Diapositive 1

PROPAGATION et ELECTROMAGNETISME

Diapositive 2

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.1 Rappel de physique

Les éléments du magnétisme

$\boxed{\vec{\mathbf{H}} : \textbf{champ magnétique}}$

$\boxed{\vec{\mathbf{B}} : \textbf{induction magnétique}}$

$\boxed{\boldsymbol{\mu} : \text{perméabilité}}$

Diapositive 3

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

<u>1.1 Théorie générale</u>

1.1.1 Rappel de physique

Les grandeurs électriques

$\vec{E}$: **champ électrique**

$\vec{D}$: **induction électrique**

$\vec{J}$: densité de courant

e : **constante diélectrique**

r : densité de charge électrique

s : conductibilité

Diapositive 4

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.1 Rappel de physique

Les 4 équations de Maxwell (1831-1879)

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} + \partial\vec{\mathbf{D}} / \partial\mathbf{t}}$$

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{E}} = -\partial\vec{\mathbf{B}} / \partial\mathbf{t}}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{D}} = r}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{B}} = 0}$$

REM: 1.Il y a conservation de la charge !

2.Il existe des conditions aux limites !

Diapositive 5

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.1 Rappel de physique

La cinquième équation de Maxwell !

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{J}} = -\partial r / \partial \mathbf{t}}$$

Les 4 premières équations ne sont pas indépendantes : les deux premières et celle issue de la conservation de la charge , projetées sur les trois axes de coordonnées fournissent 9 équations.

A tout instant, en tout point d'un milieu donné, on peut déterminer les trois vecteurs :

$$\boxed{\vec{\mathbf{H}} \quad , \vec{\mathbf{B}} \quad , \vec{\mathbf{J}}}$$

Les équations de Maxwell résument les lois essentielles de la propagation des ondes électromagnétiques et optiques

Diapositive 6

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.2 Onde Plane et équation d'onde

Nous supposons les hypothèses suivantes :

1.Les solutions des équations qui nous intéressent sont sinusoïdales :

$$\boxed{\begin{array}{ll} & H_x^o \cos(\boldsymbol{wt} - f_{\mathbf{x}}) \\ -\vec{H} & \mathbf{H_y^o} \cos(\boldsymbol{wt} - f_{\mathbf{y}}) \\ & \mathbf{H_z^o} \cos(\boldsymbol{wt} - f_{\mathbf{z}}) \end{array}} \quad \begin{array}{l} \boxed{= H_x} \\ \boxed{= H_y} \\ \boxed{= H_z} \end{array} \qquad \boxed{H_x \times \mathbf{e}^{\mathbf{j}(f_{\mathbf{x}}))}}$$

Notation des nbr complexes : $\boxed{\mathbf{H_x} = \text{partie réelle de } H_x \mathbf{e}^{-\mathbf{j}\boldsymbol{wt}}}$

Diapositive 7

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.2 Onde Plane et équation d'onde

Avec cette notation, les équations de Maxwell (complexes s'écrivent) :

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} - \mathbf{j}w\vec{\mathbf{D}}}$$

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{E}} = -\ \mathbf{j}w\vec{\mathbf{B}}}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{D}} = r}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{B}} = 0}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{J}} = \mathbf{j}wr}$$

$\boxed{r \text{ est une grandeur complexe indépendante du temps!}}$

Diapositive 8

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.2 Onde Plane et équation d'onde

2.Le milieu où se déplace l'onde est supposé ISOTROPE*:

$$\boxed{\vec{\mathbf{B}} = m\vec{\mathbf{H}}}$$

$$\boxed{\vec{\mathbf{D}} = e\vec{\mathbf{E}}}$$

$$\boxed{\vec{\mathbf{J}} = s\,\vec{\mathbf{E}}}$$

$$\boxed{\mathbf{rot}\,\vec{\mathbf{H}} = (s - \mathbf{j}we)\times\vec{\mathbf{E}}}$$

En posant $e' = e + \mathbf{j}\dfrac{s}{w}$

Nous pouvons réécrire les équations de Maxwell:

Diapositive 9

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

<u>1.1 Théorie générale</u>

1.1.2 Onde Plane et équation d'onde

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{H}} = \mathbf{j}we'\vec{\mathbf{E}}}$$

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{E}} = \mathbf{j}wm\vec{\mathbf{H}}}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\, e'\vec{\mathbf{E}} = 0}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ m\vec{\mathbf{H}} = 0}$$

Avec $e' = e + \mathbf{j}\dfrac{s}{w}$

$$\boxed{\mathbf{div}\ s\vec{\mathbf{E}} = \mathbf{j}wr}$$

Cherchons les solutions de ces équations par rapport au champ électrique en utilisant des opérateurs mathématiques connus:

Diapositive 10

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

<u>1.1 Théorie générale</u>

1.1.2 Onde Plane et équation d'onde

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \ \mathbf{rot}\ \ \vec{\mathrm{E}}\ =\ \mathbf{j}\boldsymbol{wm}\ \mathbf{rot}\ \vec{\mathrm{H}}}$$

$$\boxed{\text{Mais }\textbf{on}\text{ sait que : rot rot }\vec{\mathrm{E}} = \text{grad div}\vec{\mathrm{E}}\text{ - }\Delta\vec{\mathrm{E}}}$$

$$\boxed{\text{Sachant que }\mathbf{div}\ \boldsymbol{e}'\vec{\mathbf{E}} = 0}$$

$$\boxed{\Delta\vec{\mathbf{E}} = \frac{\boldsymbol{d}^2}{\boldsymbol{d}\mathbf{x}^2} + \frac{\boldsymbol{d}^2}{\boldsymbol{d}\mathbf{y}^2} + \frac{\boldsymbol{d}^2}{\boldsymbol{d}\mathbf{z}^2}}$$

$$\boxed{\textbf{Il}\text{ vient - }\Delta\vec{\mathrm{E}}\ =\ \mathbf{j}\boldsymbol{wm}(-\mathbf{j}\boldsymbol{we}'\vec{\mathrm{E}})}$$

$$\boxed{\text{En posant}\quad \mathrm{k}^2\ =\ \boldsymbol{w}^2\boldsymbol{me}'}$$

$$\boxed{\Delta\vec{\mathbf{E}} + \mathbf{k}^2\vec{\mathrm{E}} = 0}$$

Diapositive 11

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

<u>1.1 Théorie générale</u>

1.1.2 Onde Plane et équation d’onde

L’équation des ondes : $\Delta\vec{E} + k^2\vec{E} = 0$

Constante de propagation : $k = w\sqrt{me'}$

Admet de multiples solutions qui dépendent des C.I de création de l’onde.

$$\vec{E}(x,y,z)e^{-jwt} = \vec{E}_o\, e^{j(k_x.x+k_y.y+k_z.z-wt)}$$

A condition que : $k^2_x + k^2_y + k^2_z = k^2$

Diapositive 12

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1. 3 Onde Plane et Polarisation

Nous posons les hypothèses suivantes :

-l'onde plane se déplace suivant l'axe Ox

-le milieu où se déplace l'onde est supposé NON CONDUCTEUR*.

$\boxed{-\vec{\mathbf{E}} \text{ n'a qu'une seule composante Ey}}$

$\boxed{-\vec{\mathrm{H}} \text{ n'a qu'une seule composante Hz}}$

L'onde est dite POLARISEE dans la direction Oy (ou polarisation verticale)

Diapositive 13

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.3 Onde Plane et polarisation

Des équations de Maxwell, et de toutes ces hypothèses:

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{H}} = \vec{\mathbf{J}} + \partial\vec{\mathbf{D}} / \partial\mathbf{t}}$$

$$\vec{i}(\partial Hz/\partial y - \partial Hy/\partial z) + \vec{j}(\partial Hx/\partial z - \partial Hz/\partial x) + \vec{\mathbf{z}}(\partial\mathbf{Hy}/\partial\mathbf{x} - \partial\mathbf{Hx}/\partial\mathbf{y}) = \partial(\vec{\mathbf{i}}\mathbf{Dx} + \vec{\mathbf{j}}\mathbf{Dy} + \vec{\mathbf{z}}\mathbf{Dz})/\partial\mathbf{t}$$

$$\boxed{\text{sur } \vec{j} : -\frac{\partial\mathbf{Hz}}{\partial\mathbf{x}} = \frac{\partial\mathbf{Dy}}{\partial\mathbf{t}}} \qquad \boxed{\text{soit } : \frac{\partial\mathbf{Hz}}{\partial\mathbf{x}} = -e \times \frac{\partial\mathbf{Ey}}{\partial\mathbf{t}}}$$

$$\boxed{\text{ou } : \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{\partial\mathbf{Hz}}{\partial\mathbf{x}}\right) = -e \times \frac{\partial^2\mathbf{Ey}}{\partial\mathbf{t}^2}}$$

Diapositive 14

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.3 Onde Plane et polarisation

De même :

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{E}} = \partial \mathbf{B} / \partial \mathbf{t}}$$

$$\boxed{\vec{i}(\partial Ez/\partial y - \partial Ey/\partial z) + \vec{j}(\partial Ex/\partial z - \partial Ez/\partial x) + \vec{\mathbf{z}}(\partial \mathbf{Ey} / \partial \mathbf{x} - \partial \mathbf{Ex} / \partial \mathbf{y}) = \partial(\vec{\mathbf{i}}\mathbf{Bx} + \vec{\mathbf{j}}\mathbf{By} + \vec{\mathbf{z}}\mathbf{Bz}) / \partial \mathbf{t}}$$

$$\boxed{\text{sur } \vec{j} : \frac{\partial \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}} = -\frac{\partial \mathbf{Bz}}{\partial \mathbf{t}}}$$

$$\boxed{\text{soit } : \frac{\partial \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}} = -\boldsymbol{\mu} \times \frac{\partial \mathbf{Hz}}{\partial \mathbf{t}}}$$

$$\boxed{\text{ou } : \frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}^2} = -\boldsymbol{\mu} \times \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial \mathbf{Hz}}{\partial \mathbf{t}} \right)}$$

Diapositive 15

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.3 Onde Plane et polarisation

Avec les deux équations différentielles précédentes :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}^2} = \mu e \frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{t}^2}$$

$$\text{ou :} \frac{\partial^2 \mathbf{Hz}}{\partial \mathbf{t}^2} = \frac{1}{\mu e} \frac{\partial^2 \mathbf{Hz}}{\partial \mathbf{x}^2}$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}^2} - \mu e \frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{t}^2} = 0$$

Equation des cordes vibrantes !

Onde plane et polarisation verticale = succession d'approximations !

Diapositive 16

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.3 Onde plane et Polarisation

Equations aux dimensions :

$$\frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}^2} = \boldsymbol{\mu e} \times \frac{\partial^2 \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{t}^2}$$

$$\text{ou} : \frac{\mathbf{v}}{\mathbf{m.s}^{-2}} = \frac{1}{\boldsymbol{\mu e}} \times \frac{\mathbf{v}}{\mathbf{m}^2 \times \mathbf{m}}$$

$$\text{ou} : \frac{1}{\boldsymbol{\mu e}} = (\frac{\mathbf{m}}{\mathbf{s}})^2$$

Diapositive 17

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

<u>1.1 Théorie générale</u>

1.1.4 Comportement des milieux de propagation

En supposant que le milieu était isotrope :

$$\varepsilon' = \varepsilon + j\frac{\sigma}{\omega}$$

Nous avons écrit :

$$\mathrm{rot}\ \vec{H} = \sigma\vec{E} - j\omega\varepsilon\vec{E} = -j\omega\varepsilon' \times \vec{E}$$

Courant de conduction

Courant de déplacement

Utilisation des grandeurs relatives :

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o} \quad \text{et} \quad \varepsilon'_r = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_o} = \varepsilon_r + j\frac{\sigma}{\varepsilon_o\omega}$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o}$$

Constante diélectrique du vide :

$$\varepsilon_o = \frac{10^{-9}}{36\pi}\ \text{(F/m)}$$

Perméabilité du vide :

$$\mu_o = 4\pi\, 10^{-7}\ \text{(H/m)}$$

Diapositive 18

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.4Comportement des milieux de propagation

Dans la plupart des cas on prend : $\boxed{m = m_o \text{ donc } m_r = 1}$

On peut écrire : $\boxed{e'_r = e_r + 60\, s\, l_o}$

$$\boxed{\frac{\text{courant de conduction}}{\text{courant de déplacement}} = \frac{s}{we}} \boxed{= \frac{60 s\, l_o}{e_r}}$$

Fréquences basses ***:*** $\boxed{60\, s\, l >> e_r}$

Le courant de conduction « l'emporte » ex : le sol est un conducteur

Fréquences hautes ***:*** $\boxed{60\, s\, l << e_r}$

Le courant de déplacement « l'emporte » ex : le sol est un diélectrique

Diapositive 19

1. <u>Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre</u>

Résumé

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathrm{E}} = -\frac{d\vec{\mathbf{B}}}{d\mathbf{t}}} \qquad \boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{B}} = m_{\mathbf{o}}(\vec{\mathbf{j}} + e_{\mathbf{o}}\frac{d\vec{\mathrm{E}}}{d\mathbf{t}})}$$

$$\boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathrm{E}} = \frac{r}{e_{\mathbf{o}}}} \qquad \boxed{\mathbf{div}\ \vec{\mathbf{B}} = \vec{0}}$$

$$\boxed{\Delta\vec{\mathbf{E}} = -\frac{1}{\mathbf{c}^2}\times\frac{d^2\vec{\mathbf{E}}}{d\mathbf{t}^2}} \qquad \boxed{\Delta\vec{\mathbf{B}} = -\frac{1}{\mathbf{c}^2}\times\frac{d^2\vec{\mathbf{B}}}{d\mathbf{t}^2}}$$

$$\boxed{\mathbf{rot}\ \vec{\mathbf{H}} = s\,\vec{\mathrm{E}} - \mathbf{j}we\,\vec{\mathrm{E}} = -\,\mathbf{j}we'\times\vec{\mathrm{E}}}$$

Courant de conduction ***Courant de déplacement***

Diapositive 20

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.4 Vitesse de phase

Dérivons le terme de la phase du signal : $wt - b \times x$

$$w - b\,\frac{\partial x}{\partial t} = 0$$

$$\frac{w}{b} = \frac{\partial x}{\partial t} = n = \frac{1}{\sqrt{me}}$$

$$c^2 = \frac{1}{m \times e}$$

Vitesse de phase = vitesse de déplacement des plans d'équiphase

Dans le vide : $mo = 4p\,10^{-7}\,(\text{H/m})$

$$e\,o = \frac{10^{-9}}{36\,p}\ (\text{F/m})$$

C = 300.000 km/s

Diapositive 21

1. Transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre

1.1 Théorie générale

1.1.5 Indice de réfraction

Il est défini par :

$$h = \sqrt{e_r'} = \sqrt{e_r + j60 s l}$$

Que l'on peut écrire :

$$h = n + jX$$

$$n = \frac{\sqrt{e_r}}{\sqrt{2}}\left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{60 s l}{e_r}\right)^2}\right]^{1/2}$$

$$X = \frac{\sqrt{e_r}}{\sqrt{2}}\left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{60 s l}{e_r}\right)^2}\right]^{1/2}$$

Diapositive 22

Variation de la constante diélectriq ue et de la conductibi lité pour différents sols

A : fréquences inférieures à 30 MHz

Type de sol	ε_r limites	ε_r moyenne	σ limites	σ moyenne	f_c moyenne
Villes - régions industrielles	3 à 5	4	10^{-4} à 10^{-3}	5.10^{-4}	2 MHz
Terrains sablonneux et secs	5 à 10	8		2.10^{-3}	4 MHz
Pâturages, terrains boisés, sols argileux	10 à 15	13	2.10^{-3} à 2.10^{-2}	4.10^{-3}	5,5 MHz
Terrains humides (marécages, terrains riches)	15 à 20	16	10^{-2} à 2.10^{-2}	10^{-2}	11 MHz
Eau douce		80	10^{-3} à 2.10^{-3}	10^{-3}	200 kHz
Eau de mer		80		4,5	> 800 MHz

B : Ondes très courtes

Fréquences	Type de sol	ε_r	σ
80 à 150 MHz	terrains secs	5 à 8	4.10^{-3}
	terrains humides	15 à 20	5.10^{-3}
200 MHz	terrains secs	3 à 4	10^{-3}
	terrains humides	15 à 20	8.10^{-3}
3 000 MHz	terrains secs	2 à 5	5.10^{-3}
	terrains humides	4 à 12	0,7
	eau douce	80	2
	eau de mer	80	6

Diapositive 23

1.2.Ondes électromagnétiques dans différents milieux

1.2.1 Impédance dans les milieux diélectriques

Onde plane : $\mathbf{H_z} = \mathbf{Ho}\sin(wt - bx)$

Equation de Maxwell : $\boxed{\mathbf{rot}\,\vec{\mathbf{E}} = -\partial\vec{\mathbf{B}}/\partial\mathbf{t}}$

soit : $\boxed{\dfrac{\partial \mathbf{Ey}}{\partial \mathbf{x}} = -\mu \times \dfrac{\partial \mathbf{Hz}}{\partial \mathbf{t}}}$

L'impédance du milieu est définie par le module de Z, tel que : $\boxed{Z = \dfrac{\mathbf{Ey}}{\mathbf{Hz}} = \mu\ \dfrac{w}{b}}$

$$\boxed{\mathbf{Mod}(\mathbf{Z}) = \sqrt{\mu / e}}$$

Diapositive 24

<u>1.2.Ondes électromagnétiques dans différents milieux</u>

<u>1.2.1 Impédance dans les milieux diélectriques</u>

$mo = 4p10^{-7}$ (H/m)

$e\,o = \dfrac{10^{-9}}{36\,p}$ (F/m)

Dans le vide : $\sqrt{\mu / e} = 120\,p = 377$ ohms

Diapositive 25

<u>1.2.Ondes électromagnétiques dans différents milieux</u>

<u>1.2.2 Ondes stationnaires</u>

Onde incidente Ey inc

Onde rèfléchie Ey ref

Onde transmise Ey trans

$\boxed{\mathbf{Ey\ \ inc} = \mathbf{Eo}^{\,j(\boldsymbol{w}\mathbf{t.x}+\boldsymbol{b}\mathbf{x})}}$ $\boxed{\mathbf{Ey\ \ ref} = \mathbf{E}1^{\,j(\boldsymbol{w}\mathbf{t.x}-\boldsymbol{b}\mathbf{x}+\boldsymbol{d})}}$

Onde totale au milieu n1 : Ey = Ey inc + Ey ref

Im (Ey) avec $\boxed{d = 180° \text{ ou } 0°}$

$$\boxed{\mathrm{Im}(\ \mathbf{Ey}\ ) = (\mathbf{E}\,\mathbf{o} + \mathbf{E}1)\sin\ \boldsymbol{w}\,\mathbf{t}\cos\ \boldsymbol{b}\,\mathbf{x} + (\mathbf{E}\,\mathbf{o} - \mathbf{E}1)\cos\ \boldsymbol{w}\,\mathbf{t}\sin\ \boldsymbol{b}\,\mathbf{x}}$$

Si E1=Eo : Ey l'onde est stationnaire

Diapositive 26

1.2.Ondes électromagnétiques dans différents milieux

1.2.3 Energie et Propagation

We : Densité d'énergie électrique $\mathbf{We} = \frac{1}{2} e \mathrm{E}^2$

Wm : Densité d'énergie électrique $\mathbf{Wm} = \frac{1}{2} \mathbf{\mu H}^2$

La densité totale d'énergie électrique: We + Wm

$$\mathbf{Wtotale} = \frac{1}{2}(e\mathrm{E}^2 + \mathbf{\mu H}^2)$$

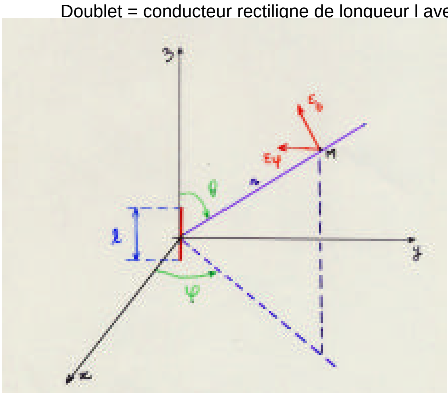
Dans le cas d'une onde plane : $\mathbf{Wtotale} = e\mathrm{E}^2$

Diapositive 27

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.1 Rayonnement du doublet électrique

Doublet = conducteur rectiligne de longueur l avec : $l << l_o$



E_r, H_r

Composantes radiales

E_q, H_q

Composantes normales

E_j, H_j

Composantes normales contenues dans un plan // à xOy

Diapositive 28

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.1 Rayonnement du doublet électrique

$$\mathbf{E}_{\mathbf{r}} = \frac{\mathbf{jIlCos}\ \theta}{2\pi\varepsilon_{\mathbf{o}}\omega\,\mathbf{r}^{3}} \times (1 - \mathbf{j}\beta\mathbf{r})\mathbf{e}^{\mathbf{j}\beta\mathbf{r}}$$

$$\mathbf{E}_{\theta} = \frac{\mathbf{jIlSin}\ \theta}{4\pi\varepsilon_{\mathbf{o}}\omega\mathbf{r}^{3}} \times (1 - \mathbf{j}\beta\mathbf{r} - \beta^{2}\mathbf{r}^{2})\mathbf{e}^{\mathbf{j}\beta\mathbf{r}}$$

$$\mathbf{E}_{\varphi} = 0 \qquad \mathbf{H}_{\theta} = 0 \qquad \mathbf{H}_{\mathbf{r}} = 0$$

$$\mathbf{H}_{\varphi} = \frac{\mathbf{IlSin}\ \theta}{4\pi\mathbf{r}^{2}} \times (1 - \mathbf{j}\beta\mathbf{r})\mathbf{e}^{\mathbf{j}\beta\mathbf{r}}$$

Diapositive 29

<u>1.3 Antenne doublet et source isotrope</u>

1.3.2 Champ à grande distance

Loin de l'antenne, $\frac{1}{l_o r}$ Devient prépondérant

$$E_q = \frac{-j60\ Il}{l} \times \frac{e^{jbr}}{r} \mathrm{Sin}\ q$$

$$H_j = \frac{-jIl}{2l} \times \frac{e^{jbr}}{r} \mathrm{Sin}\ q$$

Remarque : notion d'impédance $\frac{\mathrm{Mod}\ \vec{E}}{\mathrm{Mod}\ \vec{H}} = \frac{E_q}{H_j} = 120\ p$

Diapositive 30

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.2 Champ à grande distance

$$\mathbf{E}_{q} = \frac{-\mathbf{j}60\ \mathbf{Il}}{l} \times \frac{\mathbf{e}^{\mathbf{j}b\mathbf{r}}}{\mathbf{r}} \mathbf{Sin}\ q$$

$$\mathbf{H}_{j} = \frac{-\mathbf{jIl}}{2\ l} \times \frac{\mathbf{e}^{\mathbf{j}b\mathbf{r}}}{\mathbf{r}} \mathbf{Sin}\ q$$

Les champs E et H sont en phase et perpendiculaires entre eux

Le champ rayonné à grande distance du doublet a une structure analogue à celle d’une onde plane

Il existe un affaiblissement géométrique de l’onde en 1/r

Diapositive 31

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.3 Puissance rayonnée par le doublet

$$\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H}$$

Energie par surface

$$\mathbf{Mod}(\vec{S}) = \frac{\mathbf{E}^2}{240\pi}(\mathbf{Wb/m})$$

$$\mathbf{Mod}\,(\vec{S}) = 15\pi\,\frac{\mathbf{I}^2\mathbf{l}^2}{\lambda^2\mathbf{r}^2} \times \mathbf{Sin}^2\theta$$

A travers une surface de rayon r :

$$\mathbf{P} = \iint \mathbf{S} \times \mathbf{r}^2 \mathbf{Sin}(\theta)\,\mathbf{d}\theta\,\mathbf{d}\varphi$$

Diapositive 32

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.3 Puissance rayonnée par le doublet

A travers une surface de rayon r :

$$\mathbf{P} = 120\pi \times \frac{\mathbf{I}^2 \mathbf{l}^2}{\lambda^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \mathbf{d}\varphi \int_0^{\frac{\pi}{2}} \mathbf{Sin}^3(\theta)\mathbf{d}\theta$$

$$\boxed{\mathbf{P} = 40\pi^2 \frac{\mathbf{l}^2}{\lambda^2} \mathbf{I}^2}$$

Diapositive 33

1.3 Antenne doublet et source isotrope

1.3.4 Source Isotrope

C'est une source ponctuelle, dont le rayonnement est identique dans toutes les directions.

A une distance r :

$$\mathbf{P_u} = \frac{\mathbf{P}}{4p\mathbf{r}^2}$$

Puissance par unité de surface

Si r est grand, l'onde est plane

$$\mathbf{P_u} = \frac{\mathbf{E_o}^2}{240\,p}$$

$$\mathbf{E_o} = \frac{\sqrt{60\mathbf{P}}}{\mathbf{r}}$$

Diapositive 34

<u>1.3 Antenne doublet et source isotrope</u>

Remarque: Cas du doublet

Nous avons vu dans le cas du doublet : $\mathbf{E}_{q} = \frac{-\,\mathrm{j}60\mathbf{Il}}{l} \times \frac{\mathbf{e}^{\mathrm{j}b\mathbf{r}}}{\mathbf{r}}\mathbf{Sin}\,q$

Avec $\mathbf{P} = 40p^{2}\frac{\mathbf{l}^{2}}{l^{2}}\mathbf{I}^{2}$

Si $q = \frac{p}{2}$ Le champ est alors maximum :

$$\mathbf{E}_{\max} = \frac{3\sqrt{10\mathbf{P}}}{\mathbf{r}}$$

Diapositive 35

1.Transmission des Ondes électromagnétiques :RESUME

1.Notion d'onde plane est une approximation, loin de la source; sinon onde sphérique

2.La puissance OEM rayonnée à travers une surface = flux du vecteur de Poynting à travers cette surface : S = E^H

3.Le doublet engendre un champ défini tel que :

$\boxed{\vec{E} : \textbf{champ électrique}}$ $\boxed{\vec{H} : \textbf{champ magnétique}}$

-E et H sont en phase, perpendiculaire entre eux et à la direction de propagation

-L'intensité de E et H est maximum, dans la direction perpendiculaire au doublet

$\boxed{\vec{E} : \textbf{champ électrique}}$ et puissance d'alimentation sont liés par :

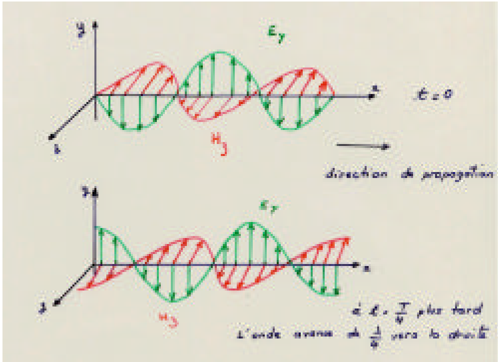
$$\boxed{\mathbf{E_o} = \frac{3\sqrt{10\mathbf{P}}}{\mathbf{r}} \mathbf{Sin}\, q}$$

Diapositive 36

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.1 Introduction

2.1.1 Onde plane



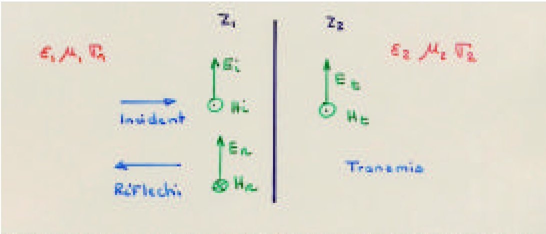
Diapositive 37

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.1 Introduction

2.1.2 Incidence normale

Trajet d'une onde passant d'un milieu 1 (impédance Z1) à un milieu 2 (impédance Z2) :



$$E_t = E_i + E_r \text{ et } H_t = H_i + H_r$$

Milieu 1 : $Z_1 = \dfrac{E_i}{H_i} = -\dfrac{E_r}{H_r}$ Inversion de propagation

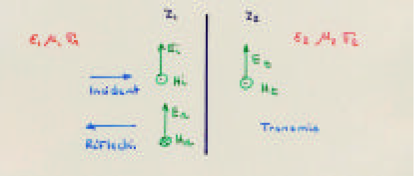
Milieu 2 : $Z_2 = \dfrac{E_t}{H_t}$

Diapositive 38

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.1 Introduction

2.1.2 Incidence normale



$$H_t = \frac{E_i}{Z_1} - \frac{E_r}{Z_1} = \frac{E_t}{Z_2}$$

Soit : $$E_t = \frac{Z_2}{Z_1} \times E_i - \frac{Z_2}{Z_1} \times E_r \qquad (1)$$

et : $$\frac{Z_2}{Z_1} E_t = \frac{Z_2}{Z_1} \times E_i + \frac{Z_2}{Z_1} \times E_r \qquad (2)$$

Diapositive 39

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.1 Introduction

2.1.2 Incidence normale

(1)+(2) $$E_t = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \times E_i$$

(1)-(2) $$E_r = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \times E_i$$

En en déduit le coefficient de transmission: $$T = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Et le coefficient de réflexion : $$r = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

c

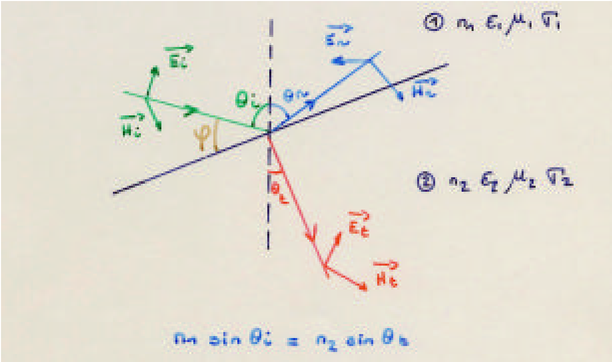
Diapositive 40

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.1 Onde Incidente à Polarisation Verticale

E incident se trouve dans le plan vertical d'incidence



Diapositive 41

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.1 Onde Incidente à Polarisation Verticale

Il y a 3 conditions aux limites :

1.Continuité de la composante TANGENTIELLE de : $\boxed{\vec{\mathbf{E}} : \textbf{champ électrique}}$

$$\boxed{(\mathbf{E_i} - \mathbf{E_r})\mathbf{Cos}\, q_\mathbf{i} = \mathbf{E_t} \times \mathbf{Cos}\, q_\mathbf{t}}$$

2.Continuité de la composante TANGENTIELLE de : $\boxed{\vec{\mathbf{H}} : \textbf{champ magnétique}}$

$$\boxed{(\vec{\mathbf{H}}_\mathbf{i} + \vec{\mathbf{H}}_\mathbf{r}) = \vec{\mathbf{H}}_\mathbf{t}}$$

3.Continuité de la composante NORMALE de : $\boxed{\vec{\mathbf{D}} : \textbf{induction électrique}}$

$$\boxed{e_1(\mathbf{E_i} - \mathbf{E_r})\mathbf{Sin}\, q_\mathbf{i} = e_2 \times \mathbf{E_t} \times \mathbf{Sin}\, q_\mathbf{t}}$$

Diapositive 42

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.1 Onde Incidente à Polarisation Verticale

Coefficient de réflexion électrique

$$\boxed{\mathbf{R_v} = \frac{\mathbf{E_r}}{\mathbf{E_i}} = \frac{\mathbf{n_2 Cos}\ \theta_\mathbf{i} - \mathbf{n_2 Cos}\ \theta_\mathbf{t}}{\mathbf{n_2 Cos}\ \theta_\mathbf{i} + \mathbf{n_1 Cos}\ \theta_\mathbf{t}}}$$

Coefficient de réfraction électrique

$$\boxed{\mathbf{T_v} = \frac{\mathbf{E_t}}{\mathbf{E_i}} = \frac{\mathbf{n_1}}{\mathbf{n_2}}(1 + \mathbf{R_v})}$$

Coefficient de réflexion magnétique

$$\boxed{\mathbf{R'_v} = \frac{\mathbf{H_r}}{\mathbf{H_i}} = \mathbf{R_v}}$$

Coefficient de réfraction magnétique

$$\boxed{\mathbf{T'_v} = \frac{\mathbf{H_t}}{\mathbf{H_i}} = 1 + \mathbf{R_v}}$$

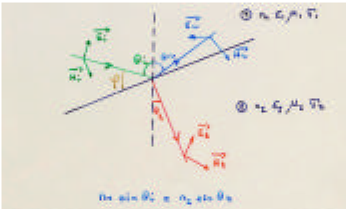
Diapositive 43

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.1 Onde Incidente à Polarisation Verticale

Il est intéressant d'exprimer Rv en fonction de l'angle $\boxed{j}$



$$\mathbf{Rv} = \frac{\frac{e_1}{e_2}\,\mathbf{Sin}\, j - \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}{\frac{e_1}{e_2}\,\mathbf{Sin}\, j + \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}$$

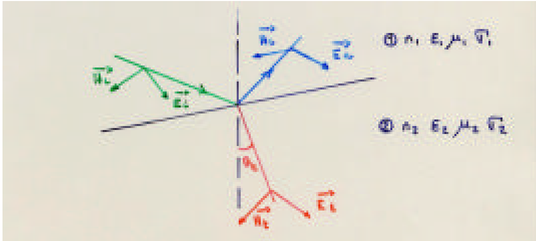
Diapositive 44

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.2 Onde Incidente à Polarisation Horizontale

E incident se trouve dans un plan horizontal parallèle
au plan d' d'incidence



Diapositive 45

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.2 Onde Incidente à Polarisation Horizontale

E incident se trouve dans un plan horizontal parallèle au plan d' d'incidence

1.Continuité de la composante TANGENTIELLE de : $\vec{E}$: **champ électrique**

$$\boxed{(\vec{E}_i + \vec{E}_r) = \vec{E}_t}$$

2.Continuité de la composante TANGENTIELLE de : $\vec{H}$: **champ magnétique**

$$\boxed{(H_i - H_r)\mathrm{Cos}\, q_i = H_t \times \mathrm{Cos}\, q_t}$$

3.Continuité de la composante NORMALE de : $\vec{B}$: **induction magnétique**

$$\boxed{m_1 (H_i + H_r)\mathrm{Sin}\, q_i = m_{2\times} H_t \times \mathrm{Sin}\, q_r}$$

Diapositive 46

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.2 Onde Incidente à Polarisation Horizontale

Coefficient de réflexion électrique

$$\boxed{\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{E}_{\mathbf{r}}}{\mathbf{E}_{\mathbf{i}}} = \frac{\mathbf{n}_1 \mathbf{Cos}\ q_{\mathbf{i}} - \mathbf{n}_2 \mathbf{Cos}\ q_{\mathbf{t}}}{\mathbf{n}_1 \mathbf{Cos}\ q_{\mathbf{i}} + \mathbf{n}_1 \mathbf{Cos}\ q_{\mathbf{t}}}}$$

Coefficient de réfraction électrique

$$\boxed{\mathbf{T}_{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{E}_{\mathbf{t}}}{\mathbf{E}_{\mathbf{i}}} = 1 + \mathbf{R}_{\mathbf{H}}}$$

Coefficient de réflexion magnétique

$$\boxed{\mathbf{R}'_{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{H}_{\mathbf{r}}}{\mathbf{H}_{\mathbf{i}}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}}}$$

Coefficient de réfraction magnétique

$$\boxed{\mathbf{T}'_{\mathbf{v}} = \frac{\mathbf{H}_{\mathbf{t}}}{\mathbf{H}_{\mathbf{i}}} = \frac{\mathbf{n}_2}{\mathbf{n}_1}(1 + \mathbf{R}_{\mathbf{H}})}$$

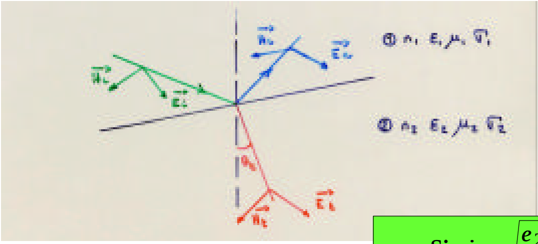
Diapositive 47

2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques

2.2 Réflexion et Réfraction

2.2.2 Onde Incidente à Polarisation Horizontale

Il est intéressant d'exprimer Rh en fonction de l'angle $\boxed{j}$



$$\mathbf{Rh} = \frac{\mathbf{Sin}\, j - \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}{\mathbf{Sin}\, j + \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}$$

Diapositive 48

<u>2.Réflexion,Réfraction des ondes électromagnétiques</u>

2.2 Réflexion et Réfraction

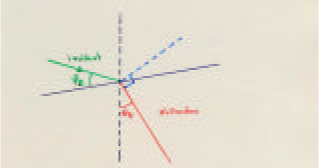
2.2.3 Incidence Brewstérienne

D.Brewster : Physicien écossais (1781-1868), c'est le premier à avoir rassembler les lois de la polarisation par réflexion; c'est l'inventeur du kalëidoscope et découvrit les raies telluriques du spectre solaire en 1834 !

Il existe un angle particulier, en polarisation verticale tel que :

$$\boxed{q_{\mathbf{i}} + q_{\mathbf{t}} = \frac{p}{2}}$$

$$\boxed{\mathbf{R_v} = \frac{\mathbf{E_r}}{\mathbf{E_i}} = 0}$$



Il n'y a **plus de rayon réfléchi** et le rayon réfracté est perpendiculaire à la direction fictive du rayon réfléchi.

Diapositive 49

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.1 Prédiction sur terrain plat

Le champ électrique est la somme :

-d'un champ direct (espace libre) pris comme référence

$\vec{E}_o$: **champ électrique**

-d'un champ réfléchi, qui va dépendre du coefficient de réflexion du terrain (nature du sol, humidité…) :

$\vec{E}r$: **champ réfléchi**

1.possédant une amplitude (dépend de la distance et de Rv ou Rh)

2.possédant une phase différente de Eo (différence de trajet et argument du coefficient de réflexion)

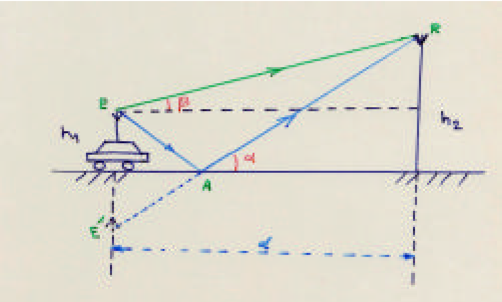
$$\Delta\Phi = \frac{4 p\, \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2}{l\, \mathbf{d}}$$

$$\mathbf{R}\ \mathbf{v}\,(e\,'_{\mathbf{r}}\,, j\ )$$

Diapositive 50

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.1 Prédiction sur terrain plat



-Trajet de l'onde **directe** (espace libre) : ER

-Trajet de l'onde **réfléchie**, qui va dépendre du coefficient de réflexion du terrain (nature du sol, humidité…) :EA+ER=E'A+AR

Diapositive 51

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.1 Prédiction sur terrain plat

-Trajet de l'onde **directe** (espace libre) : ER

$$\mathbf{ER} = \frac{\mathbf{d}}{\mathbf{Cos}\ b} = \mathbf{d} \times \sqrt{1 + \frac{(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_2)^2}{\mathbf{d}^2}}$$

-Trajet de l'onde **réfléchie** E'R

$$\mathbf{E'R} = \mathbf{d} \times \sqrt{1 + \frac{(\mathbf{h}_2 - \mathbf{h}_1)^2}{\mathbf{d}^2}}$$

-La différence de trajet vaut :

$$\Delta\mathbf{d} = \mathbf{d} \times \left(\sqrt{1 + \frac{(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_2)^2}{\mathbf{d}^2}} - \sqrt{1 + \frac{(\mathbf{h}_2 - \mathbf{h})^2}{\mathbf{d}^2}}\right)$$

Diapositive 52

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.1 Prédiction sur terrain plat

En pratique, h1 et h2 << d :

$$\boxed{\Delta \mathbf{d} \approx \frac{1}{2\mathbf{d}} \times [(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_2)^2 - (\mathbf{h}_2 - \mathbf{h}_1)^2]}$$

$$\boxed{\Delta \mathbf{d} \approx \frac{2\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2}{\mathbf{d}}}$$

-La différence de phase vaut $\boxed{\Delta\Phi \approx \frac{4\, p\, \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2}{l\, \mathbf{d}}}$

Diapositive 53

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.2 Point de réflexion en A

Le sol est caractérisé par : e'_r : constante diélectrique

s : conductibilité

Dépend de la polarisation !

$$Rv = \frac{\frac{e_1}{e_2}\,\mathbf{Sin}\,j - \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}{\frac{e_1}{e_2}\,\mathbf{Sin}\,j + \sqrt{\frac{e_2}{e_1} - \mathbf{Cos}^2 j}}$$

$$E_r = E_o\,(1 + R_v\, e^{j\Delta\Phi})$$

Diapositive 54

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.3 Cas général : approximation sur Rv

Avec l'approximation, Rv = -1 en polarisation verticale :

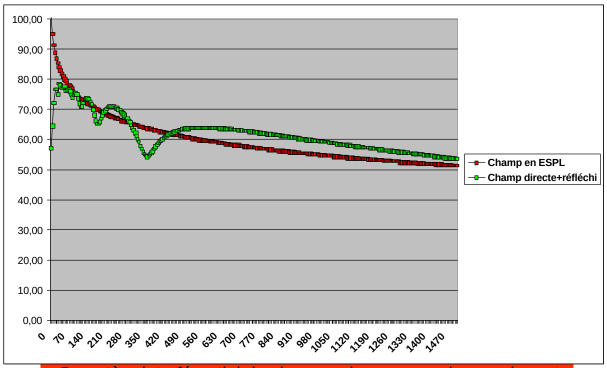
$$\frac{E}{E_o} = 2 \,\mathrm{Sin} \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}$$

Equation mettant en évidence le caractère interférentiel du champ qui passe par des maxima et des minima d'autant plus espacés que la distance augmente !

Diapositive 55

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.3 Cas général : Champ en dBµV/m à 900 Mhz pour h1=30m et h2=2m



Caractère interférentiel du champ qui passe par des maxima et des minima d'autant plus espacés que la distance augmente !

Diapositive 56

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.4 Etude sans approximation

$\boxed{ER = r_1}$ et $\boxed{EA + ER = r_2}$

Alors : $\boxed{r_1 = \frac{d}{\cos b}}$ $\boxed{r_2 = \frac{d}{\cos a}}$

$\boxed{b = \mathrm{Arctg}\left(\frac{h_b - h_m}{d_1}\right)}$ $\boxed{a = \mathrm{Arctg}\left(\frac{h_b + h_m}{d_1}\right)}$

Le champ émis par un doublet étant : $\boxed{E = \frac{3\sqrt{10\,P}}{r} = \frac{E_o}{r}}$

Diapositive 57

3. <u>Prédiction de l'Atténuation de Propagation</u>

3.4 Etude sans approximation

A la station de base, il y a réception d'un champ directe et d'un champ réfléchi :

$$\mathbf{Edirecte} = \frac{\mathbf{E_o}}{\mathbf{r_1}} \mathbf{Cos}(b) \times \mathbf{e}^{\mathbf{jkr}_1}$$

$$\mathbf{Eréfléchi} = \frac{\mathbf{E_o}}{\mathbf{r_2}} \mathbf{Cos}(a) \times \mathbf{e}^{\mathbf{jkr}_2}$$

Si à la station de base, l'antenne est un doublet :

$$\mathbf{E_{total}} = \frac{\mathbf{E_o}}{\mathbf{r_1}} \mathbf{Cos}^2(b) \times \mathbf{e}^{\mathbf{jkr}_1} + \frac{\mathbf{E_o}}{\mathbf{r_2}} \mathbf{R_v} \times \mathbf{Cos}^2(a)\, \mathbf{e}^{\mathbf{jkr}_2}$$

Diapositive 58

Soit en fonction de d :

$$E_{total} = \frac{E_o}{d}[\,\mathrm{Cos}^3(b) \times e^{jkr_1} + R_v \times \mathrm{Cos}^3(a)\, e^{jkr_2}\,]$$

$$Rv = \frac{e'_r \,\mathrm{Sin}\, a - \sqrt{e'_r - \mathrm{Cos}^2 a}}{e'_r \,\mathrm{Sin}\, a + \sqrt{e'_r - \mathrm{Cos}^2 a}}$$

$$e'_r = e_r + j60 s\, l$$

Ces résultats ‘simplifiés’ restent valables tant que l’onde d’espace existe seule et que les hauteurs des aériens sont telles que :

$$h_b + h_m > \frac{2l}{pz}$$

$$z = \mathrm{Mod}\left(\frac{\sqrt{e'_r - \mathrm{Cos}\, a^2}}{e'_r}\right)$$

Validité de l’optique géométrique ! (Boudouris et propagation troposphérique)

Diapositive 59

Remarque 1: Sans aucune approximation, il existe un terme supplémentaire: W

$$E_{total} = \frac{E_o}{r_1} Cos^2(b) \times e^{jkr_1} + \frac{E_o}{r_2} R_v \times Cos^2(a) e^{jkr_2} + \frac{Eo}{r_2}(1 - R_v) W \times e^{jkr_2}$$

$$W = 1 - 2\sqrt{\mathbf{V}} \times \mathbf{e}^{-\mathbf{V}} \int_{\mathbf{j}\infty}^{\sqrt{\mathbf{V}}} \mathbf{e}^{\mathbf{x}^2} \mathbf{dx}$$

$$\mathbf{V} = \frac{4r}{(1 - \mathbf{R_v})^2}$$

Remarque 2: Ces résultats sont valables, à condition que :

$$h_b + h_m < 0{,}2\mathbf{d}$$

Diapositive 60

$$W = 1 - 2\sqrt{\mathbf{V}} \times \mathbf{e}^{-\mathbf{V}} \int_{\mathbf{j}\infty}^{\sqrt{\mathbf{V}}} \mathbf{e}^{\mathbf{x}^2}\,\mathbf{dx}$$

$$\mathbf{V} = \frac{4r}{(1 - \mathbf{R_V})^2}$$

Avec la ‘distance numérique’ :

$$r = \frac{\mathbf{jkr}_2}{2} \times \frac{e'_{\mathbf{r}} - \mathbf{Cos}^2 a}{e'^{\,2}_{\mathbf{r}}}$$

Lorsque les aériens ont une hauteur négligeable (hb et hm) vis à vis de la longueur d’onde(radiodiffusion, pour de courtes distances influence de l’ionosphère négligée),toutes ces formules se simplifient : $a = b = 0 \text{ et } \mathbf{R_V} = -1$

La composante du champ électrique se réduit à :

$$\mathbf{E} = \frac{2\,\mathbf{E_o}}{\mathbf{d}} \times \mathbf{e}^{\mathbf{jkd}}\ \mathbf{W}$$

L’onde est dite « de surface ».

Diapositive 61

3.4 Propagation sans approximation :RESUME

1.Le Sol génère une onde dite réfléchie,et une onde de surface dont l'existence est ignorée par l'optique géométrique mais qui dans le cas de la radiodiffusion renforce considérablement la valeur du champ électrique.

$$E_{total} = \frac{E_o}{r_1} Cos^2(b) \times e^{jkr_1} + \frac{E_o}{r_2} R_v \times Cos^2(a) e^{jkr_2} + \frac{Eo}{r_2}(1 - R_v) W \times e^{jkr_2}$$

Onde d'espace

Onde de surface

2.L'ensemble de l'onde d'espace et de l'onde de surface constitue l'onde de Sol.

Diapositive 62

3.4 Propagation sans approximation : Conditions de validité !

1.Aériens émetteur et récepteur sont suffisamment surélevés : $h_b + h_m > \frac{2\lambda}{\pi z}$

2.Distance émetteur-récepteur assez petite par rapport à la surface de la terre (courbure de la terre négligée !)

$$d_L = \frac{80}{\sqrt[3]{f}}$$

3.Surface du sol suffisamment régulière, assimilable à un plan (critère de Rayleigh défini après).

4.Sol et Troposphère supposés homogènes.

C'est surtout la condition 1 qui est limitative car elle impose une condition sur le milieu de propagation et les hauteurs des antennes !

Diapositive 63

3.4 Propagation sans approximation : Conditions de validité !

Polarisation
Horizontale !

Diapositive 64

3. <u>Prédiction de l'Atténuation de Propagation</u>

3.5 Critère de Rayleigh

Prise en compte des irrégularités, à condition que celles-ci soient de dimension importantes par rapport à la longueur d'onde su signal !

Si h > h rayleigh, il y a : Déplacement du point de réflexion et le trajet de l'onde est raccourcie de 2 AH.

$$\mathbf{h_r} = \frac{\lambda \mathbf{d}}{16 \mathbf{Sin}\alpha} = \frac{\lambda \mathbf{d}}{16(\mathbf{h_b} + \mathbf{h_m})}$$

Ex : Si d=30 km h=20m et F=3000 Mhz alors $\mathbf{h_r} = ?$

Diapositive 65

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.6 Modèle Théorique simple

Hypothése : 1 réflexion simple, le champ s'écrit

$$\boxed{\mathbf{E} = \mathbf{E}_{\mathbf{o}} \times (1 + \mathbf{R}_{\mathbf{v},\mathbf{h}}\, \mathbf{e}^{\mathbf{j}\Delta f})}$$

$$\boxed{\Delta f = \frac{4 p\, \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2}{l\, \mathbf{d}}}$$

En ESPL, la puissance reçue Pr est fonction de la puissance transmise Pt :

$$\boxed{\mathbf{P}_{\mathbf{r}} = \frac{\mathbf{Mod}(\mathbf{E})^2}{2 h_{\mathbf{o}}} = \mathbf{P}_{\mathbf{t}} \times \left(\frac{l}{4 p \mathbf{d}}\right)^2}$$

$$\boxed{\mathbf{P}_{\mathbf{r}} = \mathbf{P}_{\mathbf{t}} \times \left(\frac{l}{4 p \mathbf{d}}\right)^2 \times \mathbf{Mod}(1 - \mathbf{Cos}\Delta j - \mathbf{jSin}\Delta j)}$$

Diapositive 66

$$\mathbf{P_r} = \mathbf{P_t} \times \left(\frac{l}{4p\mathbf{d}}\right)^2 \times (\Delta j)^2 = \mathbf{P_t}\left(\frac{\mathbf{h}_1\mathbf{h}_2}{\mathbf{d}^2}\right)^2$$

Formule imparfaite !

1.Atténuation en fonction de la distance est de 40dB/décade (12dB/octave)

2.En doublant la hauteur de la station de base, on a un gain de 6dB

3.L'atténuation n'est pas fonction de la fréquence : totalement faux

Diapositive 67

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.7 Modèle par transition de milieu

Modèle valable seulement sur terrain régulier !

Nécessite d'avoir par des mesures :

-1.La puissance Pro reçues à une distance de 1600 m

-2.La pente d'atténuation du milieu considéré.

La puissance du champ reçu peut s'écrire : $\mathbf{P_r} = \mathbf{P_{ro}} \times (\frac{\Gamma}{\Gamma_\mathbf{o}})^{-a} \times (\frac{\mathbf{f}}{\mathbf{f_o}})^{-2} \times b_\mathbf{o}$

MAIS !

1.Difficile d'avoir la valeur de champ à 1600m (infrastructures urbaines) correction avec multiplication par une constante

2.Fréquence > 300 Mhz, pour que la longueur d'onde soit faible// taille des infrastructures urbaines (réflexion multiple).

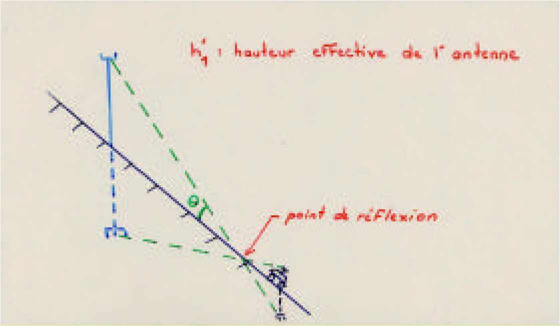
3.Nécessité d'avoir le champ dans différents milieux : quasi ESPL, urbain, suburbain… .

Diapositive 68

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.8 Modèle par transition sur terrain irrégulier

Nous prenons en compte le relief du terrain ou se déplace un mobile; introduction de la hauteur effective de l'antenne :



h'1 = hauteur au-dessus du point de réflexion spéculaire

Diapositive 69

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.8 Modèle par transition sur terrain irrégulier

Modèle prenant en compte la réflexion sur le sol, qui absorbe une grande partie de l'énergie, en prenant en compte le relief du terrain ou de déplace un mobile.

$$\mathbf{P_r} = \mathbf{P_t}\left(\frac{\mathbf{h'_1 h_2}}{\mathbf{d^2}}\right)^2$$

h'1: hauteur effective de l'antenne !

Remarque 1: En fonction du relief, h'1 peut être plus petite ou plus grande que la hauteur de la station de base !

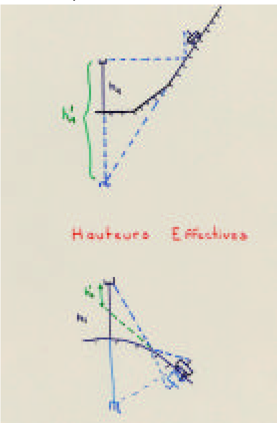
Remarque 2: En fonction du relief, on prend le point le plus prés de la station mobile pour la prise en compte de la réflexion.

Diapositive 70

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.8 Modèle par transition sur terrain irrégulier

Exemples de différentes hauteurs effectives de l'antenne !

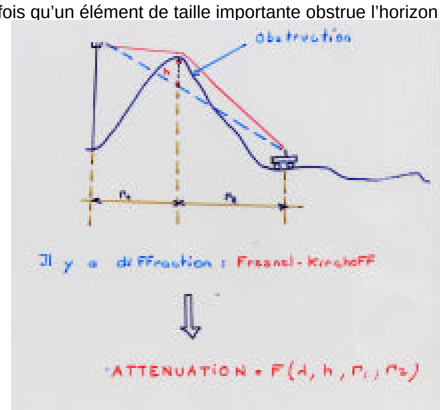


Diapositive 71

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.9 Réflexion diffuse

A chaque fois qu'un élément de taille importante obstrue l'horizon radioélectrique



Diapositive 72

3. **Prédiction de l'Atténuation de Propagation**

3.9 Réflexion diffuse

Utilisation de la diffraction de Fresnel-Kirchoff, l'atténuation dépend de plusieurs distances, de la hauteur de l'obstacle et de la fréquence.

$$n = -\mathbf{h} \times \sqrt{\left(\frac{1}{\mathbf{r}_1} + \frac{1}{\mathbf{r}_2}\right) \times \frac{2}{l}}$$

Pour une double arête, on détermine les éléments de chacune d 'elle et on somme les atténuations.

Diapositive 73

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.9 Réflexion diffuse : Fresnel-Kirchoff

Si $0 \leq n < 1$ alors $\mathbf{Att} = 20 \ \mathbf{Log}\ (0,5 + 6,2n)$

Si $-1 \leq n < 0$ alors $\mathbf{Att} = 20 \ \mathbf{Log}\ (0,5 \times \mathbf{e}^{0,95n})$

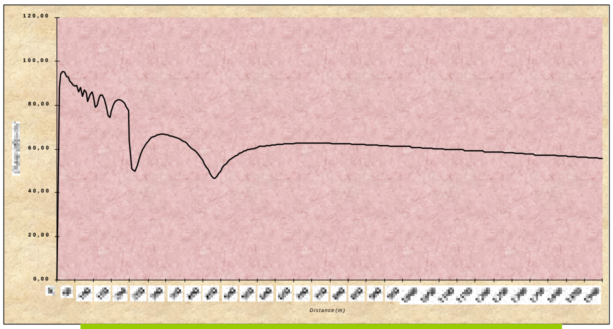
Si $-2,4 \leq n < -1$ $\mathbf{Att} = 20 \ \mathbf{Log}\ (0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,1n + 0,38)^2})$

Si $n < -2,4$ alors $\mathbf{Att} = 20 \ \mathbf{Log}\ (-\frac{0,225}{n})$

Diapositive 74

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.9 Réflexion diffuse : Fresnel-Kirchoff



Diffraction pour une hauteur d'obstacle de 3m à une distance de 200m à 900 Mhz, pour une hauteur de station de base de 15 m et une hauteur du mobile de 5m.

Diapositive 75

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation

3.10 Atténuation due au Feuillu

L'atténuation provoquée dépend de :

1. La fréquence
2. type d'arbre
3. la saison
4. la hauteur des arbres et de l'épaisseur du feuillage
5. la distance entre les antennes et l'arbre
6. la polarisation

Diapositive 76

3. **Prédiction de l'Atténuation de Propagation**

3.10 Atténuation due au Feuillu

Modèle de Weissberger

$$14\,\mathbf{m} \leq \mathbf{dFeuillu} < 400\,\mathbf{m}$$

$$\mathbf{Att} = 1{,}33 \times \mathbf{f}^{\,0{,}284} \times \mathbf{dFeuillu}^{\,0{,}588}$$

$$0 \leq \mathbf{dFeuillu} < 14\,\mathbf{m}$$

$$\mathbf{Att} = 0{,}45 \times \mathbf{f}^{\,0{,}284} \times \mathbf{dFeuillu}$$

Fréquence en Ghz- dFeuillu en mètre

Perte moyenne à 30 Mhz est de l'ordre de 2 à 3 dB en polarisation V, et de 5 à 10 dB (!) à 100 Mhz.

Diapositive 77

3. <u>Prédiction de l'Atténuation de Propagation</u>

3.10 Atténuation due au Feuillu

Si les arbres isolés n’ont pas beaucoup d’influence, les forêts doivent être traitées comme des obstacles en prenant en compte la hauteur moyenne des arbres !

Diapositive 78

3. Prédiction de l'Atténuation de Propagation: Conclusion

1.Les modèles par transition de milieux sont ‘imparfaits’ car ils fournissent une prédiction avec un écart type d’environ 10 à 12 dB.

2.Pour les réseaux cellulaires, cette incertitude est trop importante : introduction des modèles point à point qui nécessitent l’utilisation de base de données géographiques

3.La prédiction de l’atténuation sur des terrains non plat impose de réaliser des coupes de terrain, en chaque point de calcul.

Diapositive 79

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.1 Espace Libre

On suppose que le milieu est homogène et isotrope :

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

G_e Gain à l'émission

$G\mathbf{r}$ Gain à la réception

L'atténuation en dB (Pe/Pr) est donné par :

$$\mathbf{Att}_{\mathbf{ESPL}} = 20\ \mathbf{Log}(\mathbf{F}) + 20\ \mathbf{Log}(\mathbf{d}) + 32{,}45$$

Avec F: fréquence en Mhz d:distance en Km

AN: à 900 Mhz avec d=1km l'atténuation en espace libre vaut 91,5 dB

Diapositive 80

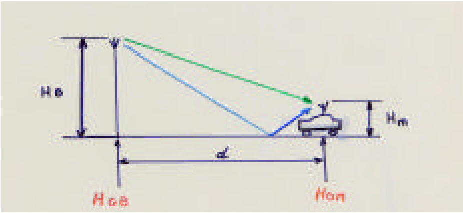
4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.2 Terre plate

On suppose que :

1.Onde à la réception= onde directe+onde réfléchie

2.Terre de conductivité finie



$$Att = 120 - 20\ \mathbf{Log}\ (X) + 40\ \mathbf{Log}\ (d)$$

Avec d:distance en Km

Si $H_{GB} - H_{GM} \geq 0$ $X = [(H_{GB} - H_{GM}) + H_B] \times Hm$

Sinon $X = [(H_{GM} - H_{GB}) + H_B] \times H_B$

Diapositive 81

4. <u>Comparaison des différents modèles de Propagation</u>

4.3 Bullington

La sphéricité de la terre provoque une atténuation supplémentaire si :

$$\mathbf{d} > \mathbf{d}_{\mathbf{L}} = \frac{80}{\sqrt[3]{\mathbf{F}\ (\mathbf{Mhz})}}$$

Calcul du champ en terre plate + Atténuation de sphéricité

Domaine de validité :

$$\mathbf{F} > 30\ \mathbf{Mhz}$$

Diapositive 82

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.4 Egli

Modèle issu de mesures de fréquence allant de 90 Mhz à 1Ghz

On suppose que la hauteur moyenne du mobile est de 1,5m

$$\mathbf{Att}_{\mathbf{EGLI}} = 139,1 - 20\ \mathbf{Log}(\mathbf{h}_{\mathbf{b}}) + 40\ \mathbf{Log}(\mathbf{d})$$

d:distance en Km

AN: pour d=1km et h=30m l'atténuation vaut 109 dB

Diapositive 83

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.5 Carey

Trois hypothèses :

1. La hauteur de l'antenne mobile est de 1,80 m
2. La hauteur de la station de base est de 30 à 1500 m
3. La distance entre Rx-Tx d est inférieure à 130 km

Si $8\mathbf{km} \leq \mathbf{d} < 48\mathbf{km}$

$$\mathbf{Att}_{\mathbf{CAREY}} = 110,7 - 19,1\,\mathbf{Log}(\mathbf{h}_{\mathbf{b}}) + 55\,\mathbf{Log}(\mathbf{d})$$

Si $48\mathbf{km} \leq \mathbf{d} < 96\mathbf{km}$

$$\mathbf{Att}_{\mathbf{CAREY}} = 91,8 - 18\,\mathbf{Log}(\mathbf{h}_{\mathbf{b}}) + 66\,\mathbf{Log}(\mathbf{d})$$

Diapositive 84

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.6 Tech-Note 101

C'est un traité de propagation.

Les bases de calcul prennent en compte:

1. Le profil de terrain
2. La réflexion de type Fresnel Kirschoff
3. Les arrêtes de couteau + des extensions

Ses principes ont servis à élaborer les modèles de Longley-Rice et TIREM

Diapositive 85

4. **Comparaison des différents modèles de Propagation**

4.7 Longley-Rice

Modèle très complet tenant compte des données de :

-Fréquence

-Polarisation

-Distance

-Hauteur par rapport au sol

-Réfraction à la surface

-Rayon de courbure

-constante du sol :

mais aussi : $\boxed{e\ ,\ s}$

-hauteur effective

-distance d'horizon des antennes

-l'irrégularité du terrain

Diapositive 86

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.7 Longley-Rice

L'intérêt de ce modèle : calcul de la prédiction de la variation du signal

Quatre mode de variations sont définis afin d'obtenir un intervalle de confiance

Mode 3 : Intervalle de confiance de 4dB pour $\boxed{\Delta h}$ de 0 à 5m.

Mode 4 : Temps/positionnement = 50 % avec un intervalle de confiance de 9dB pour $\boxed{\Delta h}$ de 0 à 5m.

Remarques : De faibles variations sur les hauteurs (<10m) ont un impact IMPORTANT sur les prédictions de la variation.

Diapositive 87

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.8 T.I.R.E.M

Terrain Integrated Rough Earth Model : développé par l'ECAC

Ce modèle fonctionne en 3 étapes:

1.Ananlyse du Profil

2.Détermination des paramètres (radio-horizon,hauteur effective, taux de dégagement de Fresnel)

3.Choix du mode de propagation

ESPL, terre rugueuse, diffraction simple, diffraction terre rugueuse, diffusion troposphérique,… .

Diapositive 88

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.9 OKUMURA et HATA

C'est un modèle se présentant sous forme d'abaques issues de mesures réalisées au Japon par Y.Okumura, Eiji Ohmori, T.Kawano et K.Fukuda

Ces meures ont été réalisées :

- -à différentes fréquences (de 200 Mhz à 1920 Mhz)
- -à différentes hauteurs d'émission et de réception
- -dans des milieux différents(urbain, sub-urbain, quasi-ouvert)

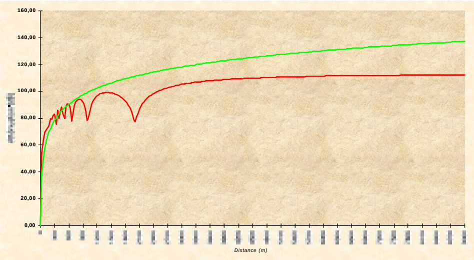
Domaine de validité :

$$150\ \mathbf{Mhz} \leq \mathbf{F} \leq 1.5\ \mathbf{Ghz}$$
$$1\ \mathbf{km} \leq \mathbf{d} \leq 20\ \mathbf{km}$$
$$30\ \mathbf{m} \leq \mathbf{H}_{\mathbf{beffective}} \leq 200\ \mathbf{m}$$

Diapositive 89

4. <u>Comparaison des différents modèles de Propagation</u>

4.9 OKUMURA et HATA



Courbes d’atténuation à 890 Mhz avec HATA et comparaison avec une diffraction spéculaire

Diapositive 90

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.9 OKUMURA et HATA

Le modèle de Hata est basé sur les courbes d'Okumura et propose des équations pour déterminer l'atténuation

$$\mathbf{Att}_{\mathbf{HATA}} = 69,55 + 26,16\,\mathbf{LogF} - 13,82\,\mathbf{Log}(\mathbf{h}_{\mathbf{b}}) - \mathbf{a}(\mathbf{h}_{\mathbf{m}}) + [44,9 - 6,55\,\mathbf{Log}(\mathbf{h}_{\mathbf{b}})]\,\mathbf{Log}(\mathbf{d})$$

Avec F : en Mhz d: en km h en m

Le terme $\boxed{\mathbf{a}(\mathbf{h}_{\mathbf{m}})}$ dépend du type de milieu :

Pour une ville moyenne et petite :

$$\boxed{\mathbf{a}(\mathbf{h}_{\mathbf{m}}) = (1,1\,\mathbf{LogF} - 0,7) \times \mathbf{h}_{\mathbf{m}} - 1,56\,\mathbf{LogF} - 0,8}$$

Pour une grande ville :

$$\boxed{\mathbf{a}(\mathbf{h}_{\mathbf{m}}) = 3,2 \times (\mathbf{Log}\ 1,54\ \mathbf{h}_{\mathbf{m}})^{2} - 4,97}$$

Diapositive 91

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.10 WALFISH-IKEGAMI

C'est un modèle très complexe développé spécifiquement pour le GSM et le DCS, pour les milieux urbains denses (COST 231).

Ce modèle prend en compte :

1. La fréquence et le type d'urbanisation (densité),
2. La hauteur des bâtiments, autour de la station de base et du mobile,
3. La largeur de la rue et l'angle de l'onde incidente par rapport à la rue,
4. Une diffraction sur le bâtiment le plus proche du mobile.

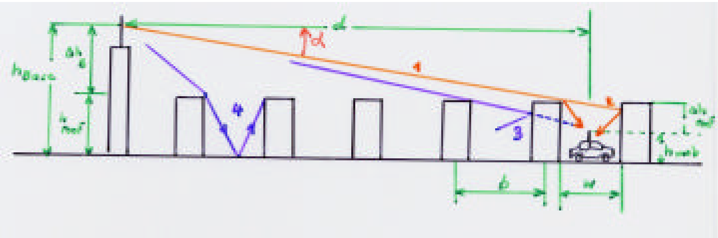
Domaine de validité :

$$800\ \mathbf{Mhz} \leq \mathbf{F} \leq 2\,\mathbf{Ghz}$$
$$200\ \mathbf{m} \leq \mathbf{d} \leq 5\,\mathbf{km}$$
$$4\,\mathbf{m} \leq \mathbf{h}_{\mathbf{base}} \leq 50\ \mathbf{m}$$
$$1\,\mathbf{m} \leq \mathbf{h}_{\mathbf{mobile}} \leq 3\,\mathbf{m}$$

Diapositive 92

4. <u>Comparaison des différents modèles de Propagation</u>

4.10 WALFISH-IKEGAMI

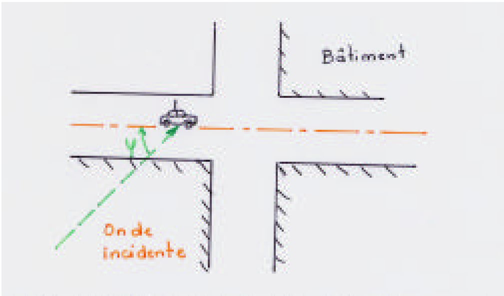


Les paramètres d'entrées du modèle

Diapositive 93

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.10 WALFISH-IKEGAMI

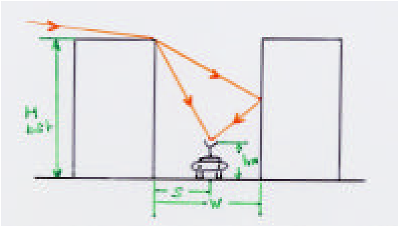


Les paramètres d'entrées du modèle

Diapositive 94

4. <u>Comparaison des différents modèles de Propagation</u>

4.10 WALFISH-IKEGAMI



En zone urbaine, le mobile ne reçoit que **deux** rayons :

-un arrivant directement au mobile après une diffraction sur le toit,

-un subissant une réflexion sur le bâtiment opposé au mobile après une diffraction sur le toit.

Diapositive 95

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.10 WALFISH-IKEGAMI

Equation du modèle

$$\boxed{L =} \begin{cases} \boxed{L_o + L_{rue} + L_{mod}} \\ \boxed{L_o} \quad \text{Si} \quad \boxed{L_{rue} + L_{mod} < 0} \end{cases}$$

1.Cas du mobile en vue directe de la station de base :

$$\boxed{L_b = 42,6 + 20 \, \mathbf{Log}(F) + 26 \, \mathbf{Log}(d)}$$

2.Cas général :

$$\boxed{L_o = 32,5 + 20 \, \mathbf{Log}(F) + 20 \, \mathbf{Log}(d)}$$

$$\boxed{L_{rue} = -16,9 - 10 \mathbf{Log}\, w(m) + 10 \mathbf{Log} F + 20 \mathbf{Log} \Delta h_{roof} + L_{orientation}}$$

Diapositive 96

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.10 WALFISH-IKEGAMI

$$L_{orientation} = \begin{cases} 0 < j < 35° : -10 + 0{,}354\, j \\ 35° \le j \le 55° : 2.5 - 0{,}075\,(j - 35) \\ 55° \le j \le 90° : 4 - 0{,}114\,(j - 55) \end{cases}$$

$$L_{mod} = L_{bsh} + K_a + K_d \times Logd + K_f \times LogF - 9 \times Logb \quad (m)$$

Position relative de l'aérien//toit — Type de ville — Séparation inter-bâtiments

$$K_f = \begin{cases} \text{ville moyenne} : -4 + 0{,}7\left(\frac{F}{925} - 1\right) \\ \text{en centre urbain} : -4 + 1{,}5\left(\frac{F}{925} - 1\right) \end{cases}$$

Diapositive 97

4. Comparaison des différents modèles de Propagation

4.10 WALFISH-IKEGAMI

$$K_a = \begin{cases} h_{base} > h_{roof} : 54 \\ \text{Pour } d \geq 0{,}5\,km : 54 - 0{,}8\,\Delta h_{base} \\ \text{et } h_{base} \leq h_{roof} \\ \text{Pour } d < 0{,}5\,km : 54 - 0{,}8\,\Delta h_{base} \times \frac{d}{15} \\ \text{et } h_{base} \leq h_{roof} \end{cases}$$

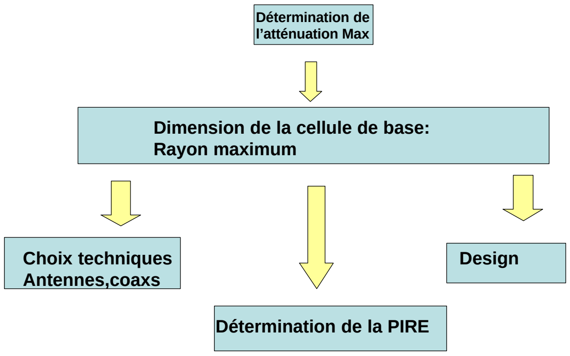
$$K_d = \begin{cases} h_{base} > h_{roof} : 18 \\ h_{base} \leq h_{roof} : 18 - 15 \times \frac{\Delta h_{base}}{h_{roof}} \end{cases}$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18\,Log\,(1 + \Delta h_{base}) \\ 0 \text{ pour } h_{base} < h_{roof} \end{cases}$$

Diapositive 98

5. Comparaison des différents modèles de Propagation

5.1 Pourquoi un Bilan de Liaison



Diapositive 99

5. <u>Comparaison des différents modèles de Propagation</u>

5.2 Le Design

1.Déterminer le modèle de la cellule en fonction d'un modèle de propagation adapté au milieu et aux services à offrir à l'abonné en fonction du marketing.

2.Choisir les emplacements des stations de base

3.Fournir à chaque station, l'équipement nécessaire

4.Relier les Stations de Base au MSC (contrôleur de Station) pour un raccordement à un réseau fixe (Backbone de l'opérateur).

Diapositive 100

5. Comparaison des différents modèles de Propagation

5.3 Les paramètres du bilan de liaison

-La puissance de sortie des PA (power amplifier) BTS et mobile

-La sensibilité des récepteurs de la station de base et du mobile

-Les pertes câbles et connectiques

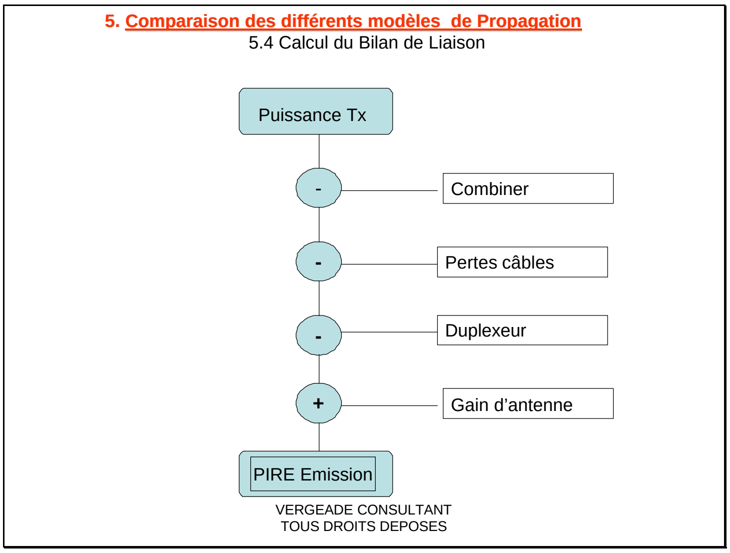
-Les pertes duplexeur (passage de la voie montante et descendante sur le même coaxial)

-Les pertes par couplage (plusieurs éléments de station de base)

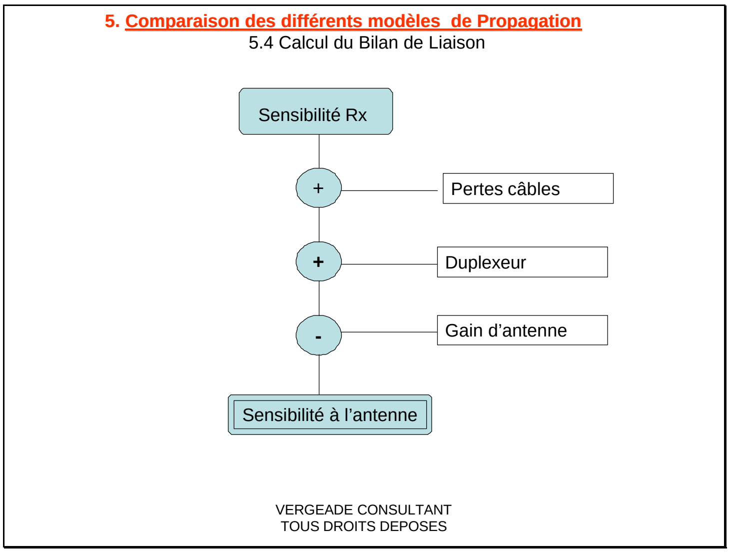
-Le gain des aériens

MAIS il faut que la voie **UPLINK** et **DOWLINK** possède la **même valeur** d'atténuation !

Diapositive 101



Diapositive 102



Diapositive 103

5. Comparaison des différents modèles de Propagation

5.4 Calcul du Bilan de Liaison

ATT Maxi = MIN [(Pire-Sensibilité)Uplink :(Pire-Sensiblité)Downlink]

	MS Indoor	
	UPLINK	**DOWNLINK**
RX	**BTS**	**MS**
Sensibilité (dBm)	-104	-102
Pertes câbles (dB)	3	
Duplexeur (dB)	1	
Gain aérien	18	-3
Sensibilité Antenne(dBm)	-118	-99
Marge Indoor	15	15
Marge d'interférence	3	3
Niveau requis à l'antenne (dBm)	**-100**	**-81**
Tx	**MS**	**BTS**
Puissance de sortie(dBm)	33	38
Pertes combiner		3
Pertes câbles		3
Duplexeur		1
Puissance d'Alimentation Antenne(dBm)		
Gain aérien	-3	18
PIRE Antenne (dBm)	**30**	**49**
ATTENUATION DE LIAISON	**130**	**130**