

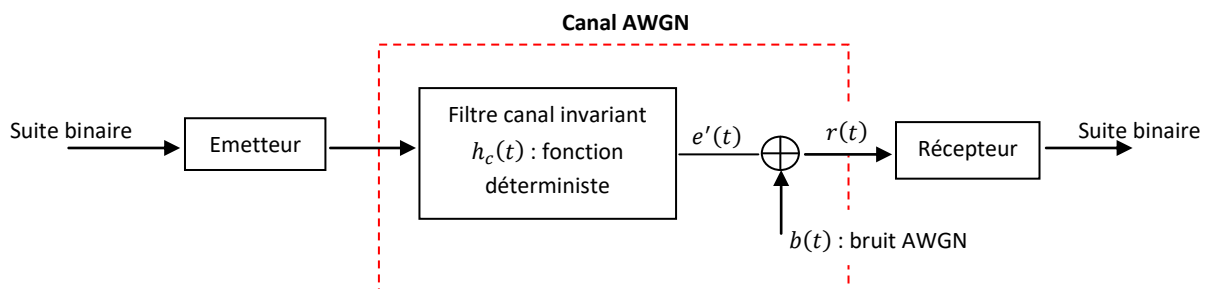
Chapitre 2

Canaux non idéaux

Canaux de transmission sans fil

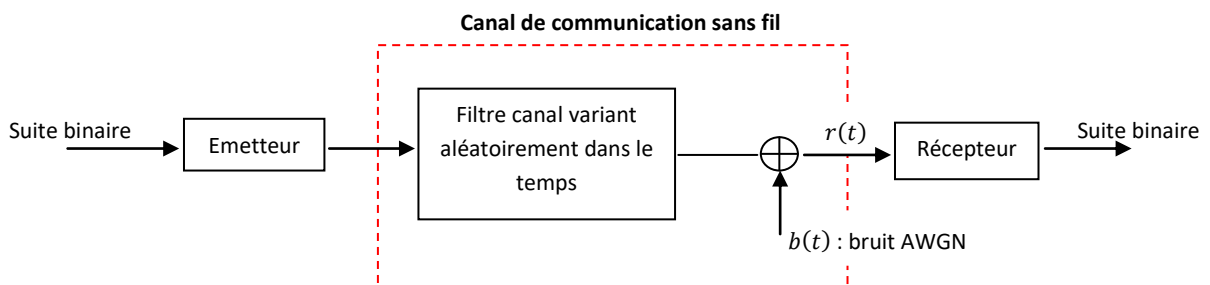
I-Introduction

- Canal AWGN : Emetteur / récepteur fixe



Un filtre canal invariant correspond à un filtre « constant » pour lequel la réponse impulsionnelle est « constante » ; c'est-à-dire possède une expression unique.

- Canal de communication sans fil : Emetteur ou/et récepteur mobile



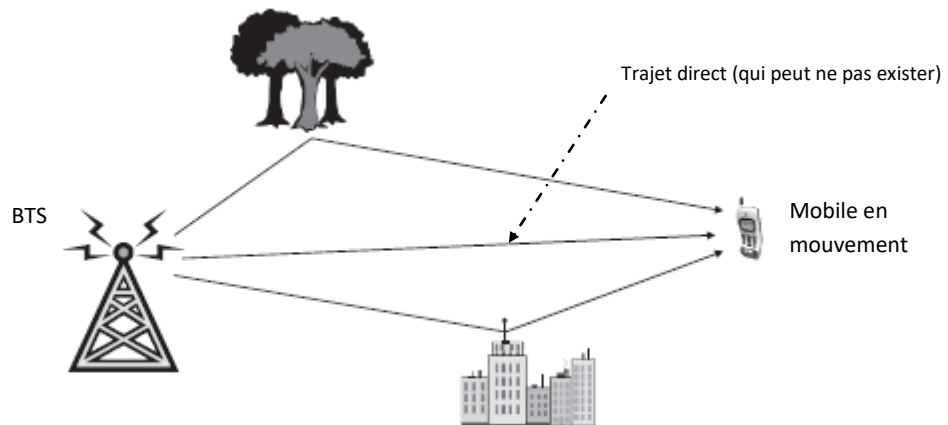
La fonction de transfert du canal varie en fonction de la fréquence et du temps.

Type de signal propagatif : onde électromagnétique radiofréquences qui rayonne à partir d'une antenne émettrice vers une ou plusieurs antennes réceptrices distantes.

Exemple : la radiotéléphonie mobile repose sur l'utilisation individuelle et temporaire d'un canal radiofréquences sans fil permettant la communication entre utilisateur et station de base (BTS). Le canal utilise généralement deux fréquences pour la communication, l'une permettant la communication de la BTS vers le mobile (liaison descendante) et l'autre du mobile vers la station (liaison montante).

II- Effet du déplacement du mobile

- Le mobile en déplacement n'est pas nécessairement en visibilité de la BTS (le trajet direct peut être absent).
- La liaison entre le mobile et la BTS est obturée par les obstacles (montagnes, bâtiments, arbres, véhicules,...). Par conséquent, l'onde émise peut être interceptée, réfléchiée ou diffractée.



Conséquences :

Le canal de propagation reliant le mobile au réseau n'est plus stable.

- Les trajets multiples modifient le canal de propagation et affectent la transmission de l'information.
- L'onde qui parvient au récepteur est la superposition d'un ensemble d'ondes qui arrivent avec des décalages temporels et des phases variables. L'amplitude du signal reçue est fluctuante.

Le signal transmis est affecté d'atténuations, de dispersion temporelle, de fluctuations et de délais de transmission dont les variations ne sont pas prédictibles de façon déterministe. D'où l'appellation : **Canal variant aléatoirement dans le temps**

III- Causes de dégradation du signal transmis en la propagation radio-mobile

Deux origines physiques distinctes sont à l'origine des variations du niveau du signal reçu et de la diminution de sa puissance.

III-1- Variations à large échelle - Evanouissement à large échelle (large-scale fading)

Ceci représente la modification du champ local moyen due à :

- **Affaiblissement de parcours** : la diminution de la puissance du signal est due à la distance parcourue par l'onde radio. C'est un phénomène déterministe.
- **Effet de masque (Shadowing)** : c'est un phénomène plus local, aléatoire, traduisant les pertes additionnelles causées par les obstacles larges (collines, forêts, immeubles,...) : réflexion, diffusion, diffraction, absorption par l'eau et par les gaz de l'atmosphère.

III-2- Variations à petite échelle (ou variations rapides)- Evanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle (ou small-scale fading) décrit la fluctuation rapide de l'amplitude et de la phase d'un signal radio sur une courte période et une courte distance. Il traduit une addition constructive ou destructive des ondes. Ceci est dû à :

- La propagation par trajets multiples : le signal reçu par le mobile est la somme vectorielle de signaux s'étant propagés par différents trajets.
- La variation dynamique des longueurs électriques des trajets, causée par le récepteur en mouvement (Effet Doppler).

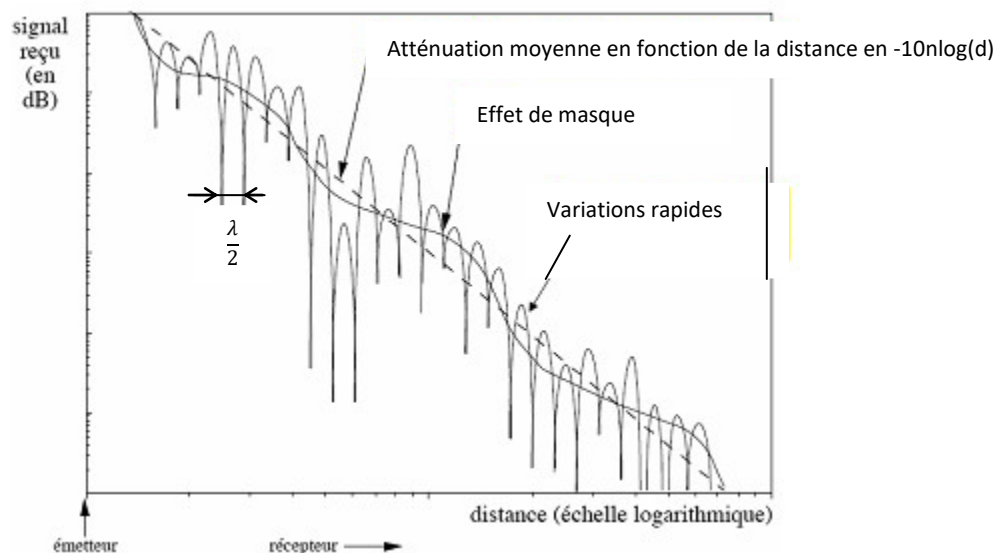


Fig.II-1. Signal reçu en fonction de la distance

Pour une communication établie entre une BTS et un mobile, le signal reçu par ce dernier présente des évanouissements (c'est-à-dire une puissance reçue très faible) régulièrement espacés sur des distances qui sont de l'ordre de la demi-longueur d'onde.

Des techniques de transmission sont élaborées pour permettre de s'abstraire de ces phénomènes, telles que :

- Diversité de réception,
- Techniques d'étalement de spectre,
- OFDM,
- Egalisation.

IV- Propagation dans un environnement réel

Soit P_E la puissance émise par une antenne émettrice et P_R la puissance reçue par une antenne réceptrice.

Les pertes de propagation L (en dB) sont donnés par :

$$P_{R(dB)} = P_{E(dB)} - L_{(dB)}(f, d, h_E, h_R, \text{environnement})$$

$$\text{ou } L_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_R} \right) \quad \text{avec } P_E \text{ et } P_R \text{ en Watt}$$

h_E : hauteur de l'émetteur, h_R : hauteur du récepteur, f : fréquence de propagation de l'onde, d : distance entre émetteur et récepteur, environnement (absorption des matériaux, obstacles,....).

Les pertes s'écrivent aussi :

$$L_{(dB)} = \overline{L_{PL(dB)}}(d, f) + L_{sh(dB)} + L_{ff(dB)}$$

$\overline{L_{PL(dB)}}$: Perte moyenne de parcours,

$L_{sh(dB)}$: Pertes dues à l'effet de masque,

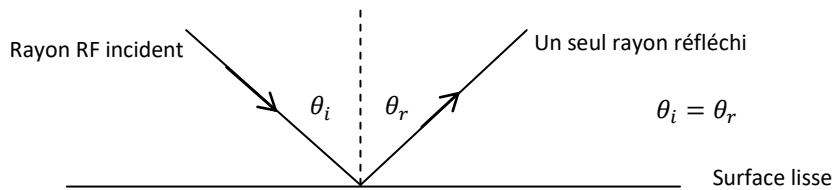
L_{ff} : Pertes dues au fast fading.

IV-1- Evanouissements large échelle

IV-1-1- Mécanismes dus aux obstacles larges

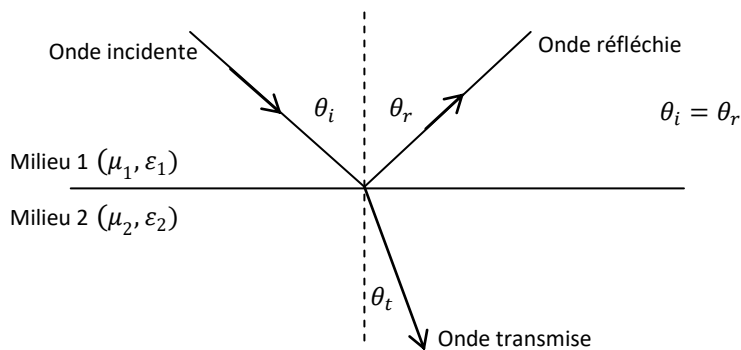
Des mécanismes de base, causés par les obstacles larges, ont un impact sur la propagation d'un signal radio mobile : réflexion, diffusion, diffraction, atténuation atmosphérique.

IV-1-1-1- Réflexion



Les dimensions de la surface lisse sont très grandes devant la longueur d'onde du signal radio fréquences RF.

IV-1-1-2- Réfraction



Une partie de l'énergie passe à travers la surface séparant les deux milieux.

La loi de Snell-Descartes s'applique dans ce cas, telle que :

$$\frac{\sin\theta_t}{\sin\theta_i} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{u_{p2}}{u_{p1}}$$

$n = \frac{c}{u_p} = \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$: indice de réfraction du milieu,

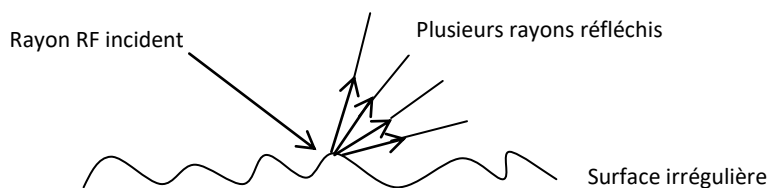
μ_r : perméabilité magnétique et ϵ_r : permittivité électrique du milieu,

u_p : vitesse de propagation de l'onde dans le milieu considéré et C : célérité.

Pour $\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$ (milieux non magnétiques) :

$$n_1 = \sqrt{\epsilon_{r1}}, n_2 = \sqrt{\epsilon_{r2}} \text{ et } \frac{\sin\theta_t}{\sin\theta_i} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}}$$

IV-1-1-3- Diffusion ou réflexion diffuse

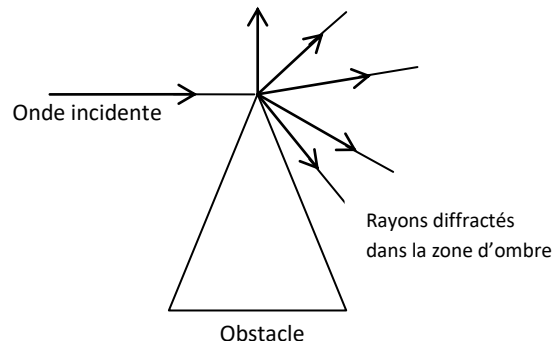


On parle d'irrégularité lorsque la taille des irrégularités est de l'ordre de la longueur d'onde du signal RF (cas des UHF). Chaque irrégularité crée une onde réfléchie.

Le phénomène de diffusion est provoqué par la végétation, les lampadaires,... (il correspond à un grand nombre de diffractions).

IV-1-1-4- Diffraction

La diffraction se produit lorsqu'une onde rencontre une arête dont les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde du signal RF.



Quand il y a diffraction, on peut considérer que l'endroit où il y a diffraction, c'est-à-dire l'arête, se comporte comme un émetteur secondaire. Le phénomène de diffraction est très important dans la propagation des signaux UHF en zone urbaine où la vue directe entre émetteur et récepteur est une situation exceptionnelle. C'est lui principalement qui va permettre d'avoir un signal reçu alors qu'on n'est pas en visibilité directe de la BTS.

IV-1-1-5- Absorption par l'eau et par les gaz de l'atmosphère (H₂O et O₂)

La traversée d'une zone de pluie, de nuages ou brouillard cause des pertes par absorption et par diffusion. Ce type d'atténuation augmente rapidement avec la fréquence.

La pluie peut produire une atténuation d'autant plus importante que la précipitation est intense surtout pour une fréquence supérieure à 10 GHz (pour une fréquence de l'ordre de 1,5 GHz, l'atténuation est de 0,01 dB/km). Les fréquences utilisées en radio communications mobiles sont généralement plus faibles.

Les gaz contenus dans l'atmosphère peuvent également produire une absorption pour les ondes.

IV-1-2- Pertes dues à la distance parcourue par l'onde entre émetteur et récepteur

IV-1-2- 1- Pertes en espace libre

On parle de pertes créées par une onde électromagnétique qui se propage en ligne directe dans le vide avec aucune énergie absorbée, réfléchie ou dispersée par les objets proches. L'antenne d'émission est isotrope.

L'équation des télécommunications est donnée par :

$$P_R = P_E G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad \text{avec} \quad \lambda = \frac{c}{f_0}$$

G_E et G_R sont respectivement les gains d'antennes à l'émission et à la réception. d est la distance séparant l'émetteur du récepteur et λ longueur d'onde du signal propagatif.

$$P_R \propto \frac{1}{d^2}$$

L'affaiblissement de propagation α_p est :

$$\alpha_p = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{1}{L_S}$$

où L_S : Pertes de parcours en espace libre (Path Loss ou free space loss)

$$L_{S(dB)}(d) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

$$L_{S(dB)}(d) = 32,45 + 20 \log(f_{MHz}) + 20 \log(d_{km})$$

C'est une expression valable pour les champs lointains (critère de Fraunhofer ($d \gg \frac{2D^2}{\lambda}$)) et D diamètre de la surface équivalente de l'antenne.

Conséquence : phénomène de décroissance naturelle du champ lorsque les deux antennes sont en visibilité directe.

Exemple : Pour une fréquence porteuse de 900 MHz puis de 1800 MHz et une distance de 100 m, déterminer les pertes en espace libre.

A 900 MHz, $L_S = 71,53 \text{ dB}$ et à 1800 MHz, $L_S = 77,55 \text{ dB}$ soit une atténuation de -6 dB. La puissance au niveau du récepteur, pour 900 MHz, est réduite au quart pour 1800 MHz (si $G_E = G_R = 1$).

Pour une distance donnée, l'atténuation est d'autant plus importante lorsque la fréquence augmente.

La propagation en espace libre est un cas idéal. Exemples :

- Liaison entre un satellite et une station au sol pour laquelle la propagation s'effectue principalement en espace libre.
- Liaison point à point par faisceau hertzien (l'exemple de la liaison station terminale-relais).

IV-1-2-2- Zones de Fresnel

Pour qu'une transmission entre deux points puisse être considérée comme une transmission en espace libre, une zone, dite premier ellipsoïde de Fresnel (ou zone de Fresnel), doit être

complètement dégagée. Sinon, des pertes de propagation importantes sont à considérer même si la vision est directe entre émetteur et récepteur. En radio communication, on admet que l'énergie est transmise dans cette zone.

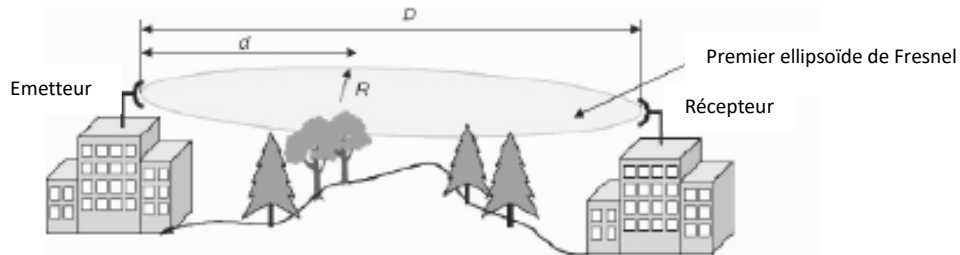


Fig.II-2. Propagation en espace libre et zone de Fresnel

Le rayon du premier ellipsoïde de Fresnel à une distance d_1 de l'émetteur est donné par :

$$R_F = \sqrt{\frac{\lambda d_1 (d - d_1)}{d}}$$

Qui s'écrit également :

$$R_F = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 (d - d_1)}{df}}$$

Pour cette dernière expression, d et d_1 sont en km, f en GHz et R_F en m.

Si l'obstacle est à une distance égale entre émetteur et récepteur, le rayon est maximal est vaut :

$$R_{Fmax} = 17,3 \sqrt{\frac{d}{4f}} \quad d \text{ en km et } f \text{ en GHz}$$

Exemple : Calculer R_{Fmax} pour $f=1,8\text{GHz}$ et $d=0,5\text{km}$ sachant que les hauteurs de l'émetteur et du récepteur sont de 5m. La zone de Fresnel est-elle dégagée ? Refaire le même exercice pour $d=1\text{km}$.

Pour la distance $d=0,5\text{km}$, $R_{Fmax} = 4,56\text{m}$, la zone de Fresnel est dégagée.

Pour la distance $d=1\text{km}$, $R_{Fmax} = 6,45\text{m}$ et la zone de Fresnel n'est pas dégagée. Dans ce cas, la solution est d'augmenter la hauteur de l'émetteur ou/et du récepteur.

IV-1-2-3- Pertes pour une propagation hors espace libre (milieu avec obstacles larges)

Lorsque la propagation n'est pas en espace libre (zone de Fresnel n'est pas dégagée), il n'est pas possible de calculer précisément l'atténuation. Une estimation du bilan de liaison est faite en utilisant des approximations.

Dans ce cas l'évanouissement large échelle se traduit par deux caractéristiques statiques :

- Perte de parcours moyenne (fonction de la distance) due à l'évanouissement large échelle.
- Marge d'évanouissement large échelle : variations log-normales autour de la perte de parcours moyenne

IV-1-2-3-1- Perte de parcours moyenne

On utilise une formule approchée pour estimer l'affaiblissement :

$$\alpha_p \approx \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \frac{1}{d^n} \quad \text{et} \quad P_R \propto \frac{1}{d^n}$$

La perte de parcours moyenne est :

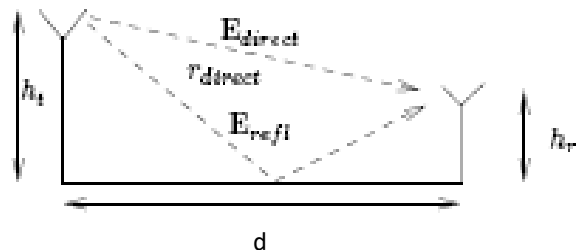
$$\overline{L_{PL}}(d) \approx \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 d^n$$

n : exposant de la perte de propagation ($n \geq 2$) utilisé pour qualifier le type de milieu. Typiquement, n appartient à $[2, 6]$.

$n=2$, correspond à la propagation en espace libre : $P_R \propto \frac{1}{d^2}$.

$n=4$, correspond à une propagation avec réflexion au sol :

$$P_R \propto \frac{1}{d^4}$$



IV-1-2-3-2- Modèles empiriques classiques (modèles de Prédiction)

La caractérisation à large échelle du canal radio mobile nécessite des modèles de prédiction.

Principe : prédiction du signal radio en tout point de la zone de couverture à partir d'un modèle empirique déterminé en se basant sur des mesures.

Les modèles empiriques ont l'avantage d'être simples et de faiblement dépendre des caractéristiques d'un site. C'est pourquoi ils sont couramment employés dans les communications cellulaires pour une première estimation de la perte de propagation.

Une forme générale de modèle empirique peut être utilisée pour les pertes de parcours moyennes. Elle s'écrit :

$$\overline{L}_{PL(dB)}(d) = \overline{L}_{0(dB)}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

\overline{L}_0 : perte de parcours moyenne à une distance de référence d_0 de l'émetteur. Typiquement, $\overline{L}_{0(dB)}$ correspond à une propagation en espace libre sur une distance d_0 de l'émetteur et dans ce cas $\overline{L}_{0(dB)}(d_0) = L_{S(dB)}(d_0)$.

Parmi les modèles empiriques, on peut citer :

- Modèle d'Okumura (1968),
- Modèle de Hata (ou Okumura-Hata, 1990)
- Modèle de Lee (1993)
- Modèle de COST 231-Hata (COST : Coopération européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique), 1999.

IV-1-2-3-2-1- Modèle empirique de Hata

C'est le modèle le plus connu et il traduit la perte de parcours moyenne.

Pour établir son modèle, Hata s'est basé sur les mesures faites par Okumura à Tokyo et dans sa périphérie en 1968. Les données qui ont servi à établir le modèle sont telles que :

Hauteur de l'antenne d'émission $30 \text{ m} \leq h_E \leq 200 \text{ m}$

Hauteur de l'antenne de réception $1 \text{ m} \leq h_R \leq 10 \text{ m}$

Distance entre les deux antennes $1 \text{ km} \leq d \leq 20 \text{ km}$

Fréquence de la porteuse $150 \text{ MHz} \leq f_0 \leq 1500 \text{ MHz}$

Selon la zone, les pertes moyennes s'expriment par :

Zone urbaine

$$\overline{L}_u(dB) = 69,55 + 26,16 \log f_0 - 13,82 \log h_E - a(h_R) + (44,9 - 6,55 \log h_E) \log d$$

où h_E , h_R en mètre, d en km, f_0 en MHz.

Un facteur de correction est utilisé pour prendre en compte la hauteur de l'antenne de réception mobile et l'environnement dans lequel elle se trouve :

$$a(h_R) = (1,1 \log f_0 - 0,7) h_R - (1,56 \log f_0 - 0,8) \quad \text{pour une ville de taille moyenne}$$

$$a(h_R) = 3,2 (\log(1,54 h_R))^2 - 4,97 \quad \text{pour une grande ville } (f_0 > 400 \text{ MHz})$$

Zone suburbaine

$$\overline{L}_{su}(dB) = \overline{L}_u - 2 \left(\log \frac{f_0}{28} \right)^2 - 5,4$$

Zone rurale

$$\bar{L}_r(dB) = \bar{L}_u - 4,78(\log f_0)^2 + 18,33\log f_0 - 40,94$$

Extension à 2 GHz

Le modèle de Hata a été étendu à 2 GHz pour permettre la planification radio des réseaux DCS1800. Le domaine de validité devient :

$$30 \text{ m} \leq h_E \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \text{ m} \leq h_R \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \text{ km} \leq d \leq 20 \text{ km}$$

$$1500 \text{ MHz} \leq f_c \leq 2000 \text{ MHz}$$

En zone urbaine, les pertes s'écrivent :

$$\bar{L}_u(dB) = 46,3 + 33,9\log f_0 - 13,82\log h_E - a(h_R) + (44,9 - 6,55\log h_E)\log d + C_m$$

Le premier facteur de correction $a(h_R)$ est le même que précédemment. Le second, C_m , vaut 0 dB pour les villes de taille moyenne et 3 dB pour les grandes villes.

IV-1-2-3-3- Marge d'évanouissement large échelle (Effet de masque)

\bar{L}_{PL} est une moyenne sur les pertes de parcours. Il est nécessaire de prévoir des variations autour de cette moyenne du fait que l'environnement pour différents sites peut être assez différent même avec des distances similaires « d » entre émetteur et récepteur. Par conséquent, un facteur « hasard » est mis en évidence dans l'environnement.

La marge d'évanouissement large échelle est une variable aléatoire qui suit une distribution log-normale. Elle est ajoutée autour de la perte de parcours moyenne et elle est typiquement de 6 à 10 dB.

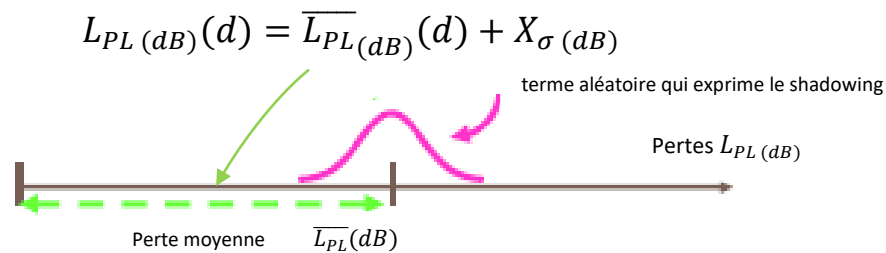
$$X_{\sigma} (dB) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{(dB)}^2)$$

Variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2 (en dB).

$X_{\sigma} (dB)$ est représenté par la fonction densité de probabilité :

$$f(X_{\sigma} (dB)) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{X_{\sigma}^2}{2\sigma^2}}$$

Les pertes de parcours totales pour un évanouissement large échelle sont données par :



IV-2- Evanouissements à petite échelle - Propagation par trajets multiples

- Evanouissement à petite échelle : Phénomène très local se produit dès que le récepteur mobile se déplace d'une faible distance.
- Conséquences : Variations aléatoires rapides de la puissance du signal.
- Variations le plus souvent destructives ; problème majeur en télécommunication.

Ceci est dû à :

- la propagation par trajets multiples,
- la variation dynamique des longueurs électriques des trajets.

Des distorsions importantes du signal reçu sont ainsi observées en trois points :

- la fréquence par l'effet Doppler,
- l'amplitude par le fading de Rayleigh ou le fading de Rice,
- la phase par la dispersion des temps de propagation selon les trajets, et par la modulation parasite des fréquences.

IV-2-1- Fading de Rayleigh et fading de Rice - Représentation statistique

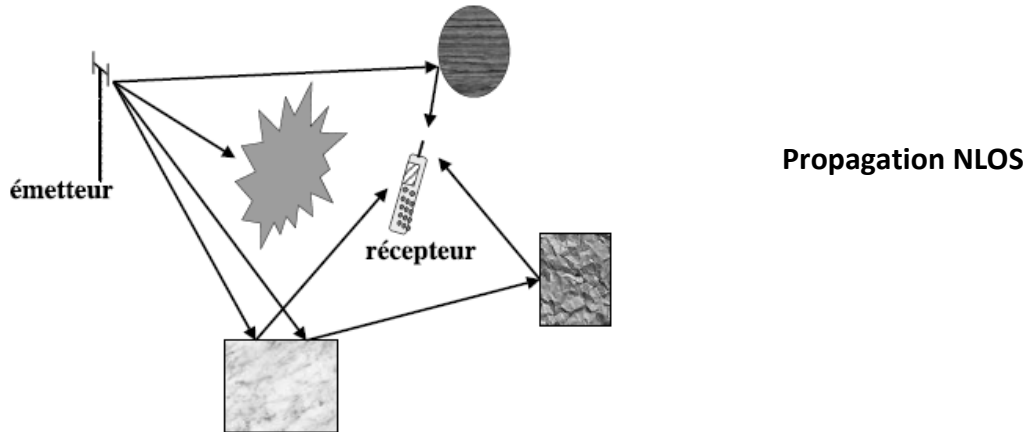
L'amplitude du signal reçu fluctuant très rapidement sur des distances très courtes, une représentation statistique s'impose. La variation de l'amplitude du champ total reçu est donnée par une loi de probabilité applicable à l'enveloppe du champ reçu. Les deux distributions les plus utilisées en propagation sont les distributions de Rayleigh et de Rice, correspondant chacune à une distribution idéalisée.

IV-2-1-1- Distribution de Rayleigh

L'amplitude du signal reçu présente des évanouissements régulièrement espacés. En théorie, pour une fréquence donnée, les nœuds sont espacés de $\lambda/2$.

On suppose que :

- le signal complexe reçu par le mobile est composé d'un grand nombre de trajets indirects (Pas de ligne de vue (NLOS : None Line Of Sight)) ayant des amplitudes et des phases différentes.
- Les angles d'arrivées des trajets sont uniformément répartis entre 0 et 2π .

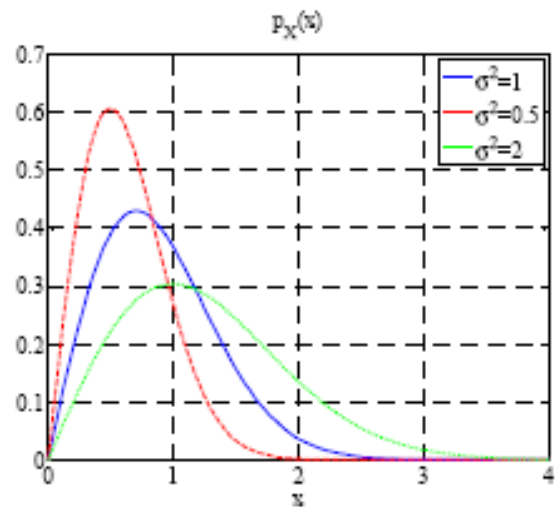


La réponse impulsionnelle h du canal multi-trajets suit une loi de Rayleigh (le traitement peut également se faire sur l'enveloppe du signal complexe reçu):

$$p_{|h|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$

$$h = h_c + jh_s \text{ et } x = |h|, \quad x \geq 0$$

h_c et h_s sont deux variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et d'égale variance σ^2 .



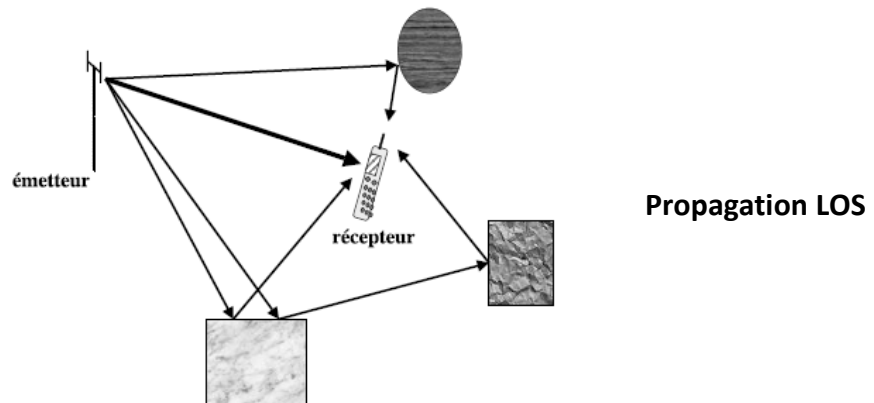
La phase de h est uniformément répartie entre $[0, 2\pi[$.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

- La valeur moyenne : $E\{x\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$
- La valeur quadratique moyenne : $E\{x^2\} = 2\sigma^2$
- La variance : $E\{x^2\} - E\{x\}^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right)$

IV-2-1-2- La distribution de Rice

Dans cette situation, le canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et un trajet direct prépondérant ou ligne de vue (LOS : Line Of Sight).



De ce fait, la densité de probabilité de la réponse impulsionnelle h obéit à la distribution de Rice définie par :

$$p_{|h|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(x \frac{s}{\sigma^2}\right)$$

$$x, s \geq 0$$

La phase de h est uniformément répartie entre $[0, 2\pi[$.

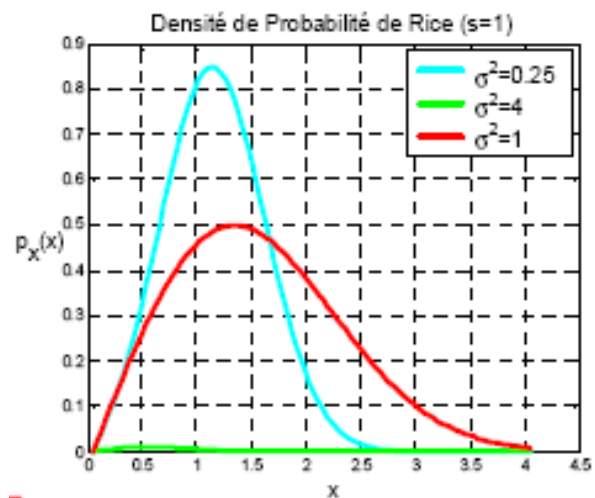
$$h = h_c + jh_s \quad \text{et} \quad x = |h|$$

s^2 est la puissance du trajet direct et I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

h_c et h_s sont deux variables aléatoires gaussiennes de moyennes respectives μ_c et μ_s et d'égale variance σ^2 .

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

$$\text{La valeur moyenne : } E\{x\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{x^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{x^2}{4\sigma^2}\right) \right]$$



Valeur quadratique moyenne : $E\{x^2\} = 2\sigma^2 + x^2$

La variance : $E\{x^2\} - E\{x\}^2$

IV-2-2- Étalement temporel et bande de cohérence

Le canal radio mobile peut être vu comme un filtre linéaire complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle variable dans le temps. On met en évidence le nombre de trajets et l'amplitude de chaque trajet.

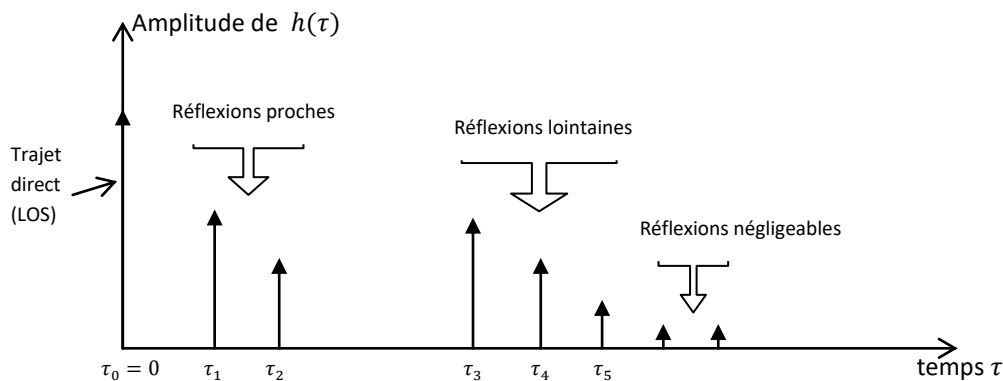


Fig.II-3. Réponse impulsionnelle d'un canal radio-mobile

τ_0 peut être différent de zéro.

Il se produit un allongement de l'impulsion dû aux trajets multiples.

Les paramètres suivants sont définis :

- Retard maximal (maximum excess delay) τ_m : retard relatif du dernier rayon d'amplitude non négligeable (défini par les caractéristiques du récepteur) par rapport au premier trajet. Ceci correspond approximativement à ce qu'on appelle **étalement temporel (Delay spread) τ_d** du canal.

$$\tau_m \approx \tau_d$$

- Retard moyen (mean excess delay) $\bar{\tau}$: retard relatif moyen de l'ensemble des retards.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} A_k^2 \tau_k}{\sum_{k=0}^{L-1} A_k^2} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} P(\tau_k) \tau_k}{\sum_{k=0}^{L-1} P(\tau_k)}$$

A_k : facteur d'atténuation pour le $k^{\text{ième}}$ trajet,

$P(\tau_k)$: puissance (en watt) du signal pour le $k^{\text{ième}}$ trajet à l'instant τ_k .

L : nombre de trajets.

- L'étalement RMS (Root Mean Square delay spread) σ_τ : c'est l'écart type des retards de l'ensemble des trajets. Cet étalement décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajet en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}$$

$$\text{où } \bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} A_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=0}^{L-1} A_k^2} = \frac{\sum_{k=0}^{L-1} P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_{k=0}^{L-1} P(\tau_k)}$$

L'étalement RMS est de l'ordre de la nanoseconde en milieu Indoor et de l'ordre de la microseconde en milieu Outdoor.

Exemple : soit la RI du canal radio mobile définie par :

Retard du trajet (μs)	0	1	2	5
Puissance (dB)	-20	-10	-10	0

$$\bar{\tau} = 4,38\mu s, \quad \sigma_\tau = 1,37\mu s \quad \text{et} \quad \tau_m = 5\mu s \gg \sigma_\tau,$$

IV-2-2-1- Bande de cohérence B_c

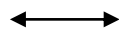
C'est l'approximation de la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré « constant » ou « plat ». Dans ce cas, le canal filtre toutes les composantes spectrales du signal émis avec approximativement un gain égal et une phase linéaire.

En d'autres termes, la largeur de bande de cohérence est la gamme des fréquences dans laquelle deux composantes fréquentielles offrent une forte corrélation d'amplitude.

Comme première approximation, l'expression de la bande de cohérence peut s'écrire :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_m}$$

Bande de cohérence



Etalement temporel

Des expressions approximatives de B_c en fonction de σ_τ sont plus fréquemment utilisées. Elles sont souvent empiriques et dépendent du type de système étudié.

- Téléphonie mobile (exemple du GSM) : $B_c = \frac{0,276}{\sigma_\tau}$
- La bande de cohérence est également évaluée à un pourcentage de corrélation généralement égal à 50% ou 90%.

$$B_{c \ 50\%} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau},$$

$$B_{c \ 90\%} \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

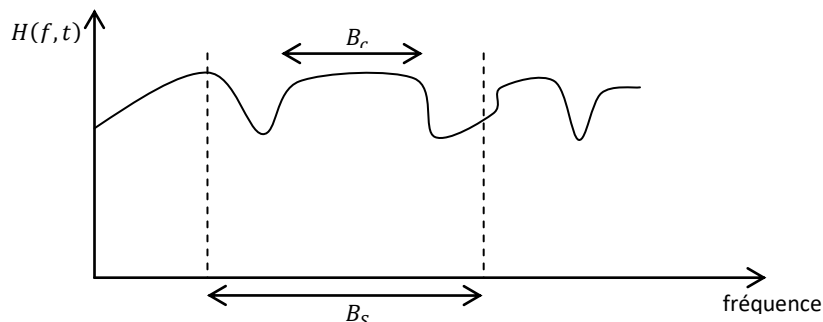
Il est important de noter qu'il n'y a pas de relation exacte entre l'étalement temporel et la bande de cohérence.

IV-2-2-2- Sélectivité en fréquence

Un canal **plat** peut être défini si la bande de fréquence d'un signal envoyé est inférieure à la bande de cohérence. Dans ce cas, le canal est considéré non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est dit sélectif en fréquence.

Soit un signal émis de largeur de bande B_s .

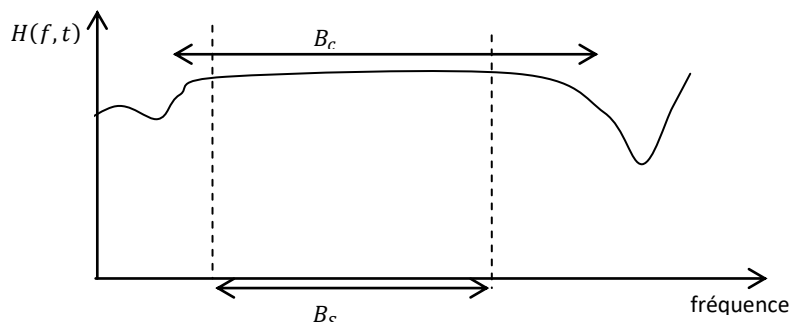
- $B_s > B_c \Rightarrow$ distorsion du signal : les composantes spectrales du signal ne vont pas être modifiées de façon identique par le canal \Rightarrow canal sélectif en fréquence (ou Frequency selective Fading).



$H(f, t)$: fonction de transfert du canal.

Les canaux sélectifs en fréquence introduisent des IES.

- $B_s < B_c \Rightarrow$ pas de distorsion du signal : les différentes composantes spectrales vont subir une transformation identique dans le canal \Rightarrow canal non sélectif en fréquence (ou Flat Fading).



Si le signal émis a une largeur de bande $B_s \approx \frac{1}{T_s}$ et si on considère la première approximation sur B_c :

- $\tau_m > T_s$ ($B_s > B_c$) : canal sélectif en fréquence :

- L'énergie émise sur une durée T_s est récupérée sur une durée supérieure à T_s .
 - Dispersion de l'énergie transmise pour un symbole au-delà de la durée d'un symbole.
 - Par conséquent, présence d'IES.
- $\tau_m < T_s$ ($B_s < B_c$) : canal non sélectif en fréquence :
- L'énergie émise pendant une durée T_s est récupérée sur une durée inférieure à T_s .
 - Pas d'IES mais dégradation possible du signal (combinaison destructive des trajets et par conséquent évanouissement) donc chute possible du SNR.

Remarque : Pratiquement, exemple cas du GSM, un rapport $\sigma_\tau/T_s > 25\%$ conduit à une dégradation de la liaison (IES) \Rightarrow Canal sélectif en fréquence.

Exemple : Dans un système GSM, un signal est transmis dans un environnement urbain, avec:

$$B_s = 200\text{kHz}, \sigma_\tau = 2\mu\text{s}.$$

Dans ce cas, $B_c = \frac{0,276}{\sigma_\tau} = 138\text{kHz}.$

$B_s > B_c \Rightarrow$ Le canal est sélectif en fréquence donc présence d'IES.

Solution : utilisation d'un égaliseur (opération d'égalisation) pour compenser les atténuations du canal dans certaines bandes de fréquences.

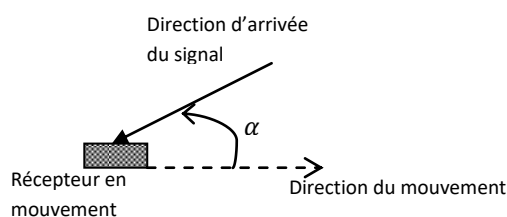
Un égaliseur est un appareil ou logiciel de traitement du signal. Il permet de filtrer ou d'amplifier différentes bandes de fréquences composant un signal. Cette correction permet d'atténuer ou au contraire d'amplifier le signal.

IV-2-3- Distorsion ou décalage de fréquence - Effet Doppler

L'effet Doppler (en anglais « Doppler shift ») est un phénomène dû à la mobilité du récepteur par rapport à la BTS. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal appelé « Décalage Doppler ».

Si f_0 est la fréquence de la porteuse utilisée (onde émise) et λ sa longueur d'onde, la fréquence f_r reçue par un récepteur de vitesse relative v par rapport à l'émetteur est :

$$f_r = f_0 + \frac{v}{c} f_0 \cos\alpha$$



c : vitesse de l'onde dans le vide,

α : angle entre le vecteur vitesse du mobile et le vecteur de l'onde émise.

Le décalage Doppler f_d (ou fréquence Doppler) s'écrit :

$$f_d = \frac{v}{c} f_0 \cos \alpha = f_m \cos \alpha$$

Ce décalage introduit une modulation de fréquence aléatoire très importante.

$f_m = \frac{v}{c} f_0$ est le maximum du décalage Doppler (ou Maximum Doppler Spread).

Dans une propagation multi-trajet, chaque composante du signal subit l'effet Doppler. L'onde reçue par un mobile est la superposition d'un nombre variable d'ondes incidentes avec des angles α quelconques. On obtient une distribution de la puissance du signal émis sur un intervalle de fréquences $f_0 - f_m, f_0 + f_m$ (une raie spectrale f_0 est transformée en une répartition d'énergie sur un intervalle de fréquences). Ce qui se traduit par un **étalement du spectre du signal**.

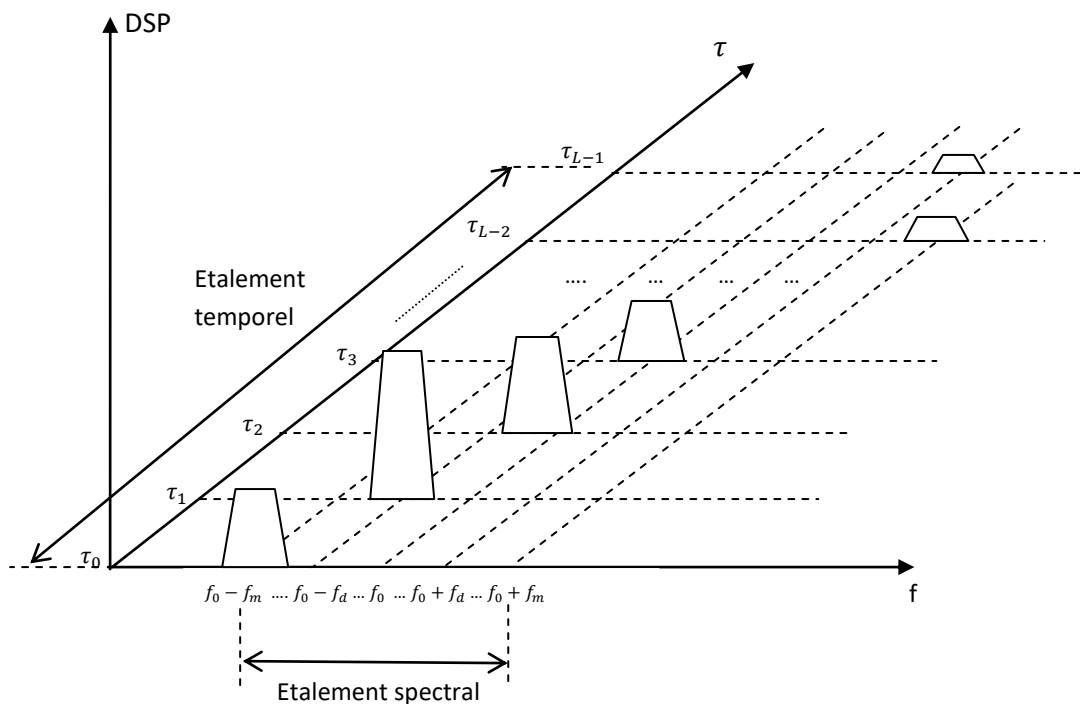


Fig.II-4. Exemple schématique d'étalement temporel et spectral d'une impulsion

La bande sur laquelle le canal étale les composantes spectrales s'écrit : $B_D = 2f_m$.

B_D : étalement spectral ou encore étalement Doppler (Doppler spread).

IV-2-3-1- Variation temporelle du canal et temps de cohérence T_C

Le temps de cohérence T_C est l'approximation du temps pendant lequel le comportement du canal radio est constant (ou stable).

T_C caractérise la variation temporelle du canal dans le domaine temporel. En première approximation, il peut s'exprimer par :

$$T_C \approx \frac{1}{f_m}$$

Temps de cohérence \longleftrightarrow **Etalement Doppler**

En d'autres termes, le temps de cohérence est la durée pour laquelle deux signaux reçus présentent de fortes possibilités pour la corrélation d'amplitude.

Le temps de cohérence peut être évalué également à un pourcentage de corrélation :

$$T_{C \ 50\%} \approx \frac{9}{16\pi f_m}$$

En pratique, un principe de base pour la communication numérique moderne consiste à définir le temps de cohérence comme la moyenne géométrique des équations ci-dessus :

$$T_C \approx \sqrt{\frac{1}{f_m} \cdot \frac{9}{16\pi f_m}} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}}$$

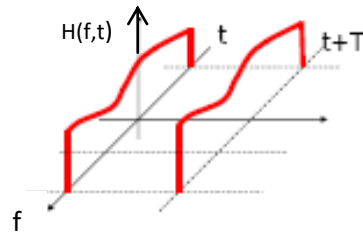
$$\Rightarrow T_C \approx \frac{0,423}{f_m}$$

IV-2-3-3- Sélectivité en temps

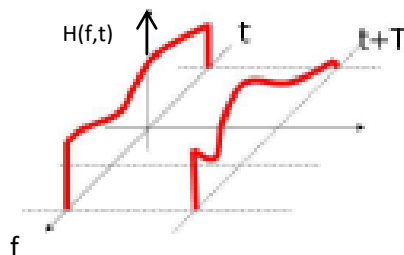
Si le signal émis possède une largeur de bande $B_s \approx \frac{1}{T_s}$ où T_s est la durée d'émission d'un symbole et si on considère la première approximation sur T_C :

- **Evanouissement lent (ou Slow Fading) :** $T_C > T_s$ ($f_m < B_s$)

Le temps entre deux changements de canal est long par rapport à la durée d'émission d'un symbole.



- Le canal change lentement dans le temps. Il est dit **non sélectif en temps**.
 - Les effets de l'étalement Doppler sont négligeables.
 - Conséquences : atténuation de la puissance émise.
 - Solution : Il est possible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal. Augmenter la puissance émise ou diminuer la puissance requise à l'arrivée (par des codes correcteurs par exemple)
- **Evanouissement rapide (Fast fading) :** $T_C < T_s$ ($f_m > B_s$)
Le comportement du canal peut changer plusieurs fois pendant la propagation d'un symbole.



- Le canal change très rapidement dans le temps. Le canal est dit **sélectif en temps**.
- Le fast fading peut entraîner une distorsion de la forme de l'impulsion en bande de base et par conséquent une dégradation du SNR.
- Solution : Il est possible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal. Ceci se réalise par le choix de techniques de transmission robustes vis-à-vis de ce type de perturbations :
 - l'égalisation,
 - l'étalement de spectre,
 - l'OFDM (modulation à porteuses orthogonales),
 - les techniques de diversité en fonction du type de Fading.

IV-3- Vue d'ensemble sur les types d'évanouissements dans un canal radio-mobile

La figure suivante représente une vue d'ensemble sur les évanouissements dans les canaux variant dans le temps.

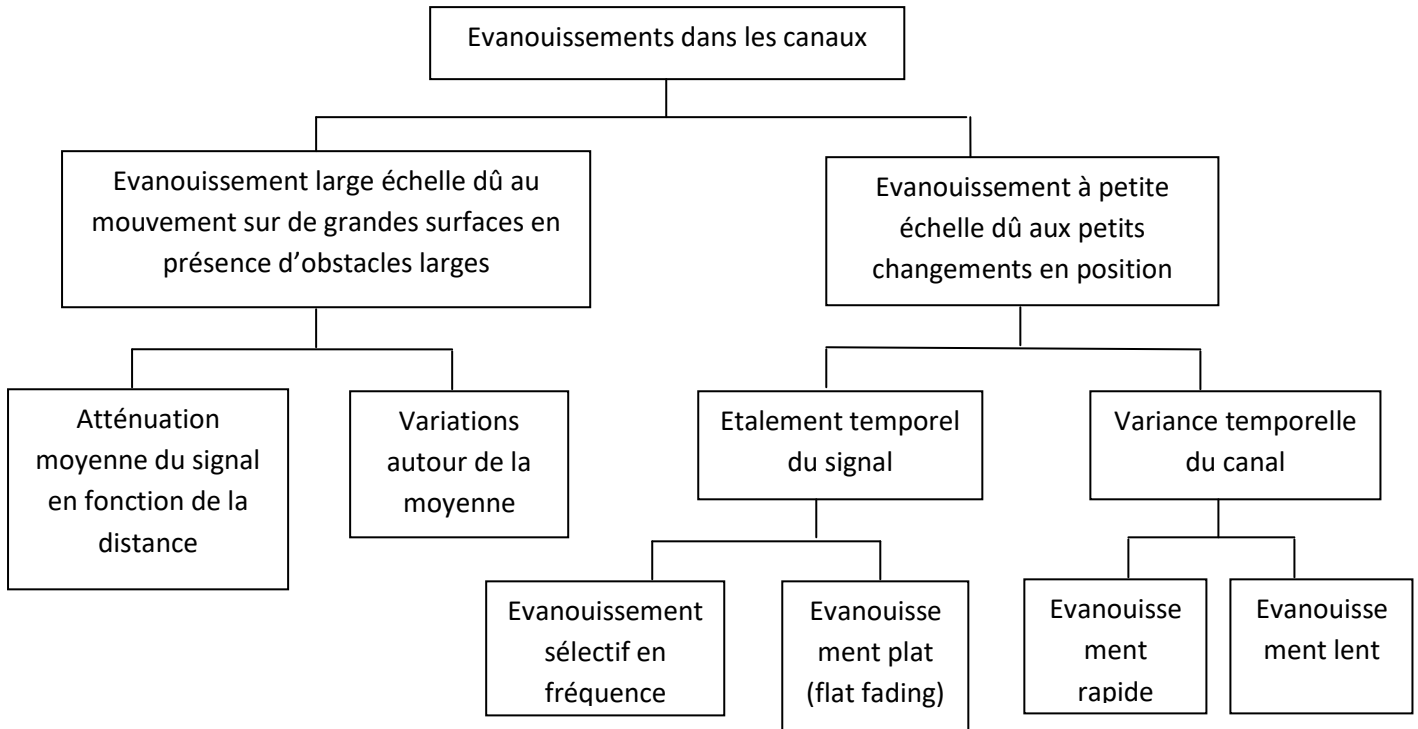


Fig.II-5. Evanouissements dans les canaux variant dans le temps

IV-4- Classification des canaux

Cette classification dépend du signal considéré en termes de période symbole T_s et de largeur de bande B_s .

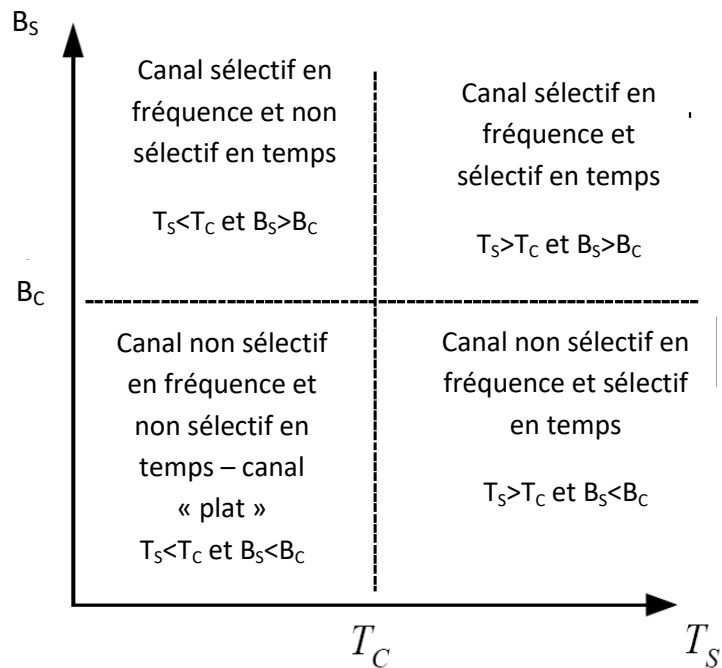
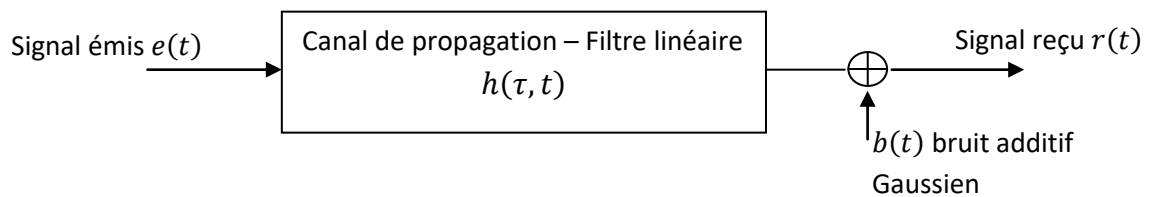


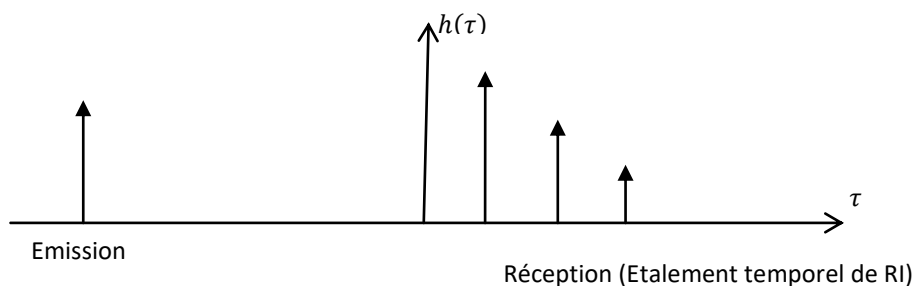
Fig.II-6. Classification des canaux variant dans le temps

V- Modélisation du canal de propagation variant dans le temps

Un canal variant dans le temps est représenté par un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$.



Le signal reçu $r(t)$ est la somme de L trajets issus de $e(t)$, affectés de gains et de retards variant aléatoirement dans le temps. Par combinaison, ces trajets engendrent des évanouissements.



Lorsque le mobile se déplace, la RI du canal est de la forme :

$$h(\tau, t) = \sum_{k=0}^{L-1} A_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) e^{j\theta_k(t)}$$

$$= \sum_{k=0}^{L-1} h_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t))$$

avec $\theta_k(t) = -2\pi f_0 \tau_k(t)$: modèle de Turin

L'expression de $h(\tau, t)$ traduit que chaque trajet k de l'onde est affecté par une atténuation $A_k(t)$, un déphasage $\theta_k(t)$ et un retard temporel $\tau_k(t)$.

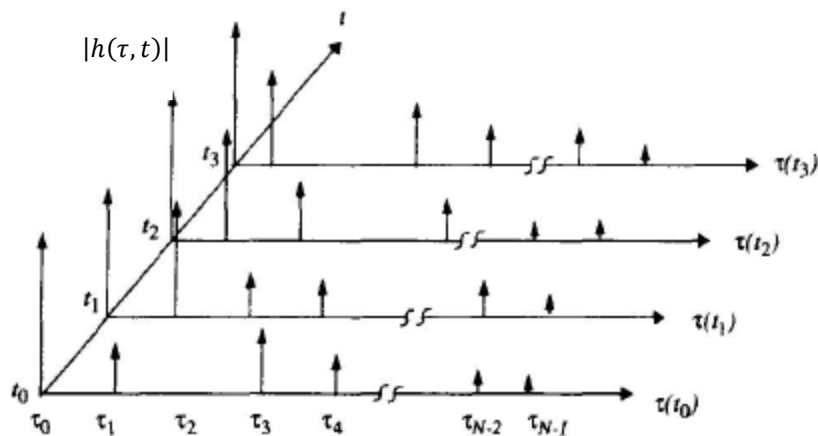


Fig.II-7. Exemple de représentation de $|h(\tau, t)|$

Cas particulier : Si le mobile ne se déplace pas, la RI est celle d'un canal invariant dans le temps :

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{L-1} A_k \delta(\tau - \tau_k) e^{j\theta_k}$$

A_k, τ_k, θ_k dépendent de l'environnement et de la position du mobile.

La réponse fréquentielle du canal radio mobile variant dans le temps est obtenue en calculant la TF_{τ} :

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$$

$$= \sum_k A_k(t) e^{j\theta_k(t)} e^{-j2\pi f \tau_k(t)}$$

C'est la fonction de transfert du filtre à l'instant t .

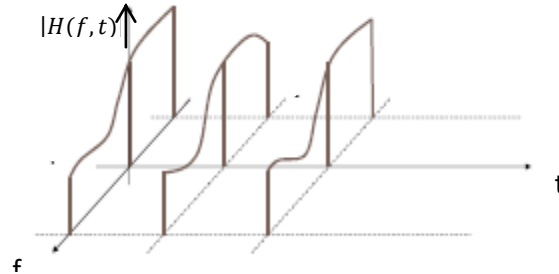


Fig.II-8. Variation temporelle du canal

Exercice

Démontrer la formule ci-dessus : calcul de $H(f, t) = TF_t[h(\tau, t)]$.

Le signal reçu $r(t)$ est la convolution entre le signal émis $e(t)$ et la RI du filtre modélisant le canal. Son expression est donnée par :

$$\begin{aligned} r(t) &= h(\tau, t) * e(t) + b(t) \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} h_k(t) e(t - \tau_k(t)) + b(t) \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} A_k(t) e(t - \tau_k(t)) e^{j\theta_k(t)} + b(t) \end{aligned}$$

Exercice

Démontrer la formule sur $r(t)$ ci-dessus.

En considérant $x(t)$ le signal en bande de base et $e(t)$ le signal émis modulé, tel que :

$$e(t) = \Re \{ x(t) e^{j2\pi f_0 t} \}$$

$r(t)$ peut s'écrire alors :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{L-1} [A_k(t) \Re \{ x(t - \tau_k(t)) e^{j2\pi f_0 t} \} e^{j\theta_k(t)}] + b(t)$$

$$= \Re \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} \left[A_k(t) x(t - \tau_k(t)) e^{j\theta_k(t)} \right] e^{j2\pi f_0 t} \right\} + b(t)$$

Par conséquent, le signal $y(t)$ après démodulation peut s'écrire sous la forme complexe suivante :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \left[A_k(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_k(t)} x(t - \tau_k(t)) \right]$$

$$= y_I(t) + jy_Q(t) : \quad \text{enveloppe complexe de } r(t)$$

VI- Exercices

Exercice 1

On considère une propagation d'onde dans un système radio mobile opérant à 900MHz et où on désire assurer une couverture à 95% dans toute la cellule. L'environnement est décrit par le modèle de Hata pour une ville de taille moyenne. La perte par shadowing suit une distribution log-normale (d'écart type $\sigma = 8dB$) et les pertes dues à l'évanouissement à petite échelle sont de 20dB. Les hauteurs des antennes d'émission et de réception sont de 40m et 5m respectivement et la distance entre émetteur et récepteur est de 10km.

Estimer les pertes totales du système.

Exercice 2

Un standard téléphonique DECT (Digital European Cordless Telephone) a été construit pour les hauts débits et les communications Indoor aux petites distances. La bande passante pour un canal DECT est de 1,728 MHz. La communication étant multi-trajets, l'étalement temporel est de 150 ns.

- 1) Calculer la bande de cohérence (utiliser la première approximation donnée au cours.)
- 2) Décidez si le récepteur DECT doit contenir un égaliseur.
- 3) Classifier le canal par rapport à sa sélectivité de fréquence.

Exercice 3

Considérons le système de communication mobile GSM, l'écart type des retards de l'ensemble des trajets dans un environnement montagneux est de $5,1\mu s$.

- 1) Estimez la bande de cohérence.
- 2) Si le récepteur circule à une vitesse de 100km/h et que le temps de cohérence est 11,87ms, calculer approximativement la fréquence porteuse f_0 du canal de transmission.
- 3) Classifier le canal par rapport à sa sélectivité de fréquence et par rapport à la rapidité de l'évanouissement si la période symbole du signal émis est de $3,7\mu s$.
- 4) Quel est la période symbole minimale que le système peut supporter sans qu'il y ait l'IES.

Références bibliographiques

- 1) G. Baudoin et coll., « *Radio communications numériques /1- Principes, modélisation et simulation* », 2^{ème} édition DUNOD 2007.
- 2) J. Proakis, « *Digital communications* », Mc Graw-Hill, 4th edition, 2001.
- 3) B. Sklar, “*Digital Communications, Fundamentals and applications*”, Prentice Hall, 2001.
- 4) A. Boukelif, « *Communications mobiles* », office des publications universitaires, 2010.
- 5) B. Sklar, « Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part 1 : Characterization », IEEE Communication Magazine, july 1997.

Cours sur sites Internet

- 6) Cours « *Introduction aux communications numériques* », Iryna Andriyanova, Université de Cergy-Pontoise, 2012.
- 7) Cours « *Communications numériques et théorie de l’information* », Maurice Charbit, 2005.
- 8) Cours « *Systèmes de télécommunication* » C. Poulliat, INP-ENSEEIH, Toulouse, Nov. 2011.
- 9) « *Cours EN310 : Communications numériques avancées* », Benoît ESCRIG, ENSEIRB-MATMECA (Bordeaux) / IRIT (Toulouse), 2009.