombre d'antennes de réception et d'émission

P : puissance totale d'émission

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 $[R_R]_{jj}$ pour $j = 1, K, n_R$ et $[R_T]_{ii}$ 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) élevé, la capacité peut être calculée approximativement avec la formule suivante:

$$C \approx \log_2 \det \left(\frac{P}{n_T \sigma^2} H_w H_w^H \right) + \log_2 \det(R_R) + \log_2 \det(R_T) \quad (21)$$

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:

$$\prod_{i=1}^n \lambda_i \leq 1 \quad (22)$$

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. 12 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:

$$R_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_R \\ \rho_R^* & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

où ρ_R désigne la corrélation spatiale entre les antennes réceptrices.

FIGURE 12

Capacité ergodique avec une corrélation de réception faible et élevée

