

Propagation radio

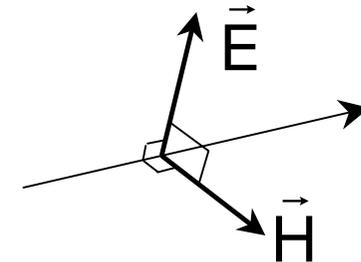
La propagation par ondes planes est modélisée par les équations de Maxwell.
Elles s'appliquent aux vecteurs :

\vec{H} , champ magnétique

\vec{B} , induction magnétique

\vec{E} , champ électrique

\vec{D} , induction électrique



$|\vec{E}|$ et $|\vec{H}|$ sont orthogonaux et perpendiculaires à la direction de propagation.

En polarisation verticale, le vecteur E est dans un plan vertical contenant l'axe de propagation

Caractéristiques d'un milieu

Un milieu est caractérisé par :

sa constante diélectrique ou permittivité ϵ (F/m)

sa perméabilité magnétique μ (H/m)

sa conductibilité σ (ohms⁻¹/m ou mhos/m)

Cas des milieux isotropes homogènes

Un milieu isotrope homogène est défini par les deux constantes ε et μ :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

$$\vec{H} = \mu \vec{B}$$

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} \text{ F / m}$$

constante diélectrique du vide

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H / m}$$

perméabilité magnétique du vide

$$\text{avec } \varepsilon_0 \mu_0 c^2 = 1$$

Cas des milieux conducteurs

La loi d'Ohm s'écrit : $\vec{J} = \sigma \vec{E}$

formule dans laquelle J est la densité de courant en A / m^2

Notation complexe en régime sinusoïdal

Dans le cas des milieux isotropes homogènes

$$\text{rot } \vec{H} = (\sigma - j\omega_0 \varepsilon) \vec{E} \quad \text{rot } \vec{E} = j\omega_0 \mu \vec{H}$$

$$\text{div } \varepsilon \vec{E} = \rho \quad \text{div } \mu \vec{H} = 0$$

$$\varepsilon' = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega_0} \quad \text{constante diélectrique complexe}$$

$$\varepsilon'_r = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega_0} = \varepsilon_r - j 60 \sigma \lambda \quad \text{constante diélectrique relative complexe}$$

Un milieu peut être diélectrique en HF et conducteur en BF, selon la valeur de f par rapport à

$$\frac{\sigma}{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}$$

Propagation en espace libre

La densité de puissance rayonnée par unité de surface est donnée par la relation

$$p_{(W/m^2)} = |\vec{R}| = |\vec{E}| \cdot |\vec{H}|$$

\vec{E} champ électrique (V / m)

\vec{H} champ magnétique (A / m)

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega$$



Impédance du vide

La densité surfacique de puissance devient donc

$$p_{(W/m^2)} = \frac{|\vec{E}|^2}{120 \pi}$$

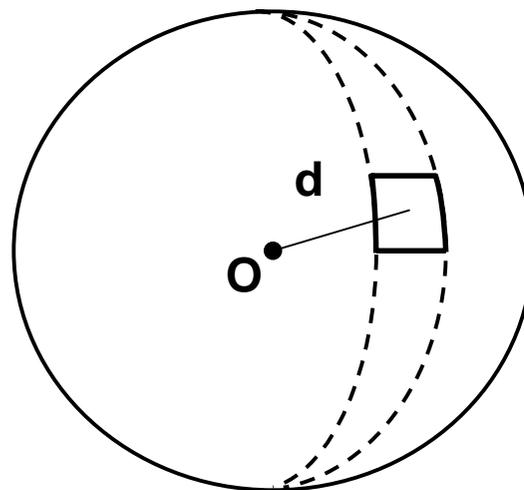
Propagation en espace libre

Soit P la puissance intrinsèque rayonnée équivalente par une source ponctuelle isotrope (PIRE). La densité surfacique de puissance peut donc s'écrire :

$$p_{(W/m^2)} = \frac{P_{(W)}}{4\pi d^2}$$

Si d est suffisamment grand, l'onde est plane et le champ électrique a pour module :

$$|\vec{E}| = \frac{\sqrt{30P}}{d}$$



Gain d'antenne

Par rapport à une antenne isotrope, physiquement impossible à réaliser, on définit le gain $G_e(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction donnée :

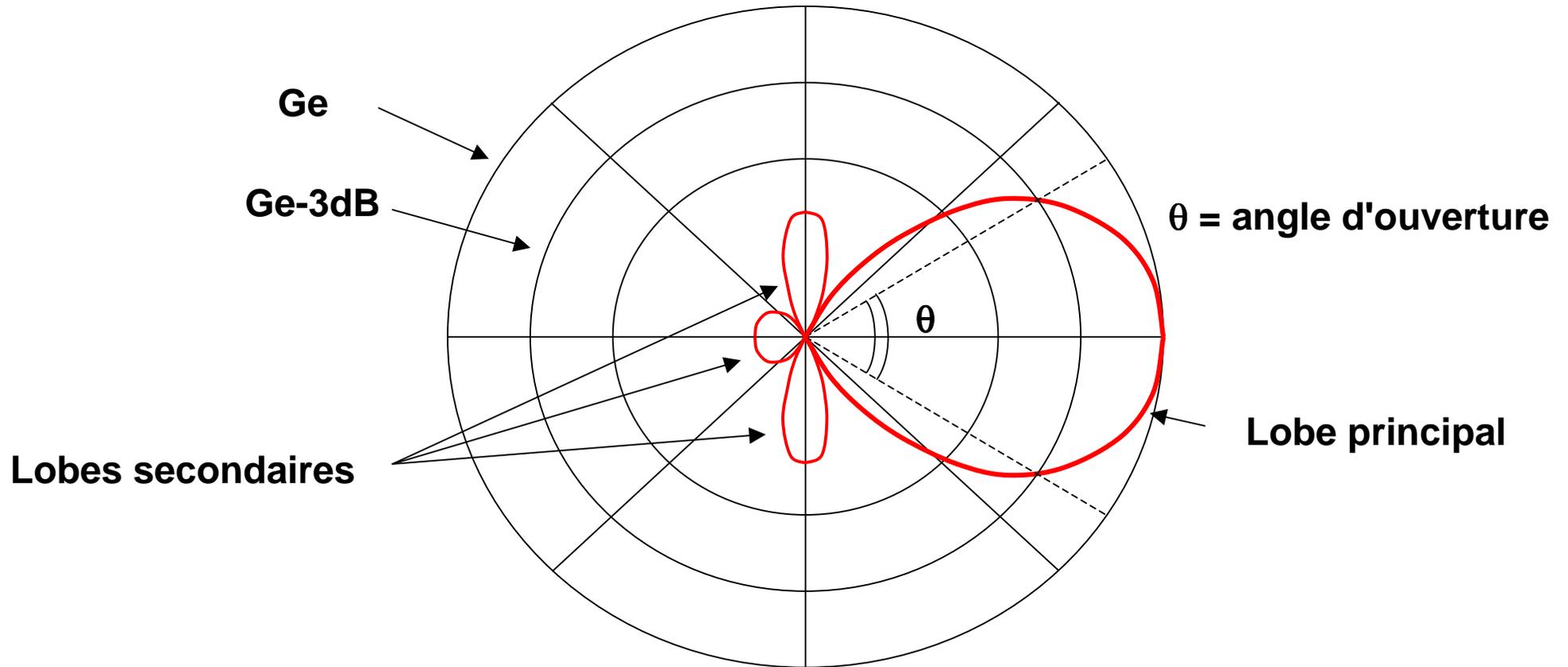
$$P = P_e G_e(\theta, \varphi)$$

G_e est exprimé en dBi (db par rapport à une antenne isotrope). Le gain prend en compte les pertes, ce qui n'est pas le cas de la directivité Δ qui ne prend en compte que ce qui est rayonné. G et D sont liés par la relation

$$G = \eta \Delta$$

dans laquelle η est le facteur d'illumination ou rendement .

Diagramme d'antenne



Puissance captée par une antenne

La puissance captée par une antenne en un point de densité surfacique p est de la forme $P_r = pS_r$ où S_r représente la surface équivalente de l'antenne. Cette surface est liée au gain G_r par la relation :

$$S_r = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}$$

$S_0 = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ est donc la surface équivalente de l'antenne isotope (pour laquelle $G_r = 1$)

La surface équivalente n'a donc aucun lien avec la surface physique de l'antenne.

Les antennes paraboliques de diamètre D ont une ouverture angulaire λ/D (cas idéal) et un gain

$$G = \eta \frac{S}{S_r} = \eta S \frac{4\pi}{\lambda^2} = \eta \pi^2 \frac{D^2}{\lambda^2}$$

Température de bruit d'une antenne

La température de bruit d'une antenne dépend de la façon dont elle est orientée. En effet, la Terre est un corps noir qui rayonne à 300°K , le ciel ayant quant à lui une température de bruit très basse, sauf en direction de certains corps célestes (pour le Soleil, 10^5°K à 4 GHz).

Pour un FH, la température de bruit sera pratiquement égale à 300°K , ce qui ne sera pas le cas pour une antenne "satellite".

L'antenne étant la source de bruit, il est nécessaire d'avoir le moins de pertes possible entre elle et le préamplificateur, donc de soigner la connectique.

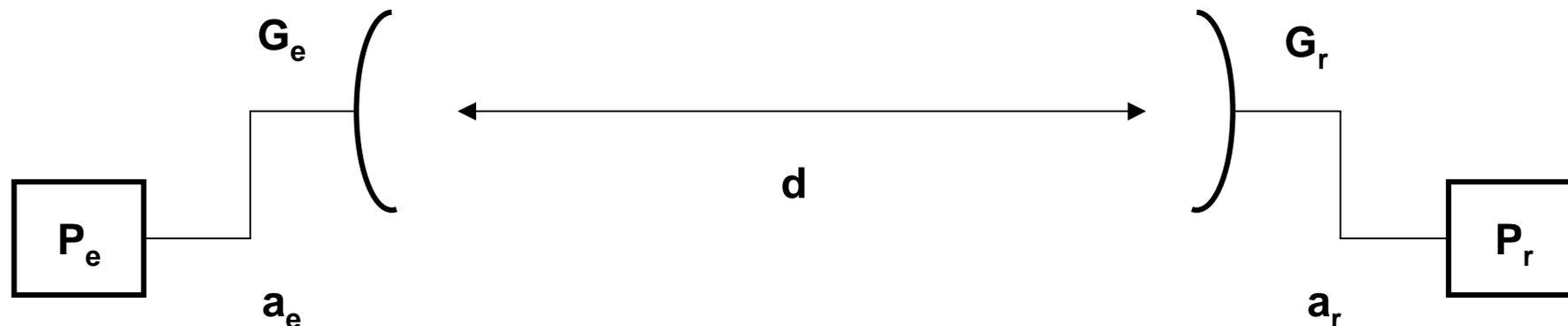
Equation des Télécommunications

L'équation donnant la puissance captée par une antenne est connue sous le nom d'équation des télécommunications et est de la forme :

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{16\pi^2 d^2}$$

Cette équation permet les calculs de budget de liaison en espace libre.

Budget de liaison



P_e : Puissance de l'émetteur

a_e : Pertes de couplage

G_e : Gain de l'aérien par rapport à une antenne isotrope

P_r : Puissance recue

a_r : Pertes de couplage

G_r : Gain de l'aérien par rapport à une antenne isotrope

$$P_r = P_e G_e \frac{1}{a_e} \frac{1}{a_r} G_r \frac{\lambda^2}{16\pi^2 d^2}$$

Atténuation en espace libre

Avec $a^{-1} = P_r/P_e$ l'atténuation est donc égale à

$$a^{-1} = \frac{P_r}{P_e} = G_e \frac{1}{a_e} \frac{1}{a_r} G_r \frac{\lambda^2}{16\pi^2 d^2}$$

$$10 \log a = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} + 10 \log a_e + 10 \log a_r - 10 \log G_e - 10 \log G_r$$

L'atténuation en espace libre est donc égale à :

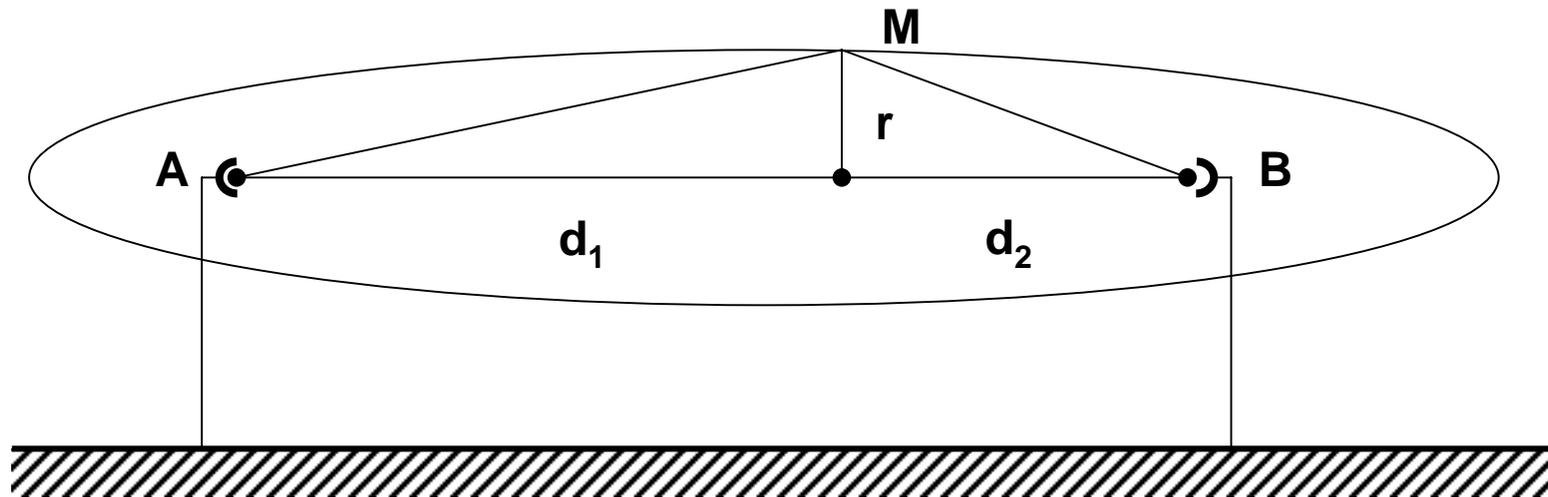
$$10 \log a = 20 \log \frac{4\pi}{c} + 20 \log f + 20 \log d$$

Avec f en MHz et d en km

$$10 \log a = 32,44 + 20 \log f + 20 \log d$$

Conditions d'utilisation de la formule du bilan de liaison en espace libre

La formule s'applique si le premier ellipsoïde de Fresnel est dégagé.



$$MA + MB = AB + \frac{\lambda}{2}$$



$$\Delta d = \frac{\lambda}{2} \quad \text{et} \quad \Delta\varphi = \pi$$

$$\sqrt{d_1^2 + r^2} + \sqrt{d_2^2 + r^2} = d_1 + d_2 + \frac{\lambda}{2} \quad \Rightarrow \quad r \approx \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Conditions d'utilisation de la formule du bilan de liaison en espace libre

La formule précédente montre que pour 10 GHz ($\lambda = 3$ cm) et une liaison de 10 km, $r = 8$ m à 5 km.

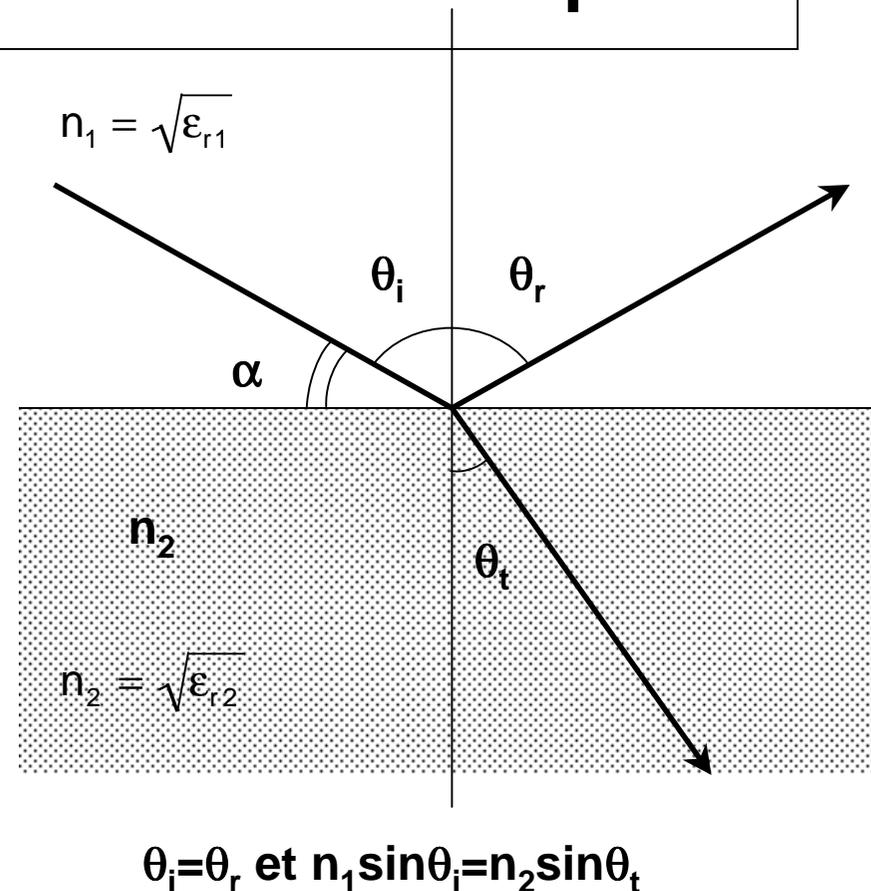
L'obstruction du 1^{er} ellipsoïde de Fresnel oblige à prendre en compte les phénomènes d'effet de sol (réflexion, diffraction). Pour les ondes métriques et au-delà, c'est pratiquement toujours le cas. Pour les FH, en ondes centimétriques, les problèmes apparaissent essentiellement dans le cas des liaisons longues sur mer ou sur terrain très plat.

Réflexion et réfraction sur un obstacle plan

On montre que, si le milieu 1 est l'air, les coefficients de réflexion en polarisation verticale et horizontale valent :

$$K_{v_r} = \frac{\epsilon'_r \sin \alpha - \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \alpha}}{\epsilon'_r \sin \alpha + \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \alpha}}$$

$$K_{h_r} = \frac{\sin \alpha - \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{\epsilon'_r - \cos^2 \alpha}}$$

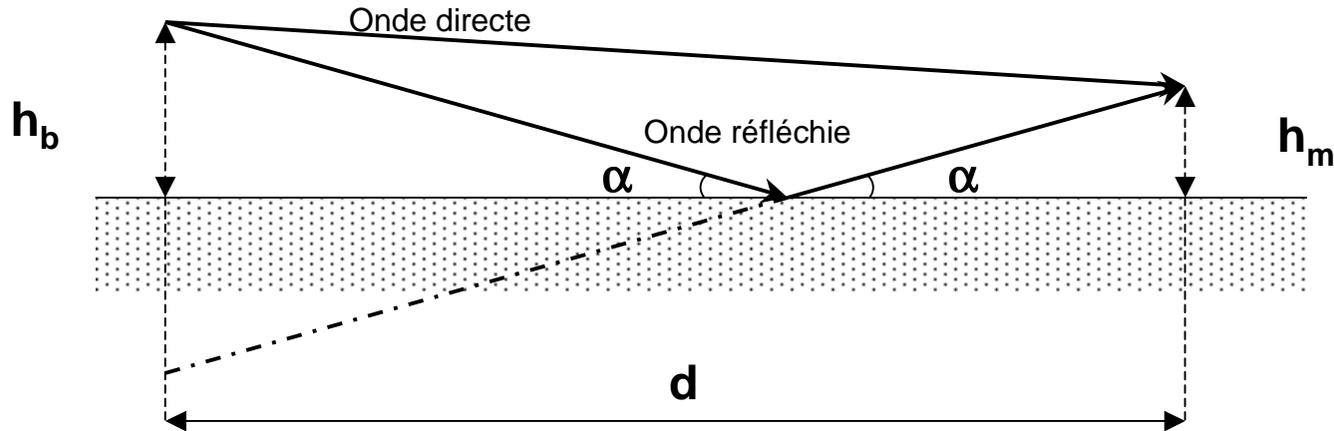


Propagation en milieu réel

Dans la réalité, il y a un trajet direct, des trajets réfléchis et des trajets diffractés. Des obstacles peuvent gêner les trajets (végétation) et atténuer l'onde émise.

Le canal de transmission peut être fluctuant (radiomobiles). Les multitrajets peuvent être gênants s'ils amènent de la distorsion intersymbole.

Propagation au-dessus du sol



On montre que l'amplitude complexe du champ reçu est

$$E = \sqrt{30P} \left(\frac{1}{r_1} e^{jkr_1} + \frac{K_r}{r_2} e^{jkr_2} \right)$$

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad r_1 = \sqrt{d^2 + (h_b - h_m)^2} \quad r_2 = \sqrt{d^2 + (h_b + h_m)^2}$$

$K_r = Kh_r$ ou Kv_r selon la polarisation

$$\Delta d = r_1 - r_2 \quad \text{et} \quad \Delta\psi + \varphi_r = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d$$

$$|E| = \frac{\sqrt{30P}}{r_1} \sqrt{1 + \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 \rho_r^2 + 2 \left(\frac{r_1}{r_2}\right) \rho_r \cos(\Delta\psi + \varphi_r)}$$

Propagation au-dessus du sol

Pour un milieu diélectrique, une distance d grande devant h_b+h_m et α petit, on trouve $K_r=-1$ et

$$|E| = |E_d| \sqrt{2 - 2 \cos\left(\frac{4\pi h_b h_m}{\lambda d}\right)} = |E_d| 2 \sin\left(\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda d}\right)$$

La puissance reçue est

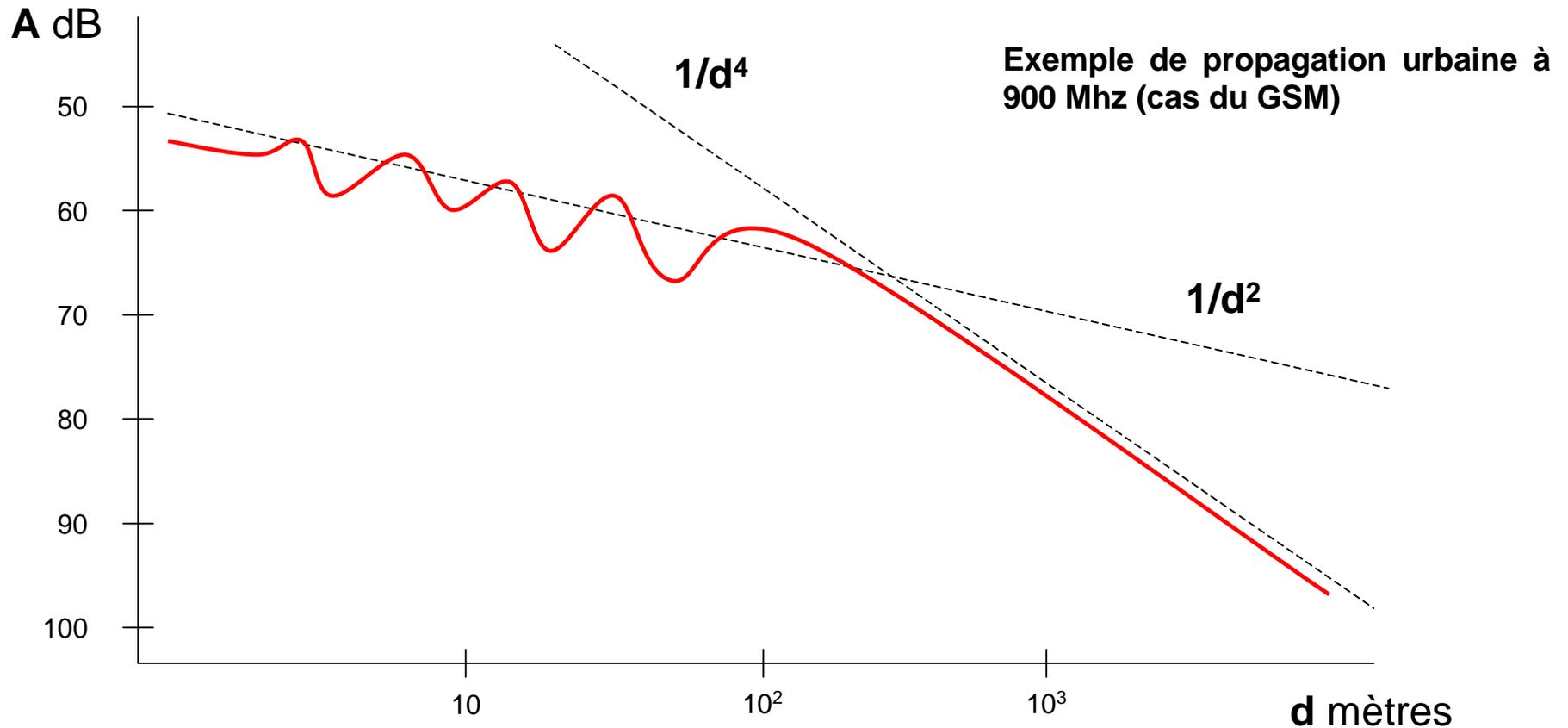
$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 4 \left[\sin\left(\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda d}\right)\right]^2$$

pour $d \gg \frac{2\pi h_b h_m}{\lambda}$

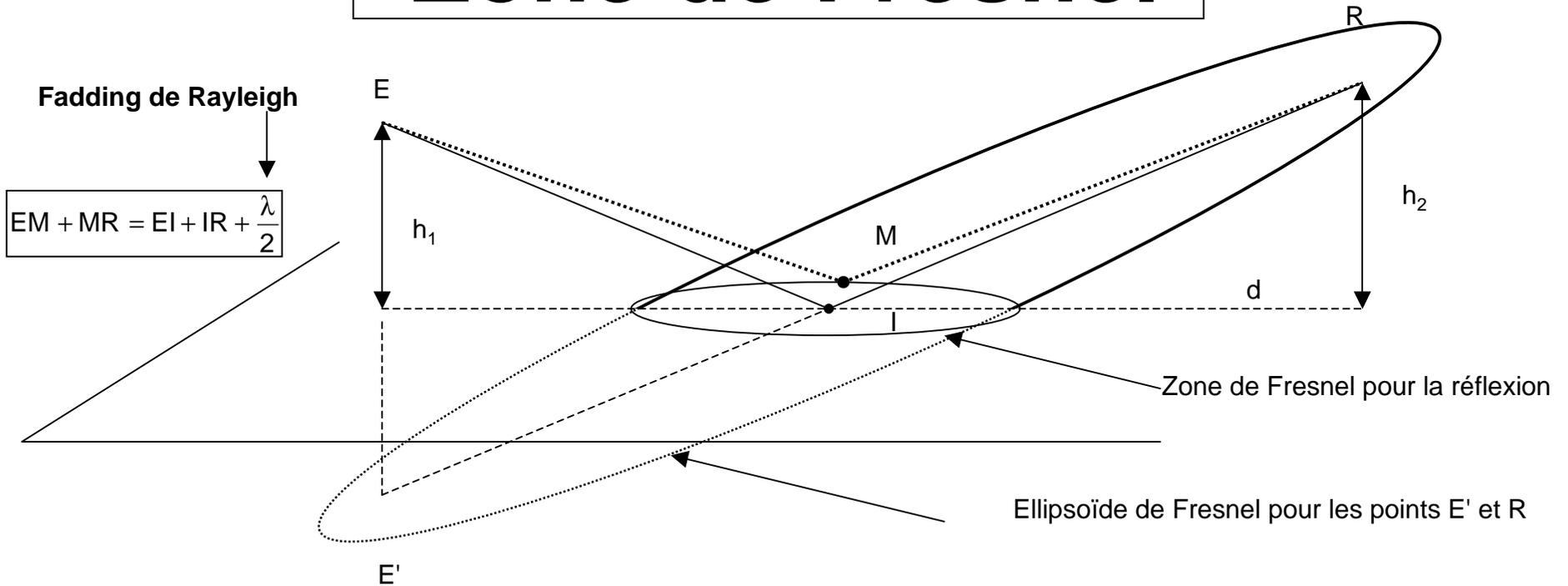
$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{h_b h_m}{d^2}\right)^2$$

La puissance reçue ne dépend pas de f et décroît en d^{-4}

Propagation au-dessus du sol



Zone de Fresnel



Longueur L de la zone de Fresnel

$$L = d \frac{\sqrt{1 + 4 \frac{h_1 h_2}{\lambda d}}}{1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{\lambda d}}$$

Zone de Fresnel

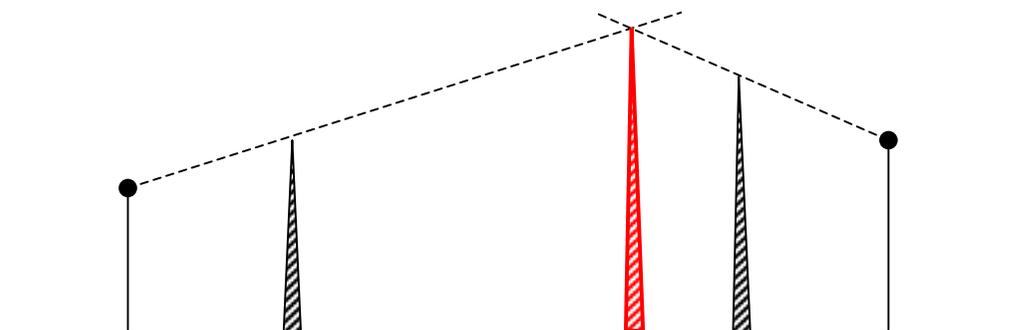
La largeur de la zone de Fresnel est sensiblement égale à celle de l'ellipsoïde, mais sa longueur est généralement très grande (plusieurs dizaines de km).

Sur terre, les surfaces réfléchissantes sont de petite dimension et le niveau relatif du rayon réfléchi est généralement faible.

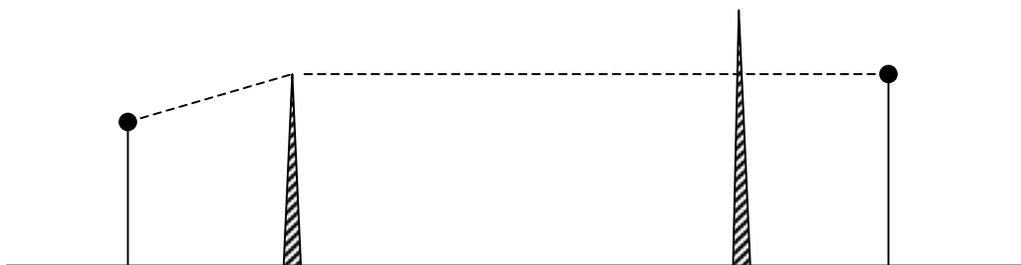
En revanche, sur mer ou sur terrain très plat, l'onde réfléchie peut amener des évanouissements profonds. De plus, ces conditions physiques sont favorables à des phénomènes de propagation guidée dans l'atmosphère qui peuvent apporter de sérieuses perturbations.

Diffraction par un obstacle

Dans le cas où il y a deux obstacles, on construit un écran fictif selon une des deux méthodes ci-dessous



Approximation de Bullington



Méthode de Deygout : On considère un émetteur atténué placé au sommet du premier obstacle et on calcule l'atténuation apportée par le deuxième. Cette méthode est pessimiste et donc très utilisée.

Pénétration à l'intérieur des bâtiments

Les pertes dépendent de la fréquence, ainsi que de la nature et de l'épaisseur des matériaux utilisés.

En incidence normale à 1,8 GHz, on les valeurs ci-dessous :

-Mur béton 30 cm avec fenêtres	9 dB
-Mur béton 25 cm avec fenêtres	4 dB
-Mur béton 25 cm sans fenêtres	13 dB
-Mur en briques 10 cm	2,5 dB
-Mur en briques 60 cm	4 dB
-Mur en briques 70 cm	5 dB
-Verre	2 dB

Atténuation due aux arbres

L'atténuation par temps sec est de la forme suivante (lois de Weissberger) pour un bosquet dense d'épaisseur e à la fréquence f .

$$A = 1,33 \cdot e \cdot f^{0,284} \text{ en dB pour } 0 < e < 14 \text{ m et } f \text{ en GHz}$$

$$A = 1,33 \cdot e^{0,58} \cdot f^{0,284} \text{ en dB pour } 14 < e < 400 \text{ m et } f \text{ en GHz}$$

Avec le feuillage, ajouter 3 à 5 dB.

Il peut arriver qu'une tranche d'atmosphère peu épaisse mais de gradient d'indice très élevé amène une propagation guidée au-dessus d'une forêt située en zone très plate.

Propagation dans l'atmosphère

L'ionosphère :

C'est la partie haute de l'atmosphère (50 à 400 km). Elle contient des particules libres et la densité d'électrons varie de 10^8 à 10^{11} /m³.

Elle comporte 4 couches (D,E , F₁ et F₂), liées au gradient d'ionisation. Certaines fréquences peuvent ainsi être réfléchies vers le sol. D et F₁ n'existent que pendant la journée.

Propagation dans l'atmosphère

La troposphère :

C'est la zone dans laquelle la température décroît quand l'altitude augmente. Elle culmine à 6 km aux pôles et à 18 km à l'équateur.

Elle dévie les ondes, les affaiblit par absorption et les diffuse. On est amené à définir la troposphère standard, qui possède les propriétés moyennes de la troposphère. Elle correspond à un modèle stratifié dans lequel l'indice de réfraction n est fonction de la seule altitude. L'indice décroît avec H et devient égal à l'unité pour $h = 8$ km environ.

Cette variation courbe les trajectoires avec un rayon de courbure ρ qui vaut quatre fois le rayon de la Terre. De ce fait, l'horizon radioélectrique est plus éloigné que l'horizon optique.

Propagation dans l'atmosphère

La troposphère :

La trajectoire des rayons est circulaire. Pour la rendre rectiligne, une transformation par inversion revient à prendre un rayon terrestre k fois plus élevé que $R_0 = 6\,378$ km. La valeur normale de k est $4/3$.

Le rayon fictif de la Terre est donc

$$R = kR_0 = 8\,500 \text{ km}$$

Au-delà de 8 GHz, il existe une atténuation moléculaire par les gaz (oxygène) et les particules d'eau.

Propagation dans l'atmosphère

Conséquences :

Les ondes kilométriques ($30 \text{ kHz} < f < 300 \text{ kHz}$) sont très bien propagées grâce à l'ionosphère.

Les ondes hectométriques ($300 \text{ kHz} < f < 3 \text{ MHz}$) portent à une centaine de km sur terre, à un millier de km sur mer.

Les ondes décamétriques ($3 \text{ MHz} < f < 30 \text{ MHz}$) permettent, grâce à la couche F2, de réaliser des liaisons avec n'importe quel point du globe.

Au-delà de 30 MHz, la propagation se fait normalement selon le trajet direct. L'ionosphère provoque des perturbations (réfraction) mais peut être traversée.

Modèles empiriques

Les modèles présentent une atténuation médiane due à la distance, un terme aléatoire décrivant les effets de masque et un terme aléatoire décrivant les évanouissements.

L'effet de masque est modélisé par une loi log-normale. L'écart mesuré entre la théorie et le terrain suit une loi de Gauss en dB : la théorie fournit la moyenne et l'écart-type permet de garantir une couverture $x\%$ (84% à σ , 95% à $1,65 \sigma$)

Modèles empiriques

Okumura-Hata :

S'applique entre 150 et 1000 MHz en milieux urbain et sub-urbain, en environnement rural ou dégagé.

**h_b hauteur de l'antenne émission, h_m hauteur de l'antenne réception, en m
 d distance en km, f fréquence en MHz**

$$L_u = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_b - a(h_m) + (44,9 - 6,55 \log h_b) \log d$$

$$a(h_m) = 3,2 (\log 11,75 h_m)^2 - (1,56 \log f - 0,8) \text{ ville moyenne}$$

$$a(h_m) = 3,2 (\log 11,75 h_m)^2 - 4,97 \text{ grande ville}$$

$$L_{su} = L_u - 2(\log f / 28)^2 - 5,4$$

On trouvera d'autres lois dans "réseaux GSM", chap.6

Bande de cohérence

Le coefficient de corrélation déterminé par

$$\rho(f_1 - f_2, \Delta) = \frac{1}{1 + 4\pi^2 (f_2 - f_1)^2 \Delta^2}$$

où f_1 et f_2 sont les fréquences min et max du canal et Δ est la durée de la dispersion multitrajets, permet de définir la bande de cohérence $B_c = 1/2\pi\Delta$ telle que $\rho = 0,5$.

Si ρ est proche de 1, ce qui se passe à f_1 peut être extrapolé à f_2 (bande étroite). Toutes les composantes du signal sont affectées de la même manière par les multitrajets (fading de Rayleigh) mais il n'y a pas d'IES.

Inversement, si le signal est en bande large, il y a toujours de l'énergie, mais les signaux peuvent ne pas pouvoir être démodulés.

Relation entre champ et puissance reçus

$$P = E.H \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad \text{pour une antenne de gain unité}$$

Comme $E/H=120\pi$,

$$P = E^2 \frac{\lambda^2}{480\pi^2}$$

$$E^2 = 480\pi^2 \frac{F^2}{C^2} P$$

Avec E en $\mu\text{V/m}$, F en MHz et P en mW

$$\frac{E^2}{10^{12}} = 480\pi^2 10^{12} F^2 \frac{1}{9 \cdot 10^{16}} \frac{P}{10^3}$$

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = P_{\text{dBm}} + 20 \log F_{\text{MHz}} + 77,21$$

Si l'antenne a un gain G , il vient :

$$E_{\text{dB}\mu\text{V/m}} = P_{\text{dBm}} - G_{\text{dBm}} + 20 \log F_{\text{MHz}} + 77,21$$

Bibliographie

Propagation des ondes Radioélectriques, A. Wautier, Sup Elec 1997

Les faisceaux hertziens analogiques et numériques, Fernandez & Mathieu, Dunod 1991

Réseaux GSM - DCS, Lagrange, Godlewski et Tabbane, Hermès 1996

Exercice :

Une antenne parabolique a un diamètre $D= 50\text{cm}$ et un rendement $\eta = 0,5$.

Quelle est sa directivité à 4 GHz ?

Quel est son gain à 4 GHz ?

Mêmes questions à 20 GHz.