

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED EL-BACHIR EL-IBRAHIMI - BORDJ BOU ARRERIDJ

Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Électronique



Chapitre II : Canal de Transmission sans fil – Partie 1

Matière : CNA, M1-ST

Par: Pr. Khaled ROUABAH

Année universitaire 2022/2023

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Espace libre, 1 émetteur + 1 récepteur

- Signal émis par E:

$$e(t) = 1$$

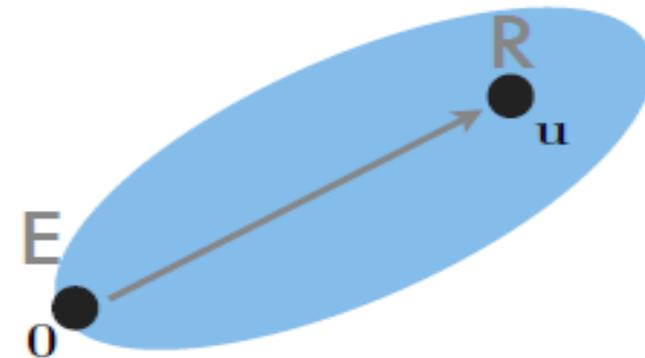
$$x(t) = \cos 2\pi f_0 t$$

- Location de R:

$$\mathbf{u} = (r, \theta, \phi)$$

- Champ électrique à R :

$$\mathcal{E}(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f_0)}{r} \cos 2\pi f_0(t - r/c)$$



c – vitesse de lumière,

α_s – pattern de radiation de l'antenne

$f_0 r/c$ – variation de phase à cause de délai de propagation

$1/r$ – évanouissement d'amplitude avec la distance

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Espace libre, récepteur mobile

$$\mathbf{u}(t) = (r(t), \theta, \psi) \text{ avec } r(t) = r_0 + vt$$

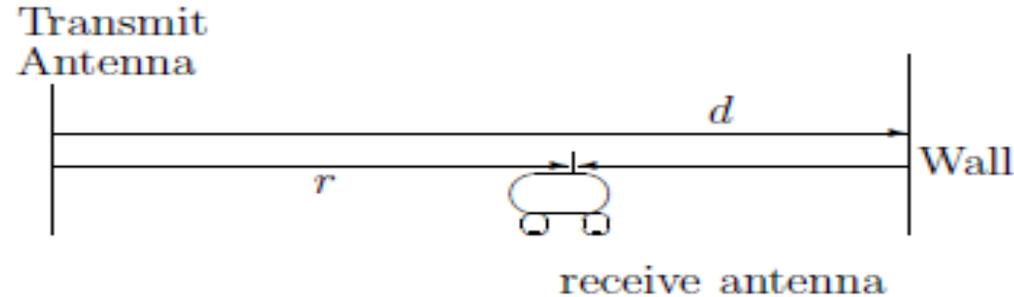


$$\mathcal{E}(f, t, \mathbf{u}(t)) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f_0(t - r_0/c - vt/c)}{r_0 + vt}$$

- décalage de Doppler de $-\frac{f_0 v}{c}$
- l'atténuation dépend du temps

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Emetteur + récepteur + obstacle



$$\mathcal{E}(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f_0) \cos 2\pi f_0(t - r/c)}{r} - \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f_0) \cos 2\pi f_0(t - (2d - r)/c)}{2d - r}$$

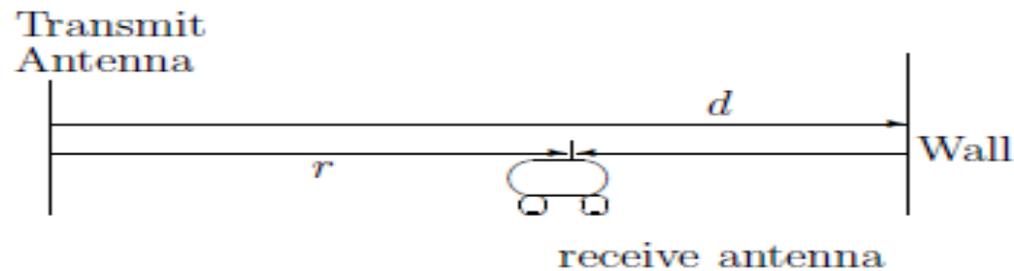
Le signal est la superposition de deux ondes, avec la différence respective des phases:

$$\Delta\theta = \left(\frac{2\pi f_0(2d - r)}{c} + \pi \right) - \frac{2\pi f_0 r}{c} = \frac{2\pi f_0(d - r)}{c} + \pi$$

La différence est multiple de :
 2π , - le signal renforcé
 $k\pi$, k impaire - le signal atténué

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Emetteur + récepteur + obstacle (2)



Les patternes d'interférence changent :

- avec la distance

$$\Delta r = \frac{c}{4f_0}$$

distance de cohérence

- avec la fréquence porteuse

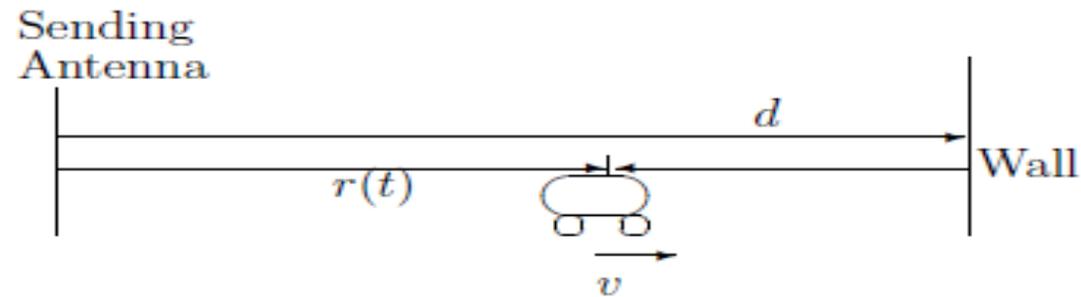
$$\Delta f = \frac{1}{2} \left(\frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1}$$

$$T_d = \frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c}$$

étalement de délai

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Récepteur mobile + obstacle



Décalages de Doppler des trajets :

$$D_1 = -\frac{f_0 v}{c} \quad D_2 = \frac{f_0 v}{c}$$

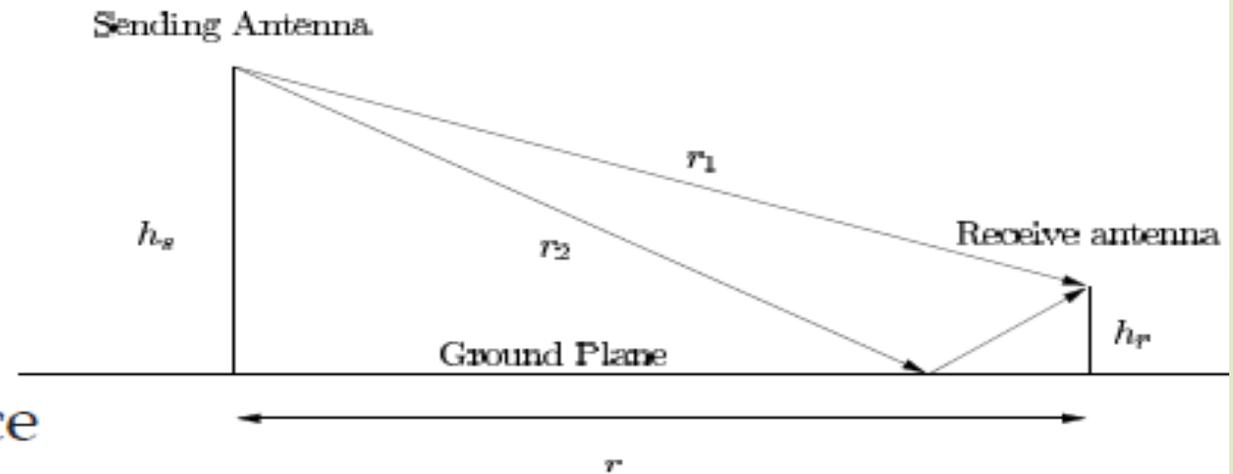
$$D_s = D_2 - D_1 = 2f_0 \frac{v}{c}$$

étalement de
fréquence

MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

Attenuation de puissance à cause de l'environnement

- Réflexion du sol : si les distances sont grandes, alors l'atténuation du signal $\propto 1/r^2$
- Absorption de puissance par des obstacles
 $\propto r^{-\alpha}$; $\alpha = 3...4$



MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

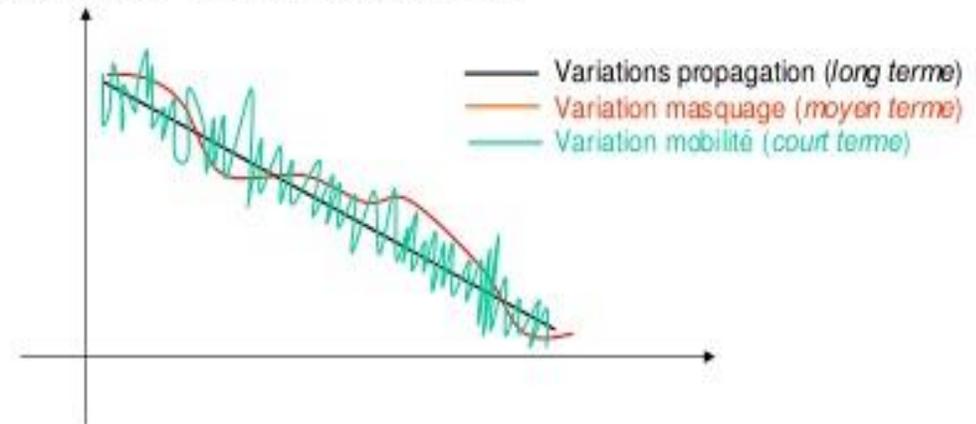
Le canal sans fil est caractérisé par des variations temporelles et fréquentielles qui peuvent affectées un signal lors de l'opération de transmission. Ces caractéristiques provoquent plusieurs types d'évanouissements:

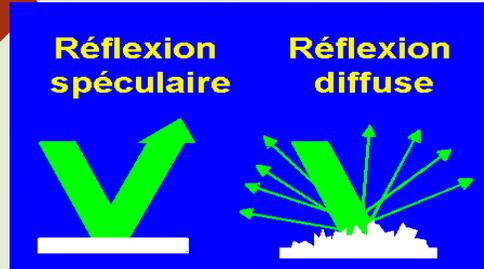
Caractéristique du canal de propagation :

1- *Long terme* : Variations à grande échelle
(*atténuation de propagation*)

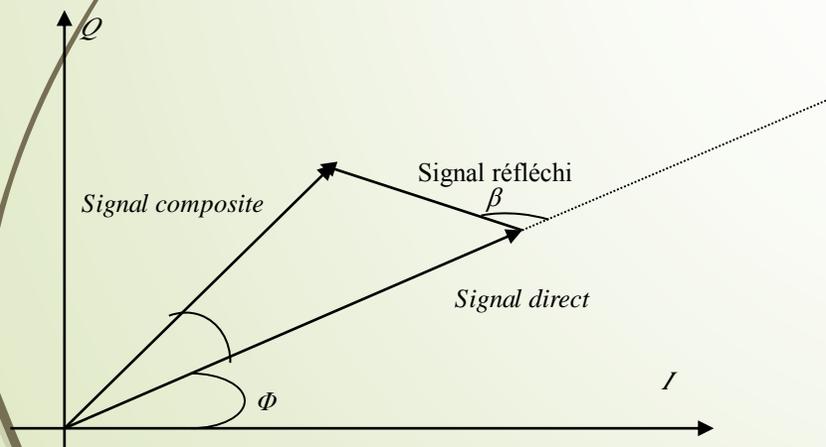
2- *Moyen terme* : Effet de masque (Shadowing)

3- *Court terme* : Évanouissement

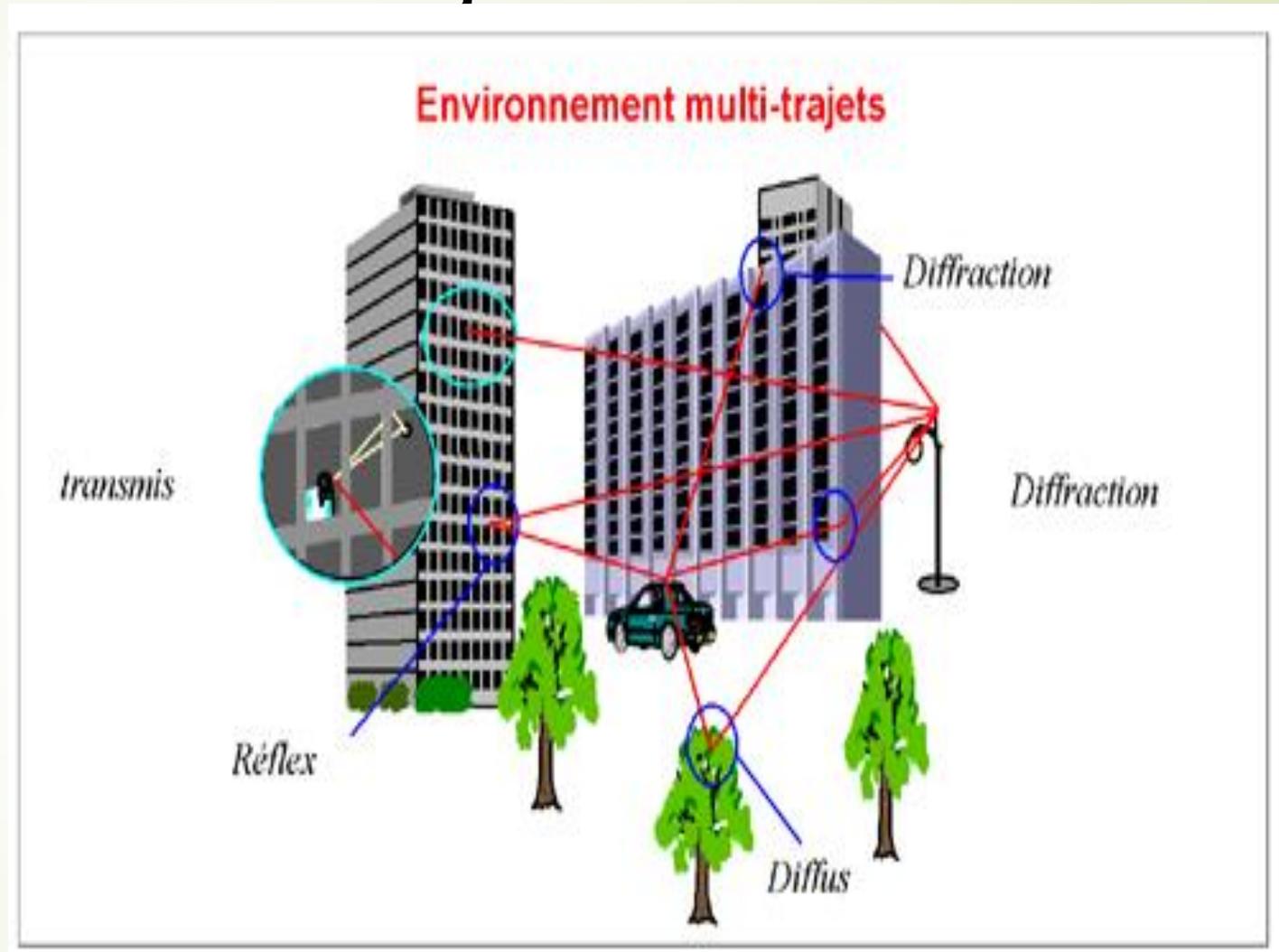




Le problème des Multitrajets est un phénomène par lequel le signal arrive au récepteur par trajectoires multiples attribuables aux réflexions et aux diffractions.



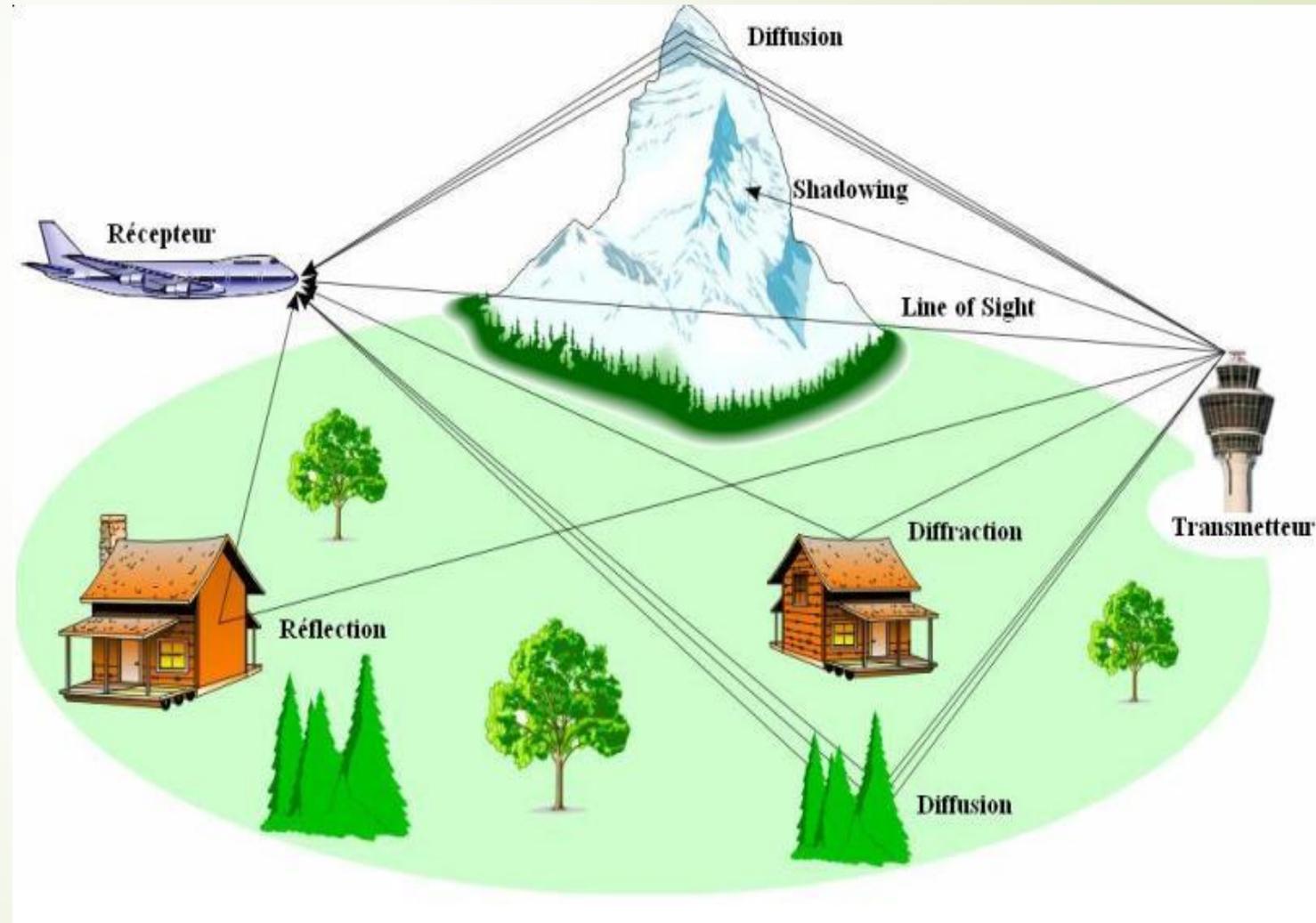
Multitrajets



MULTITRAJETS

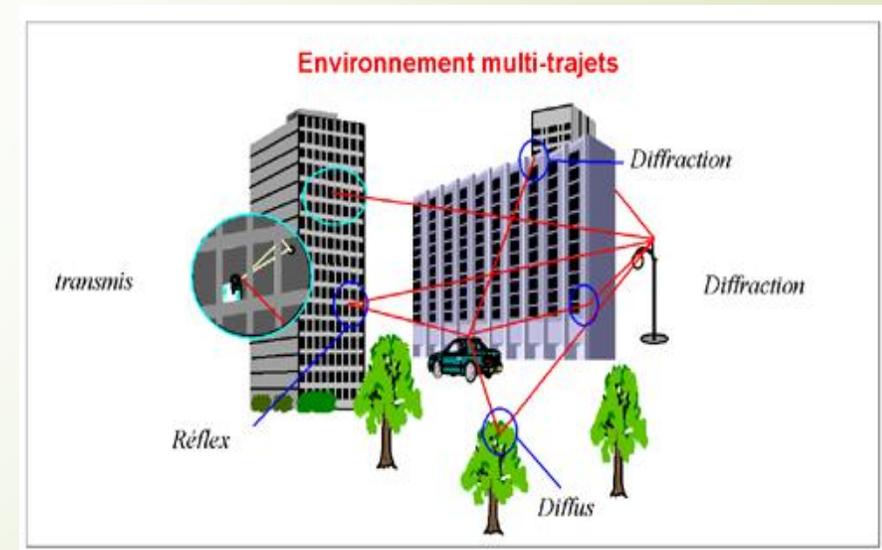
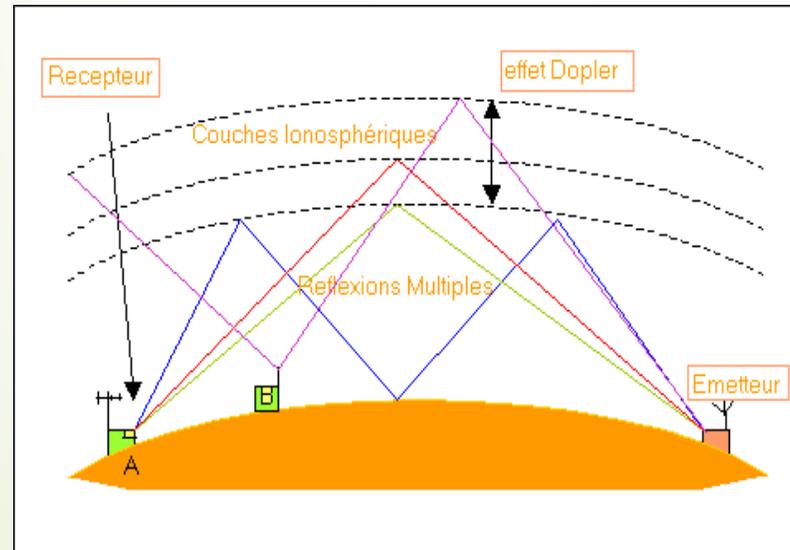
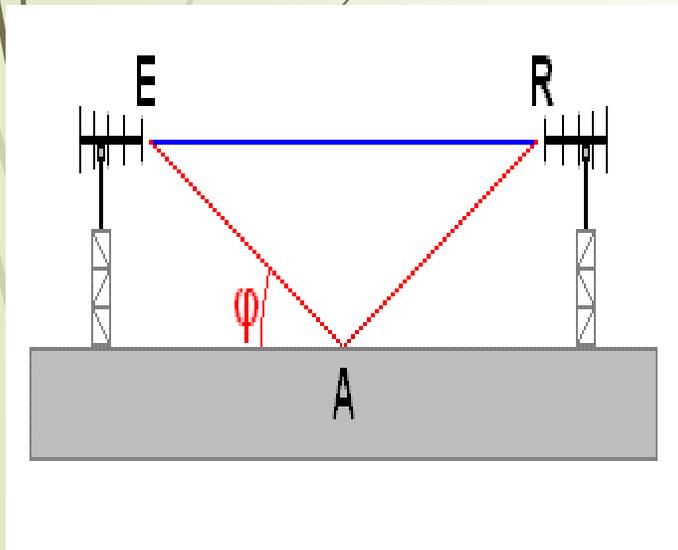
Le canal sans fil est caractérisé par la présence de plusieurs phénomènes à savoir:

- La dispersion diffusée;
- Le Masquage;
- La diffraction;
- La dispersion spéculaire.



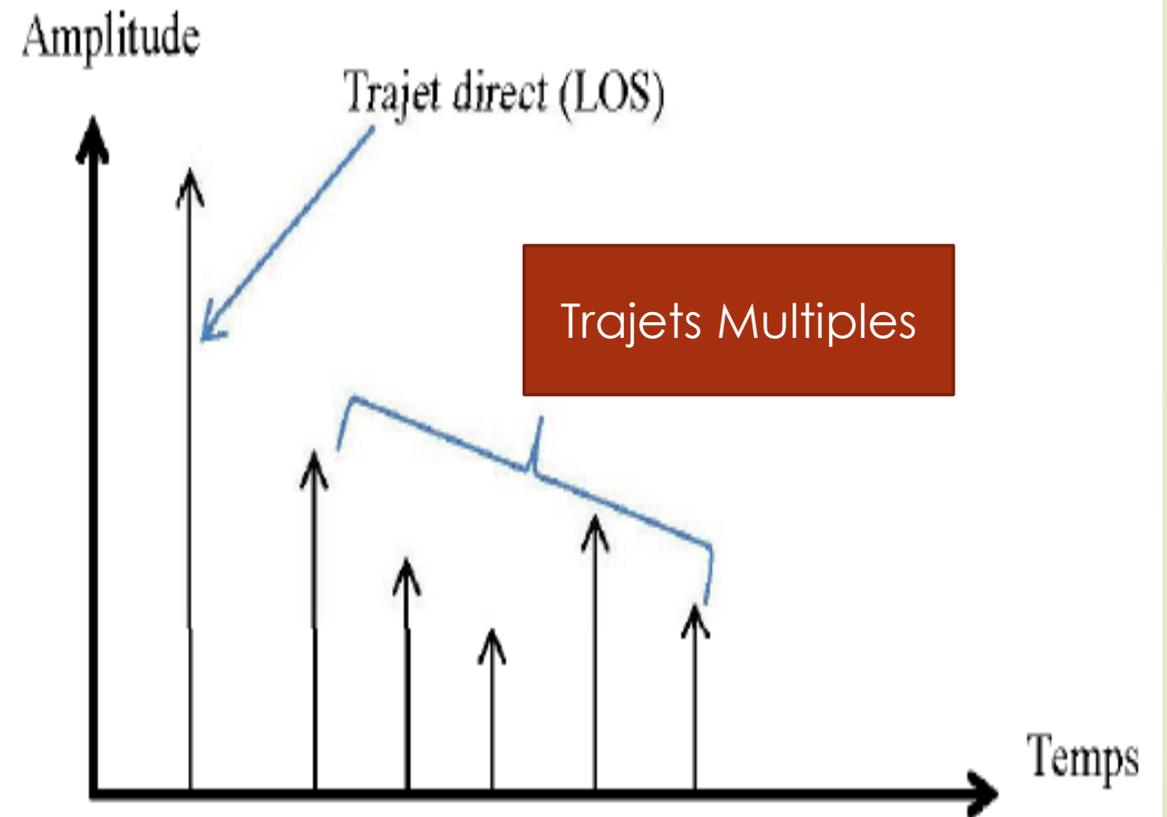
Cause des réflexions.

- En communications hertziennes → Réflexions de l'onde électromagnétique sur des obstacles : sol, couches atmosphériques, bâtiments.
- En communications filaires (ex. ADSL) → Réflexions dues à des problèmes de propagation guidée.



Réponse impulsionnelle du canal

- Dans la plupart des cas, un canal radio est considéré comme un système linéaire variable dans le temps;
- La réponse impulsionnelle qui le caractérise est également variable dans le temps et permet d'évaluer l'influence des trajets multiples du canal sur un système de transmission;
- La réponse impulsionnelle est une fonction à la fois de la variable t et de la variable τ qui représente le retard des trajets multiples du canal pour une valeur fixée de t ;
- On observant cette réponse impulsionnelle, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet.



Réponse impulsionnelle du canal

- Le signal reçu (après passage dans le canal) est une somme de tous les signaux transmis ;
- Il est donné par la convolution entre le signal initial transmis et la réponse impulsionnelle du canal;
- L'équivalent en bande de base de la réponse impulsionnelle du canal est:

$$h(\tau; t) = \sum_k \alpha_k(t) e^{j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta(t - \tau_k(t))$$

En posant $\theta_k(t) = 2\pi f_c \tau_k(t)$, on obtient :

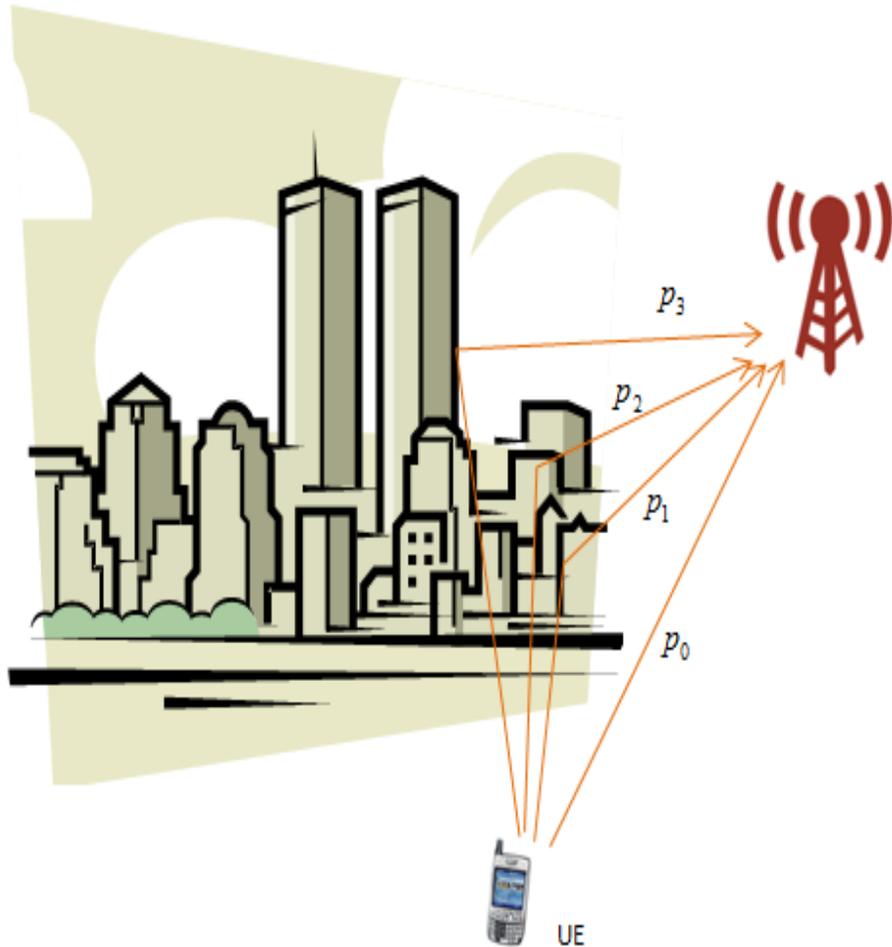
$$h(\tau; t) = \sum_k^{N-1} \alpha_k(t) e^{j\theta_k(t)} \delta(t - \tau_k(t))$$

Paramètres caractéristiques d'un canal – cas général

paramètres de dispersion temporelle (*Delay spread*) T_m :

- La dispersion temporelle se produit lorsqu'un signal identique est reçu à la destination à des instants différents;
- Elle est égale à la différence de temps entre les moments d'arrivée de la première composante et de la dernière.

Etalement des retards (Delay spread) T_m

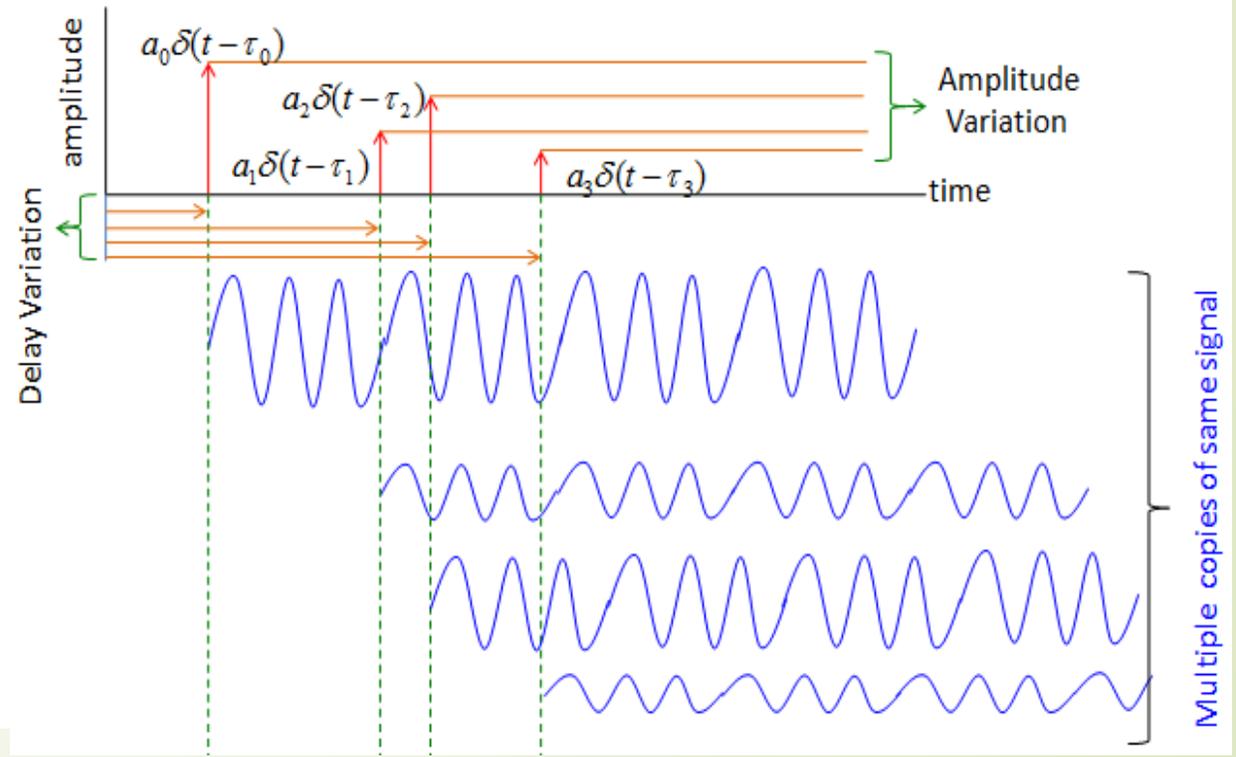
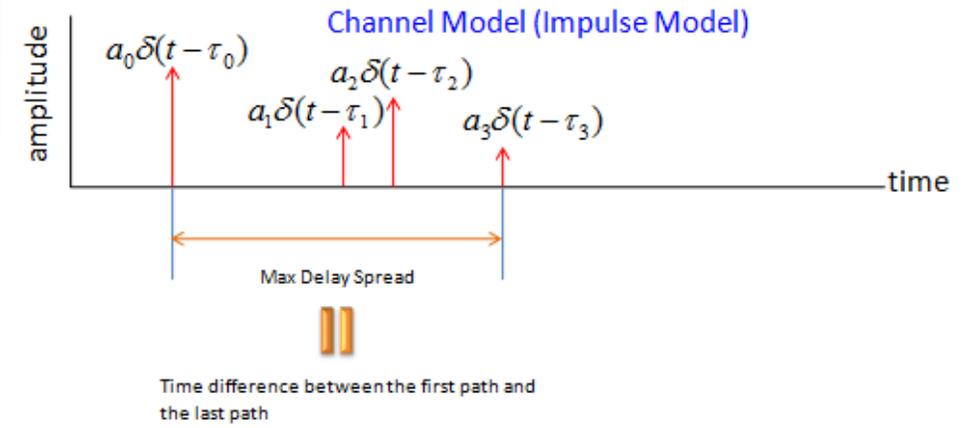


$$p_0 \begin{cases} \text{delay} = \tau_0 \\ \text{attenuation} = a_0 \end{cases}$$

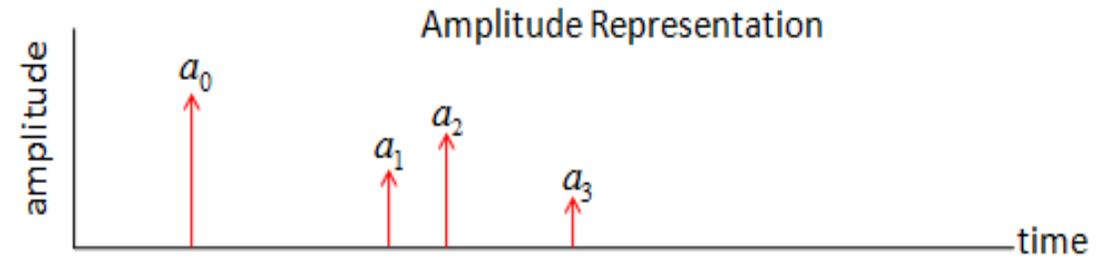
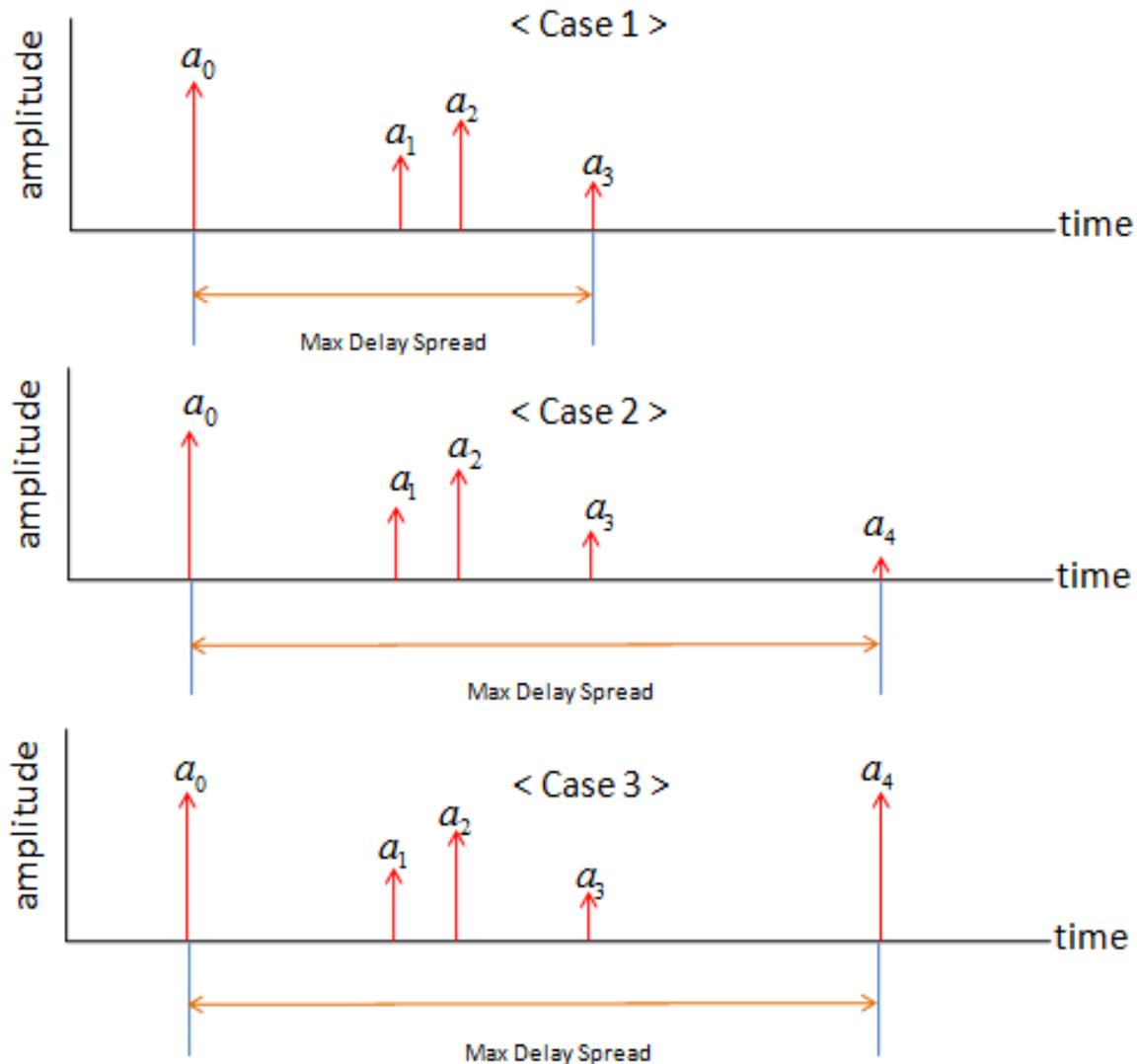
$$p_1 \begin{cases} \text{delay} = \tau_1 \\ \text{attenuation} = a_1 \end{cases}$$

$$p_2 \begin{cases} \text{delay} = \tau_2 \\ \text{attenuation} = a_2 \end{cases}$$

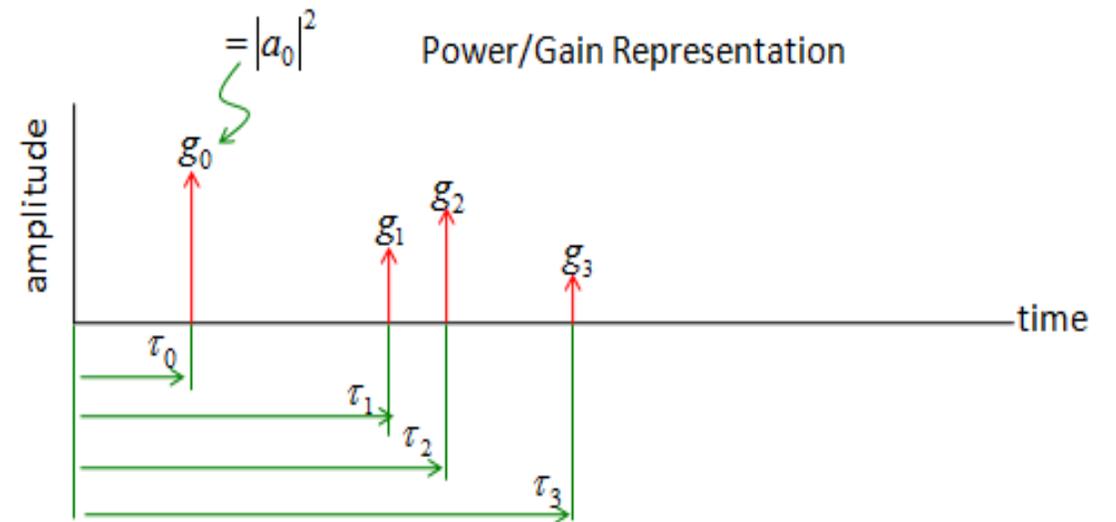
$$p_3 \begin{cases} \text{delay} = \tau_3 \\ \text{attenuation} = a_3 \end{cases}$$



Etalement des retards (Delay spread) T_m



faisons une petite modification pour un concept physique plus familier et une facilité de manipulation mathématique



Etalement des retards (Delay spread) T_m

$$\text{Total Power} = g_0 + g_1 + g_2 + g_3$$

$$= \sum_{i=0}^3 g_i$$

Pour un nombre quelconque de trajets multiples, nous avons :

$$= \sum_{i=0}^{L-1} g_i$$

Power for a specific path which is normalized by the total power

$$\text{Fractional Power for a specific path} = \frac{\text{power at specific path}}{\text{Total Power}}$$

$$= \frac{g_i}{\text{Total Power}}$$

$$= \frac{g_i}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}$$

On introduit un nouveau paramètre,

$$\text{Fractional Power for Path 0} = \frac{g_0}{\sum_{i=0}^3 g_i} = b_0$$

$$\text{Fractional Power for Path 1} = \frac{g_1}{\sum_{i=0}^3 g_i} = b_1$$

$$\text{Fractional Power for Path 2} = \frac{g_2}{\sum_{i=0}^3 g_i} = b_2$$

$$\text{Fractional Power for Path 3} = \frac{g_3}{\sum_{i=0}^3 g_i} = b_3$$

Etalement moyen $\bar{\tau}$

Ce paramètre représente la contribution de la puissance reçue via ce chemin spécifique à la puissance totale. plus il contribue à la puissance totale, plus il contribue à la valeur moyenne du retard

Etalement
Moyen

$$= b_0 \cdot \tau_0 + b_1 \cdot \tau_1 + b_2 \cdot \tau_2 + b_3 \cdot \tau_3$$

Retard correspondant à chaque trajet

$$= \sum_{i=0}^3 b_i \cdot \tau_i$$

Pour un nombre
quelconque de trajets
multiples, nous avons :

$$= \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot \tau_i$$

Ce symbole représente aussi le
Retard Moyen

Etalement
Moyen

$$(\bar{\tau}) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot \tau_i$$

$$b_i = \frac{g_i}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}$$

$$= \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot \tau_i$$

$$= \frac{\sum_{i=0}^{L-1} g_i \cdot \tau_i}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}$$

Retard pondéré

Puissance totale

Variance du retard σ_{τ}^2

Etalement
Moyen

Variance du
retard

$$(\sigma_{\tau}^2) = b_0 \cdot (\tau_0 - \bar{\tau})^2 + b_1 \cdot (\tau_1 - \bar{\tau})^2 + b_2 \cdot (\tau_2 - \bar{\tau})^2 + b_3 \cdot (\tau_3 - \bar{\tau})^2$$

$$= \sum_{i=0}^3 b_i \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2$$

Pour un nombre
quelconque de trajets
multiples, nous avons :

$$= \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2$$

Ce paramètre représente la contribution de la puissance reçue via ce chemin spécifique à la puissance totale. plus il contribue à la puissance totale, plus il contribue à la valeur moyenne du retard

Variance
retard

du

$$(\sigma_{\tau}^2) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2$$

Etalement
Moyen

$$b_i = \frac{g_i}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}$$

$$= \frac{\sum_{i=0}^{L-1} g_i \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}$$

Puissance
Total

L'Étalement moyen au sens des moindres carrés τ_{rms}

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} g_i \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} g_i}}$$

Power

Amplitude

$$g_i = |a_i|^2$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 \cdot (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2}}$$

RMS Delay Spread

Bande de cohérence du canal

B_c est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (non sélectif). Si la largeur de bande du signal transmis en bande de base (B_s) est supérieure à la bande de cohérence (B_c), on obtient alors un fading sélectif en fréquence[20]. B_c est reliée en général à l'étalement efficace du retard par la relation :

$$B_c \simeq \frac{1}{\alpha \sigma_\tau}$$

La valeur de B_c est généralement fonction de la corrélation fréquentielle. En particulier si on a une corrélation en amplitude $\rho_e = 50\%$ alors l'équation (3.11) devient :

$$B_c \simeq \frac{1}{5\sigma_\tau} \text{ Hz}$$

Et si on a $\rho_e = 90\%$ alors l'équation

$$B_c \simeq \frac{1}{50\sigma_\tau} \text{ Hz}$$

Étalement Doppler – cas général

L'étalement Doppler est causé par la variation temporelle du canal. Il est défini comme la bande de fréquence où le spectre Doppler reçu est non nul. Il est égal à deux fois la fréquence Doppler maximale.

$$B_D = 2 \cdot f_{D,max}$$

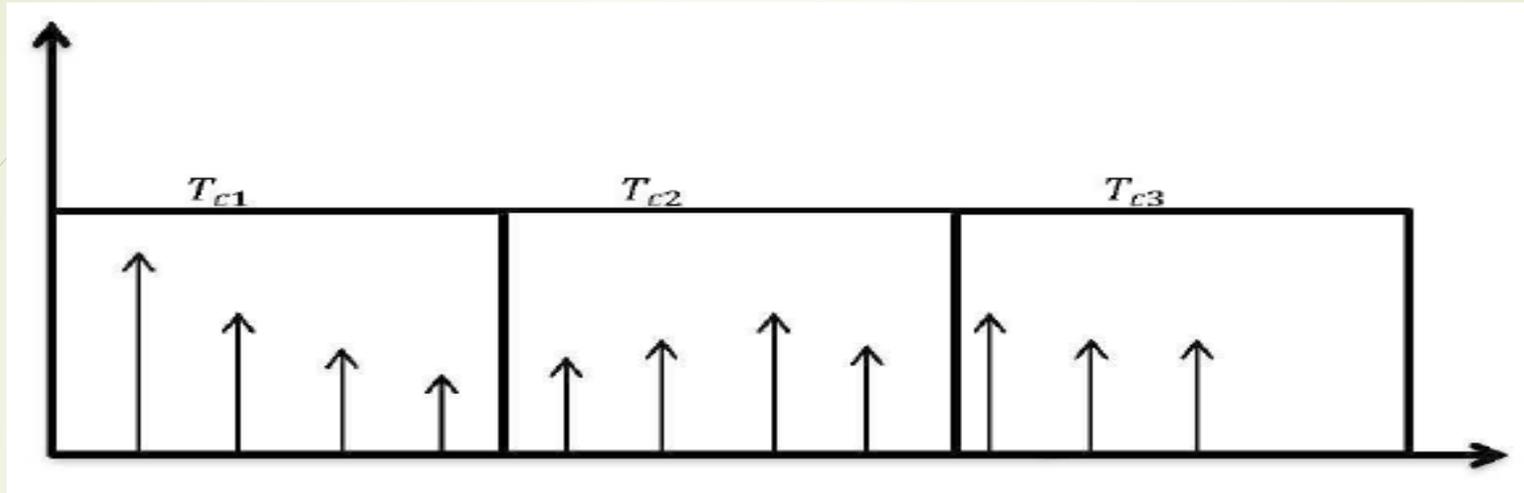
où le décalage fréquentiel Doppler f_D est donné par:

$$f_D = f_m \cos \alpha = \frac{v_{eff} f_c}{c}$$

où c représente la vitesse de la lumière, α est l'angle entre l'utilisateur et la direction de propagation de l'onde émise, f_m est la valeur maximale du décalage Doppler, v_{eff} est la vitesse effective du mobile et f_c est la fréquence de la porteuse.

Si l'utilisateur se déplace dans la direction de l'arrivée de l'onde, dans ce cas $f_D > 0$, cela signifie que la fréquence reçue augmente. Dans le deuxième cas $f_D < 0$, ce qui signifie que la fréquence reçue diminue [25].

Temps de cohérence



Le temps T_c est la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Si deux signaux arrivent avec une séparation supérieure à T_c , ils sont donc affectés différemment. Dans notre exemple, le troisième et le quatrième signal sont affectés différemment.

→ Il est lié à l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Il est donné par les trois formules suivantes:

$$T_c \simeq \frac{1}{B_d} = \frac{1}{2 \cdot f_{d,max}}$$

$$T_c = \frac{9}{16\pi \cdot B_d}$$

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \cdot \frac{1}{B_d} = \frac{0.423}{B_d}$$

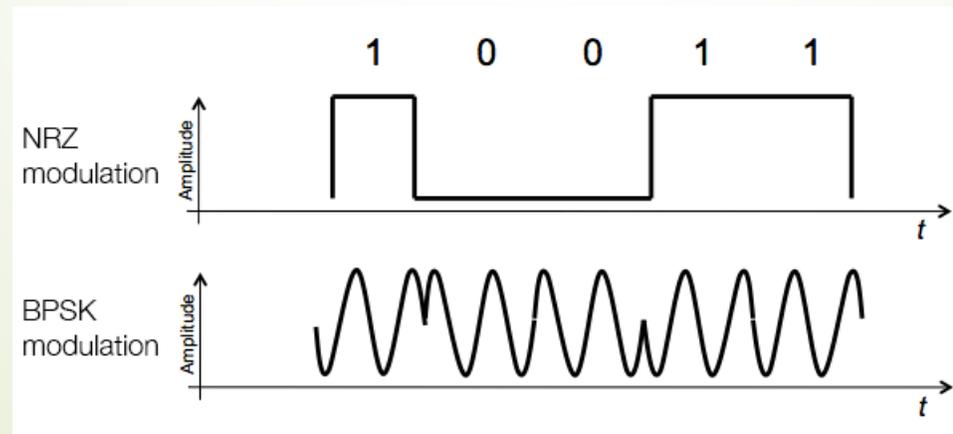


QUELQUES CONCLUSIONS SUR LE MODÈLE PHYSIQUE DU CANAL SANS FIL

- Atténuations liées à la distance, l'absorption et la réflexion du signal
- Étalement du délai du signal à cause des Multitrajets
- Étalement du spectre du signal à cause de la mobilité

Forme du signal module en l'absence des Multitrajets

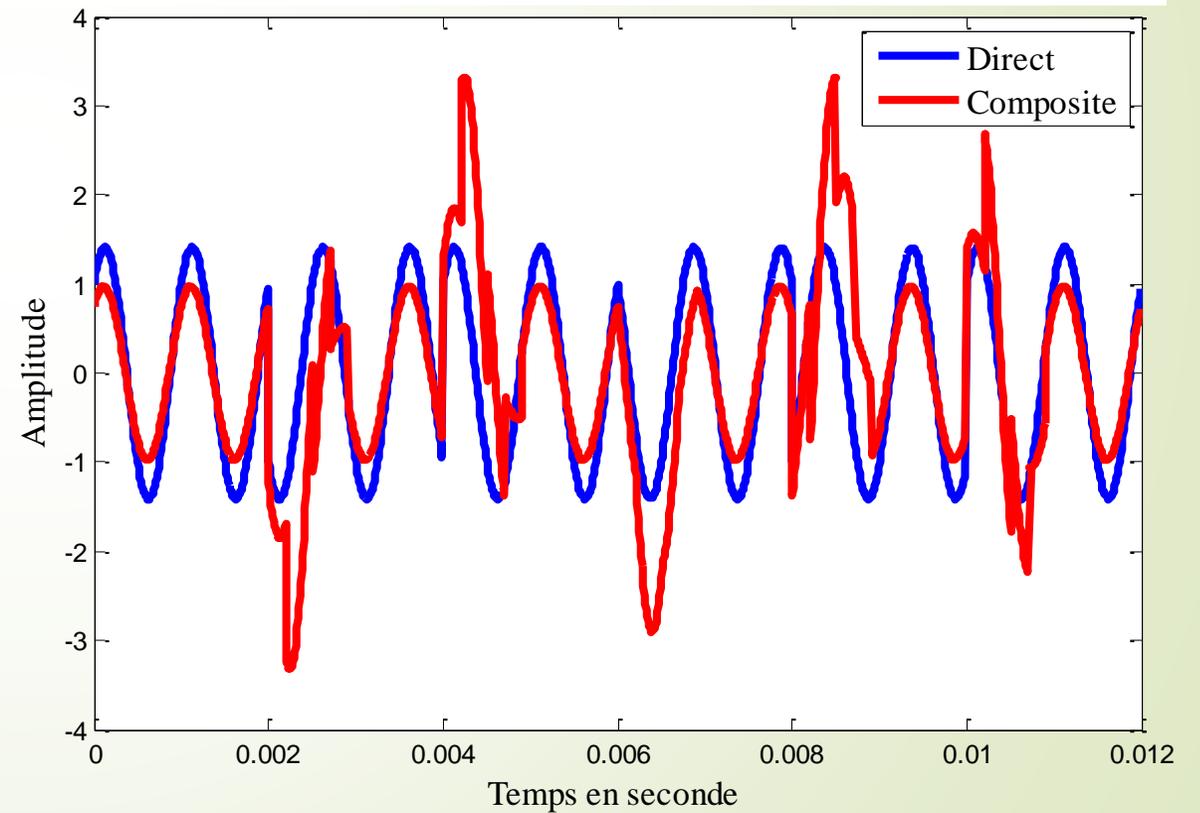
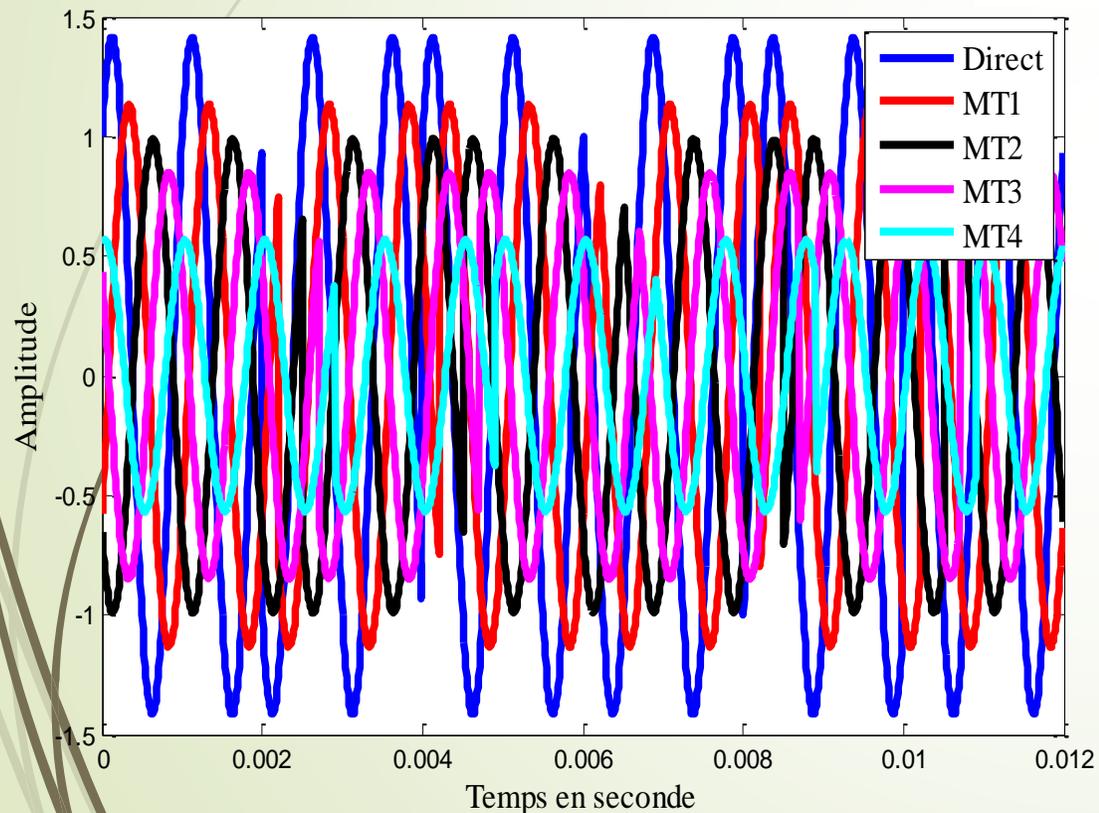
$$\begin{aligned}x_r(t) &= \operatorname{Re}\left(\sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g(t - nT) e^{2i\pi f_0 t}\right) \\ &= \left(\sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g(t - nT)\right) \cos(2\pi f_0 t) - \left(\sum_{n \in \mathbb{Z}} b_n g(t - nT)\right) \sin(2\pi f_0 t)\end{aligned}$$



Forme du signal reçu en présence des Multitrajets

Le signal reçu est une somme de versions pondérées et retardées du signal reçu.

$$y_r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{l=0}^L \mu_l x_r(t - \tau_l) + b_r(t)$$



Enveloppe complexe normalisée du signal reçu ($\frac{1}{\sqrt{2}}$)

Reprenons l'équation précédente:

$$y_r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{l=0}^L \mu_l x_r(t - \tau_l) + b_r(t)$$

$$y_r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \operatorname{Re}(\sum_l \mu_l x(t - \tau_l) e^{2i\pi f_0(t - \tau_l)}) + b_r(t)$$

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g(t - nT)$$

Ou

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} b_n g(t - nT)$$

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \sum_l \mu_l e^{-2i\pi f_0 \tau_l} x(t - \tau_l) + b(t)$$

$$= \sqrt{\frac{E_s}{T}} \sum_l \lambda_l x(t - \tau_l) + b(t) = \sum_n a_n h(t - nT) + b(t)$$

avec $h(t) = \sum_l \lambda_l g(t - \tau_l)$.

$$\lambda_l = \mu_l e^{-2i\pi f_0 \tau_l}$$

Conséquences des trajets multiples

- Trajets multiples : modification du filtre de mise en forme.

Situation I, si $g(t - \tau_l) \sim g(t)$, $h(t)$ proportionnel à $g(t)$, pas de grand changement.

$g(t - \tau_l) \sim g(t)$ équivaut à $\tau_l \ll T$

Situation II, si $g(t - \tau_l) \neq g(t)$, ce qui se produit si l'un des τ est de l'ordre de T .

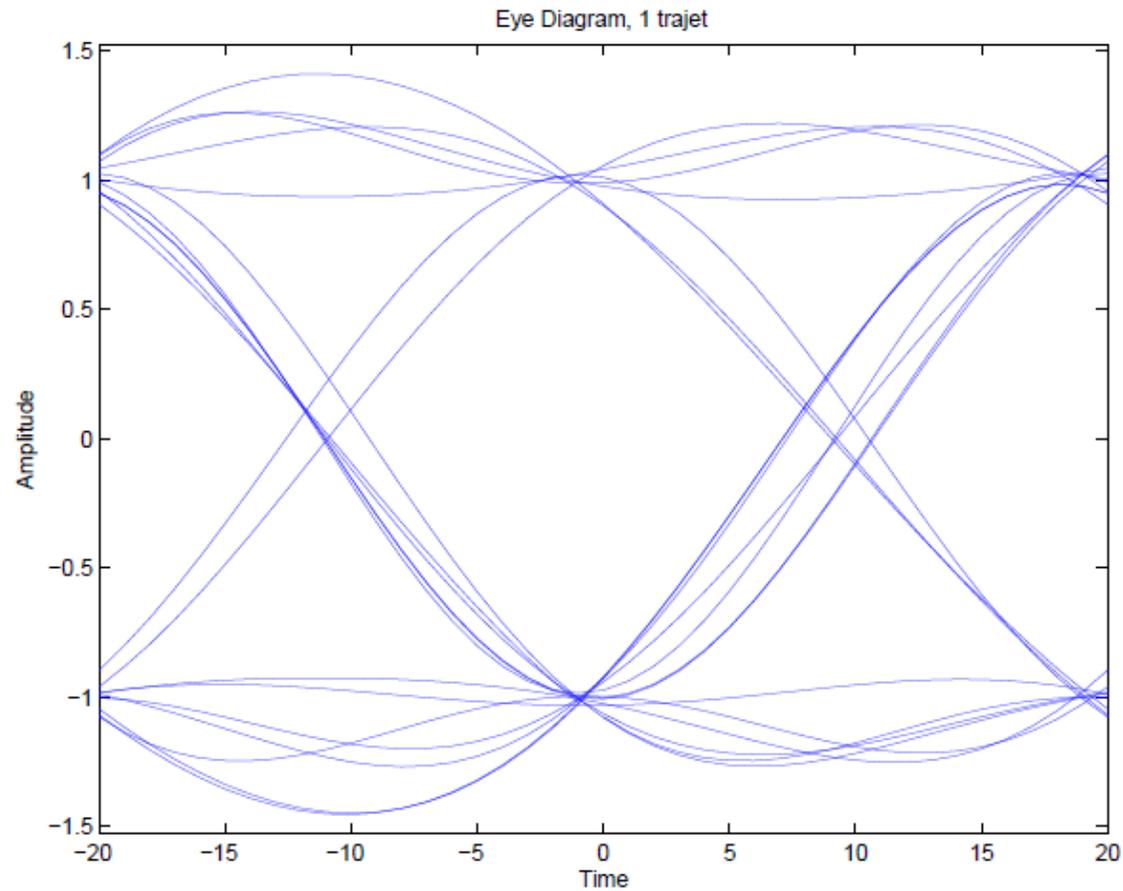
$h(t) * g(-t)$ et $h(t) * h(-t)$ ne sont pas des filtres de Nyquist : interférence entre symboles à la sortie du filtre adapté.

$$y_n = \sqrt{E_s} \sum_l h_l a_{n-l} + b_n$$

- ➔ Décider sur le symbole classiquement est une méthode suicidaire.

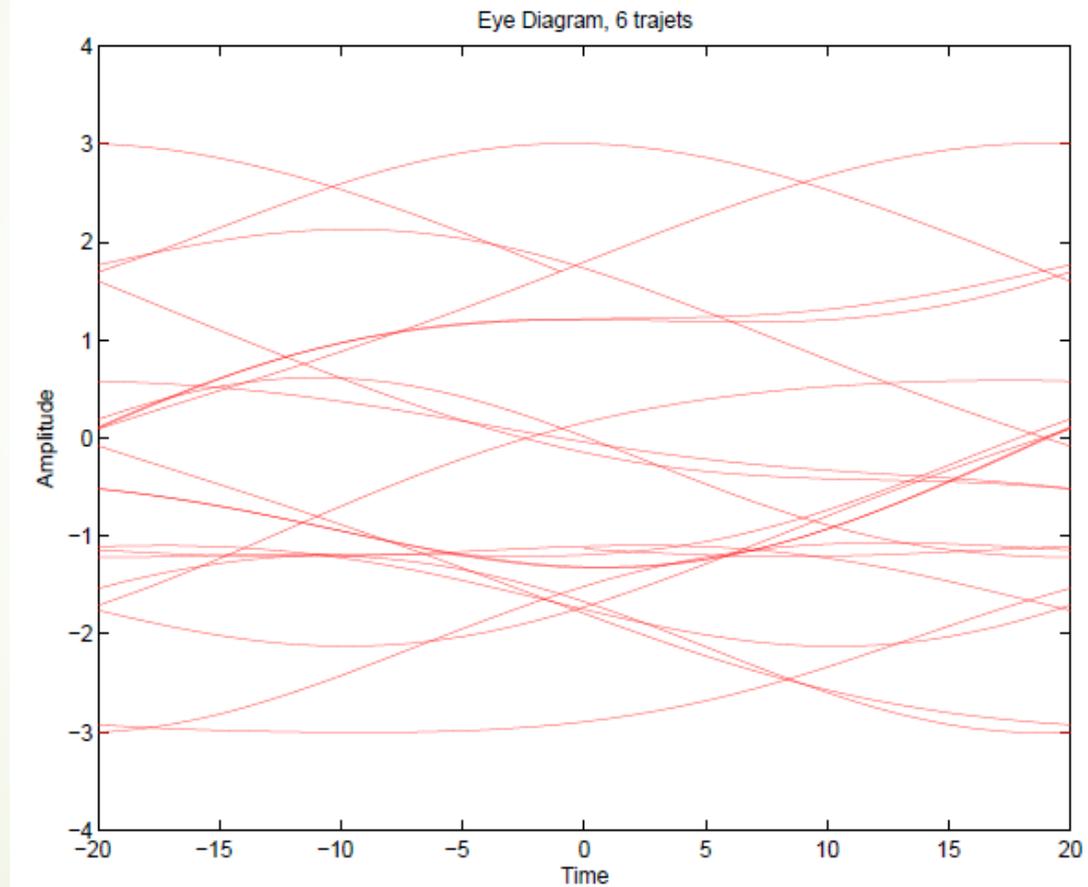
Déformation IES

Diagramme de l'oeil, 1 trajet



Déformation IES

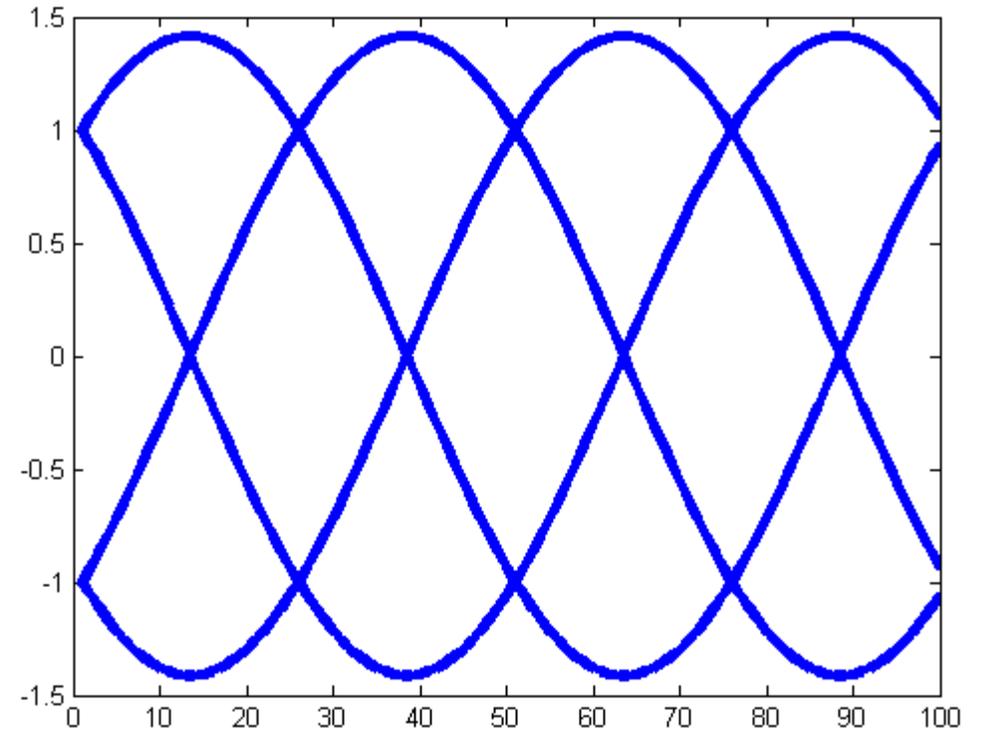
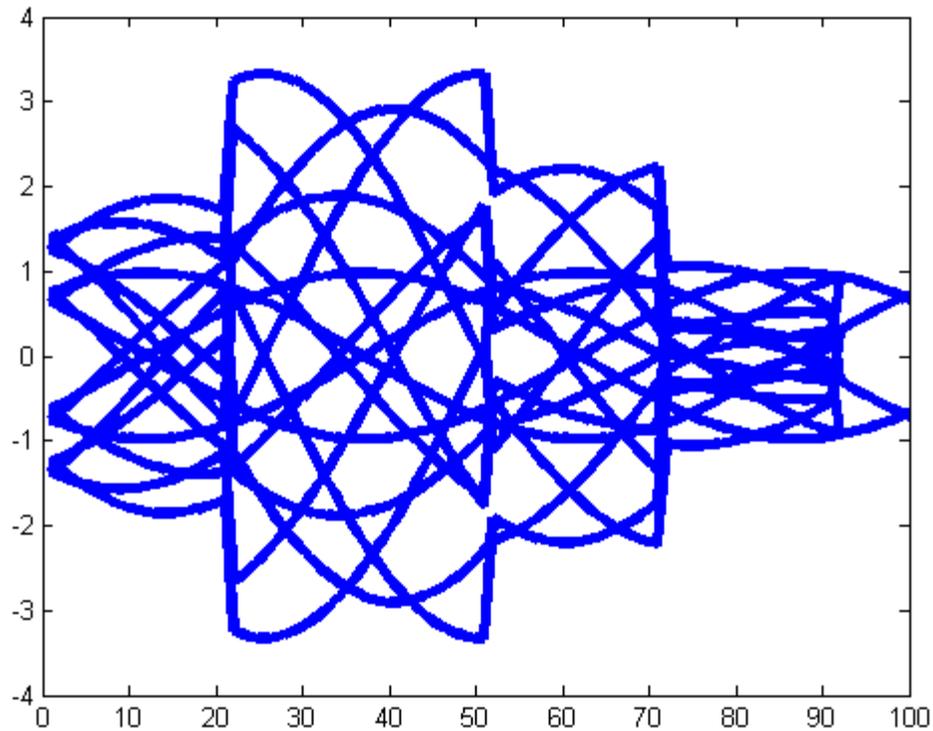
Diagramme de l'oeil, 6 trajets



Déformation IES – Présence de 4 Trajets

$$A_{Multitrajets} = [0,8 \ 0,7 \ 0,6 \ 0,4] \cdot A_{direct}$$

$$t_{Multitrajets} = [0,2 \ 0,5 \ 0,7 \ 0,9] \cdot A_{direct}$$



Modulation BPSK

Solutions aux problèmes occasionnés par les Multitrajets.

► Signal reçu en sortie du filtre adapté $y_n = \sqrt{E_s}(\sum_{l=0}^L h_l a_{n-l}) + b_n$

Problème : estimer de la façon la plus fiable possible les symboles a_n à partir des observations y_n .

→ Nécessité de connaître les coefficients : $\sqrt{E_s}h_l$

En pratique, utiliser des symboles d'apprentissage (connus du récepteur) transmis par l'émetteur afin de permettre l'estimation des $\sqrt{E_s}h_l$ en minimisant:

$$\sum_{n=0}^{N_a} \left| y_n - \sum_{l=0}^L \sqrt{E_s} h_l a_{n-l} \right|^2$$

où les $(a_n)_{n=0, N_a}$ sont les symboles d'apprentissage.

Solutions

1- Récepteur minimisant la probabilité d'erreur.

Observation $(y_n)_{n=0,N}$. Trouver la séquence de symbole $(a_n)_{n=0,N}$ telle que

$$\sum_{n=0}^N \left| y_n - \sum_{l=0}^L \sqrt{E_s} h_l a_{n-l} \right|^2$$

soit minimum.

2- Utiliser des filtres égaliseurs.

→ Une autre paire de manches