EFREI
ÉCOLE D'INGÉNIEUR
Diplôme d'Ingénieur habilité par la CTI depuis 1957

CANAUX DE TRANSMISSION II: PROPAGATION EN ESPACE LIBRE ET ANTENNES

L3 : Année 2008-09

Alain Fromentel
Isabelle Sirot

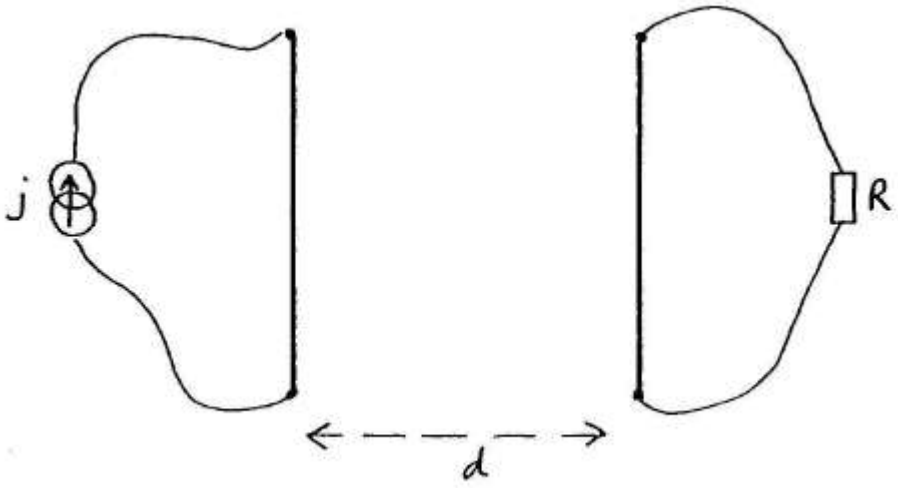
PROPAGATION EN ESPACE LIBRE
ET ANTENNES

1. PRINCIPE DE LA TRANSMISSION HERTZIENNE 3
2. CARACTERISATION D'UNE ANTENNE 9
2.1 Puissance rayonnée 9
2.2 Diagramme de directivite : 11
2.3 Gain : 12
2.4 Résistance de rayonnement : 13
2.5 Résistance ohmique : 13
2.6 Impédance d'antenne : 13
2.7 Surface équivalente : 14
2.8 Conclusion : 17
3. PROPAGATION EN ESPACE LIBRE *:* 18
4. ONDE D'ESPACE - VALIDITE DE L'ESPACE LIBRE *:* 21
4.1 Zones de Fresnel : 22
4.2 Onde d'espace en terre plane unie (« espace libre, terre plane ») 26
4.3 Onde d'espace, terre plane, mais avec des obstacles : 30
ANNEXE A 34
A1 ONDE DE SOL , TERRE PLANE : 34
A2 TERRE SPHERIQUE : 36
A 3 CAS GENERAL DE LA PROPAGATION AVEC OBSTACLES : 40
ANNEXES B 44
B. 1 Abaques et graphiques 44
B2 REALISATION DES ANTENNES : 50
B 2.1 Principes généraux : 50
B 2.2 Antennes à tige rayonnante : 50
B 2.3 Antennes YAGI : 51
B 2.4 Antennes à réflecteur parabolique : 52
B 2.5 Réseaux d'antennes : 53
B 2.5 Antennes à boucle rayonnante : 53

1. PRINCIPE DE LA TRANSMISSION HERTZIENNE

La transmission d'énergie par voie électromagnétique (transmission "hertzienne") est basée sur un principe d'induction, c'est à dire d'action à distance.

a) → Une description simpliste de cette transmission peut être faite grâce à une expérience très simple (assez semblable à l'expérience de Hertz qui mis en évidence ce type de transmission) décrite par le schéma ci-dessous :



A gauche, une source de courant J débite un courant dans un conducteur rectiligne. A droite, un conducteur rectiligne placé parallèlement au premier et situé à une distance d du premier est branché sur une résistance R.
Quelle que soit la distance d, et à condition que le courant ("inducteur") J soit variable dans le temps (sinusoïdal par exemple), un courant I proportionnel à J, de même nature, circulera dans l'autre conducteur ("induit"). Ce courant débitant dans une résistance R y dissipera une certaine puissance : il y a eu transfert d'énergie.
Ce principe dit de « transmission hertzienne » ne diffère en rien de celui du transformateur électrique à ceci près que le transfert d'énergie est quasi total dans le cas du transformateur, alors qu'au contraire, il est presque nul dans le cas de la transmission hertzienne (comme nous le verrons par la suite). La transmission hertzienne peut alors être considéré comme étant un processus de type « transformateur électrique » pour lequel les circuits primaire et secondaire seraient très éloignés (donc très peu couplés)

Néanmoins, même si elle est faible, l'énergie qui donne naissance au courant I est bien entendue prélevée sur l'énergie disponible de la source J et on trouve expérimentalement comme théoriquement qu'elle est inversement proportionnelle au carré de la distance si le dispositif est placé en "espace libre" (à savoir très loin de tout conducteur ou corps quelconque en général).

b) →Une description plus précise fait intervenir la notion de "champ" et "d'induction" : le "champ" ("champ de forces") étant produit par l'inducteur, l' "induction" produisant l'effet sur l'induit.

Il est habituel de distinguer les deux formes d'action de l'électricité :

- forme "électrique" = déplacement de charges négatives (électrons)

- forme "magnétique" = passage d'un courant.

Ces deux formes sont bien entendu le fait de la même cause, un déplacement de charges étant la définition du courant électrique :

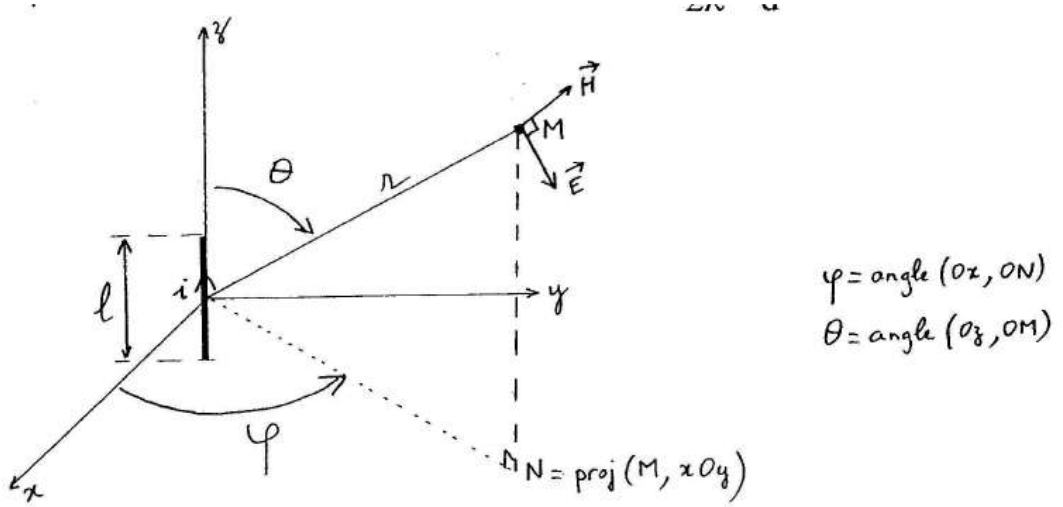
A ces deux formes sont associées des vecteurs (intensité, direction et sens des actions) et des lignes de champ (lieu des points d'application à amplitude constante de ces vecteurs) :

- Forme électrique
  - champ électrique $\vec{E}$ avec $|\vec{E}|$ exprimé en Volt/mètre (V/m)
  - induction électrique $\vec{D}$ avec $|\vec{D}|$ exprimé en Coulomb/mètre (C/m)
- Forme magnétique
  - champ magnétique $\vec{H}$ avec $|\vec{H}|$ exprimé en Ampère/mètre (A/m)
  - induction magnétique $\vec{B}$ avec $|\vec{B}|$ exprimé en Tesla (T)

Si l'espace situé entre l'inducteur et l'induit est le vide (ou l'air sec non ionisé) on a :

$|\vec{D}| = \varepsilon o \ |\vec{E}|$ $\qquad (\varepsilon o = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ F/m)

$|\vec{B}| = \mu o \ |\vec{H}|$ $\qquad (\mu o = 4\pi 10^{-7}$ H/m)



$(\vec{r}, \vec{\theta}, \vec{\varphi})$: Vecteurs unitaires orthogonaux

Dans ces expressions, les composantes sont complexes ($j^2 = -1$), les termes " $e^{-2\Pi j d/\lambda}$ " représentent le retard de propagation, et on remarque que sont toujours orthogonaux.

Les modules de ces champs valent :

$$\left|\vec{E}\right| = \left|E_\theta\right| = \frac{60\pi i\ ''}{\lambda d}\left|\sin\theta\right|$$

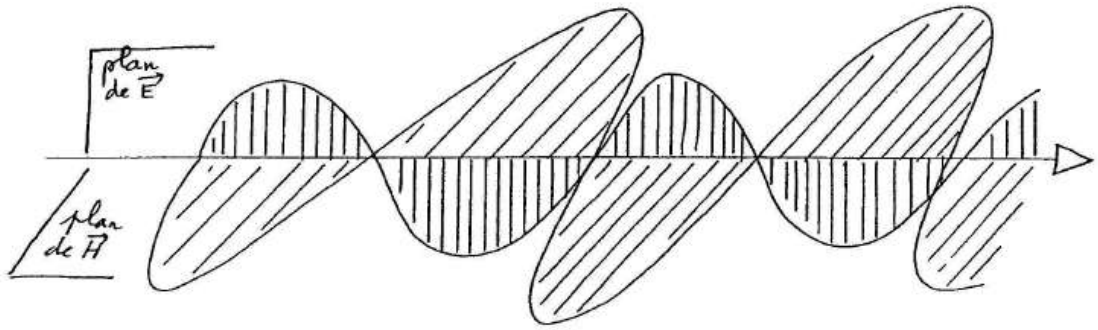
$$\left|\vec{H}\right| = \left|H_\varphi\right| = \frac{i\ ''}{2\lambda d}\left|\sin\theta\right|$$

Les valeurs réelles de ces champs sont (en notant $k = 2\pi/\lambda$, appelé « nombre d'onde ») :

$$E_\theta(t) = \frac{120\pi i\ ''}{2\lambda d}\sin\theta\sin(\omega t - kd)$$

$$H\varphi(t) = \frac{i\ ''}{2\lambda d}\sin\theta\sin(\omega t - kd)$$

E(t) et H (t) vibrent en phase et sont donc deux ondes sinusoïdales dans deux plans perpendiculaires, d'où la représentation imagée suivante :



On est ainsi dans le cas d'une "onde plane" : $\vec{E}$, $\vec{H}$ et la direction de propagation formant un trièdre. L'onde se propage avec une atténuation de champs en "1/d".

2. CARACTERISATION D'UNE ANTENNE

La caractéristique la plus immédiate est la puissance totale rayonnée (c'est à dire la puissance "potentielle" que l'on peut récupérer, au total, à la réception).
Celle ci s'obtient en intégrant la densité surfacique de puissance sur une sphère qui entoure l'antenne.

Si cette densité de puissance dépend de la direction de propagation envisagée (donc de θ et de γ.) on dit que l'antenne est directive. Dans le cas contraire, elle est isotrope.

Il est d'usage d'appeler "gain d'antenne" le rapport de la densité de puissance provoquée par l'antenne réelle considérée, dans la direction où cette densité est maximale, à la densité de puissance que produirait, dans les mêmes conditions de puissance totale rayonnée, une antenne hypothétique isotrope.

Il est à noter que ce "gain" n'implique par un caractère "actif" à l'antenne, mais bien une comparaison de performances.

Il est enfin pratique, à partir de la grandeur "densité surfacique de puissance" de définir une "surface de captation" nommée "surface de réception" ou "surface équivalente de l'antenne de réception", portion de la surface totale. Cette "surface" est, dans la plupart des cas, fictive (en effet, une antenne constituée par des tiges est de "surface" réelle négligeable !).

Un conducteur pouvant être considéré comme antenne d'émission aussi bien que comme antenne de réception selon qu'il est alimenté par une source ou chargé par une résistance d'utilisation respectivement, il y a une relation entre les deux caractéristiques "gain" et " surface équivalente".

Enfin, une antenne d'émission se comporte comme une charge vis à vis de la source excitatrice on peut donc associer à cette antenne une certaine résistance dite "résistance de rayonnement" (si l'on néglige les pertes ohmiques) et de même une antenne de réception se comporte comme une source qui aurait comme résistance interne cette "résistance de rayonnement" par principe de réciprocité.

Nous allons développer et chiffrer ces diverses caractéristiques dans le cas de l'antenne doublet de Hertz et de l'antenne "dipôle $\lambda/2$", tige de longueur $\lambda/2$ avec alimentation centrale.

2.1 Puissance rayonnée

Densité de puissance : donnée par le module du vecteur de Poynting :
$P = \frac{1}{2}(\vec{E} \wedge \vec{H})$: vecteur de Poynting

Comme sont perpendiculaires, on obtient :

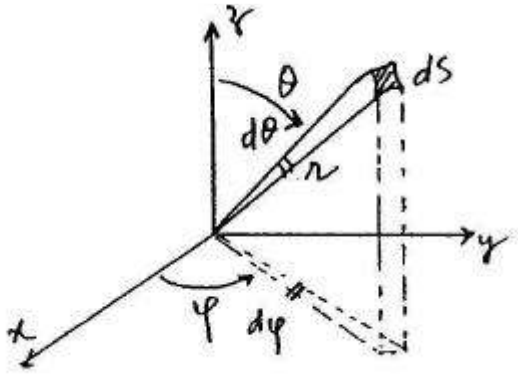
$p = \left|\vec{P}\right| = \frac{1}{2}\left|\vec{E}\right|\left|\vec{H}\right|$: densité de puissance (exprimée en W/m²)

$$p = 15\pi \frac{I_o^{\ 2}\, \sin^2\theta}{\lambda^2 r^2}$$

Alors, la puissance totale rayonnée vaut :

$$P = \iint_{\Sigma} p \, dS$$

Σ étant une surface fermée (de forme et de taille quelconque) entourant complètement l'antenne d'émission et dS étant l'élément de surface exprimé en coordonnées sphériques.



$dS = (r d\theta).(r \sin\theta \, d\varphi)$

On obtient : $P = 40\left(\frac{\pi I_o}{\lambda}\right)^2$

Comme : $|E| = \frac{60\pi I_o}{\lambda}\frac{\sin\theta}{r}$

On déduit : $|E| = \frac{3\sqrt{10P}}{r}\sin\theta$

Ce qui permet de calculer le module du champ électrique $|E|$ à la distance r et dans la direction θ , ayant la puissance d'émission P.

2.2 Diagramme de directivite :

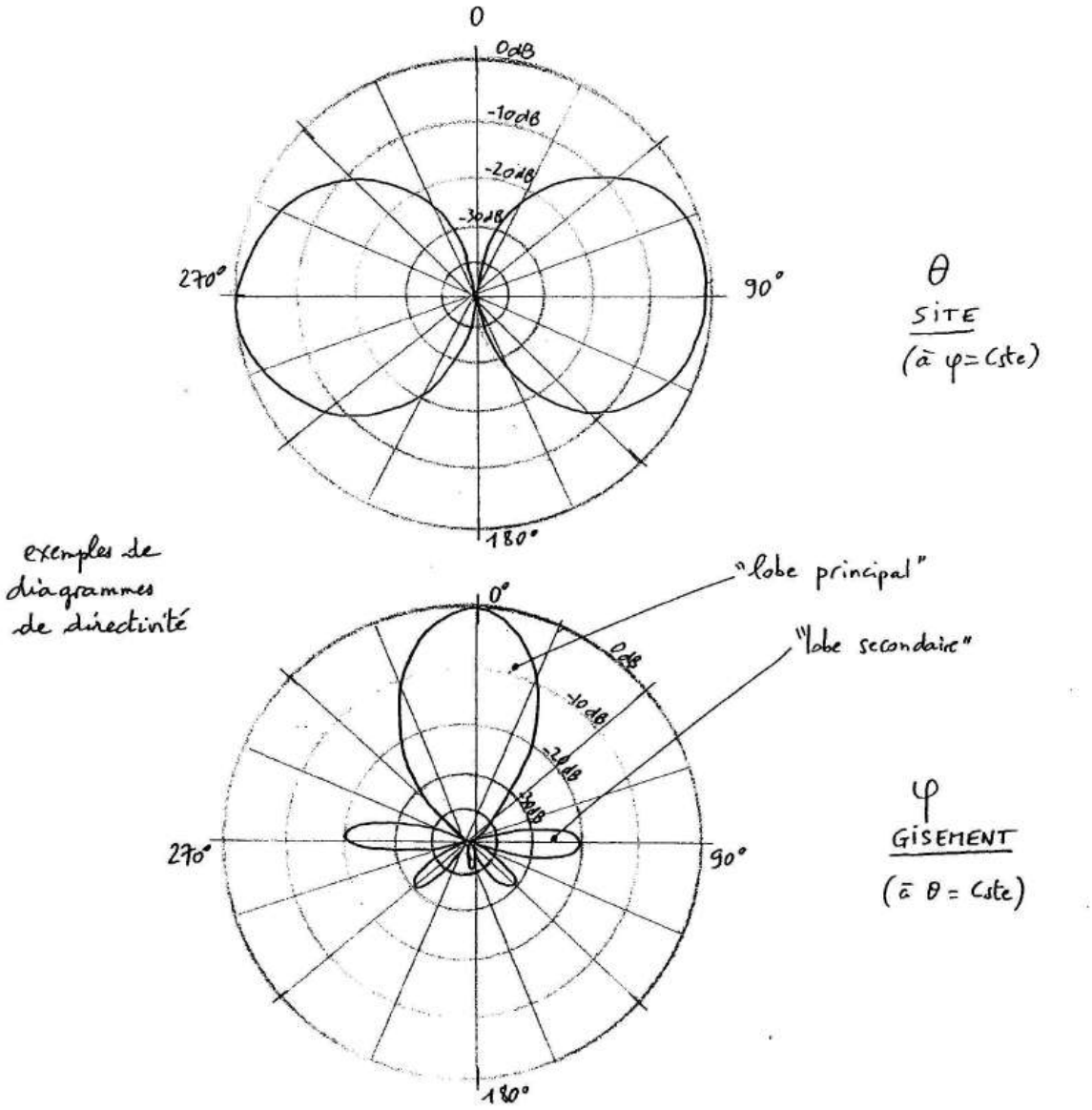
La dernière relation montre clairement une dépendance de $|E|$ vis à vis de θ.

$$|E_{max}| = \frac{3\sqrt{10\,P}}{r} \quad \text{pour } \theta = \pi/2$$

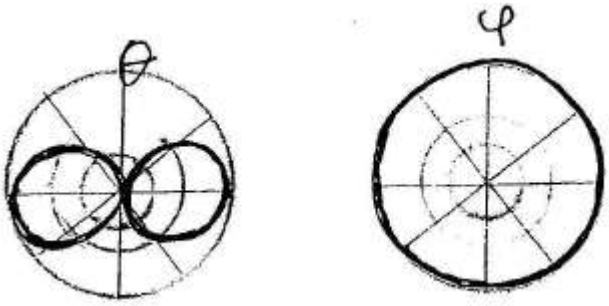
D'où l'écriture : $|E / E_{max}| = \sin\theta = f(\theta)$

$f(\theta)$ est une courbe nommée diagramme de directivité.

(Dans le cas général, $|E / E_{max}|$ peut être fonction de θ et de γ, c'est alors $f(\theta,\varphi)$ qui est le diagramme de directivité : c'est alors une surface que l'on représente par des courbes à θ ou φ constant.



Pour le doublet de Hertz :



Il n'y a pas de dépendance en φ : on dit parfois que le doublet est omnidirectionnel en gisement et directionnel en site .

2.3 Gain :

Par définition :

$$\textbf{gain} = \frac{\textbf{densité de puissance dans la direction où est elle maximale}}{\textbf{densité de puissance si l'antenne était isotrope, à la même distance}}$$

noté également : $\textbf{gain} = p_{max} / p_{iso}$

On peut remarquer que cette définition est équivalente à la suivante :

$$\textbf{gain} = \frac{\textbf{Puissance que devrait avoir l'émetteur muni d'une antenne isotrope}}{\textbf{Puissance de l'émetteur muni de son antenne directive}}$$

Pour le doublet de Hertz, la densité de puissance maximale vaut (pour $\theta = \pi/2$)

$$p_{max} = 15\pi\left(\frac{I_o''}{\lambda r}\right)^2$$

Pour une antenne isotrope qui délivrerait la même puissance :

$p_{iso} = P / 4\pi r^2$ (P étant la puissance de l'émetteur et $4\pi r^2$ la surface de la sphère de rayon r qui entoure l'antenne isotrope)

$$P = 40\left(\frac{\pi I_o''}{\lambda}\right)^2 \quad \Rightarrow \quad p_{iso} = 10\pi\left(\frac{I_o''}{\lambda r}\right)^2$$

Donc : $\textbf{gain} = p_{max} / p_{iso} = \textbf{1,5}$

gain (doublet/isotrope) = 1,5, exprimé en décibels : (10 log 1,5) = 1,76 dB

Pour une antenne dipôle $\lambda/2$ on obtient :

gain (dipôle $\lambda/2$ / isotrope) = 1.64 soit : (10 log 1.64) = 2,15 dB

2.4 Résistance de rayonnement :

$$P = 40 \left(P = 40\left(\frac{\pi I_o \, "}{\lambda} \right)^2 = 40\left(\frac{\pi \, "}{\lambda} \right)^2 I_o^2 \right.$$

Cette expression est de la forme : « $P = \frac{1}{2} R I_o^{\,2}$ » qui exprime une puissance dissipée sur une résistance R parcourue par un courant d'amplitude I_O (d'où le facteur 1/2).

Donc : $R_r = 80 \, (\frac{\pi \, "}{\lambda})^2$

C'est la "résistance de rayonnement". Si l'on néglige les pertes ohmiques dans les conducteurs, R représente la résistance de charge équivalente pour la source dans le cas de l'émission, ou la résistance interne du générateur équivalent que constitue l'antenne de réception.

2.5 Résistance ohmique :

L'antenne est réalisée grâce à des conducteurs électriques parcourus par des courants. Ceux-ci entraînent par effet Joule une perte d'énergie (rayonnement calorifique). La modélisation peut en être faite par une résistance R_o(dite ohmique) qui représente la résistance des conducteurs, en tenant compte de l'effet de peau (densité de courant décroissante au fur et à mesure de l'enfoncement vers l'intérieur du conducteur).

2.6 Impédance d'antenne :

L'antenne est une ligne de transmission rayonnante alimentée par une ligne de transmission non rayonnante (dite « feeder »). La problématique d'adaptation se pose donc (transfert maximal de puissance de la ligne d'alimentation vers l'antenne en situation d'émission). Afin de réaliser cette adaptation, il est bien entendu nécessaire de connaître l'impédance caractéristique Z_a de l'antenne relativement à celle R_c du câble d'alimentation (adaptation si $Z_a = R_c$ ou si un dispositif d'adaptation est employé).

Il faut noter que la résistance caractéristique la plus employée pour les câbles coaxiaux d'alimentation des antennes vaut $R_c = 75\ \Omega$ car l'impédance caractéristique d'un dipôle $\lambda/2$,

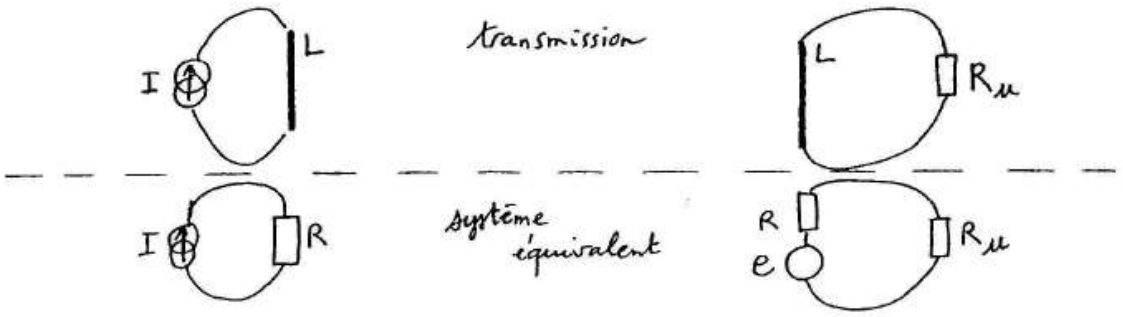
antenne extrêmement courante, vaut de l'ordre de 73 Ω en partie réelle (avec une partie imaginaire faible).
Par contre, en dehors de cette application de « câble d'antenne », l'autre résistance caractéristique la plus employée vaut $R_c = 50\ \Omega$ car cette valeur correspond à une géométrie de câble (rapport des diamètres des conducteurs et isolants coaxiaux) entraînant les pertes minimales avec des conducteurs cuivre et un isolant polyéthylène.

Il n'y a aucun rapport entre résistance de rayonnement, résistance ohmique et impédance d'antenne.

2.7 Surface équivalente :

Calcul préliminaire pour un doublet de Hertz

Un doublet de longueur L placé en réception est soumis au champ électrique $\vec{E}$ d'un doublet identique placé en émission. On les dispose "face à face".



R : résistance de rayonnement.

Aspect puissance

émission : $p = \frac{1}{2}|E||H| = \frac{1}{2}\frac{|E|^2}{120\pi}$ (car $\left|\frac{E}{H}\right| = 120\pi$)

réception : soit "S" la surface équivalente " du doublet récepteur,
alors : $P_r = p.S$

Donc : $P_r = \frac{1}{2}\frac{|E|}{120\pi}S$

Aspect champ

émission : $|E|$

réception : $e = |\underline{E}|.L$

car doublet de longueur $L \ll \lambda$ soumis à E considéré donc comme étant uniforme

Ce doublet fournira le maximum de puissance à R_u pour $R_u = R$, alors $P_r = \frac{e^2}{8R}$ puissance "maximale disponible" (rappel : "e" est une amplitude, donc ne pas omettre le facteur « 1/2 »)

Donc $P_r = \frac{|E|^2 L^2}{8R}$

Ainsi : $\frac{|E|^2 L^2}{8R} = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{120\pi} S.$

On sait par ailleurs que $R = 80\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right)^2$ et que G (gain) = 1,5 (résultats pour le doublet de Hertz)

On en tire alors : $S = \frac{3\lambda^2}{8\pi} \Rightarrow \frac{G}{S} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$

Cette relation est établie pour deux doublets. En fait, comme on va le montrer, elle est très générale.

Généralisation

Considérons une liaison entre deux points A et B. avec les deux cas :

1er cas : A émet B reçoit

2ème cas : B émet A reçoit

Le principe de réciprocité traduit le fait que le problème est symétrique car une antenne d'émission est aussi une antenne de réception avec les mêmes caractéristiques. Ainsi, les deux cas doivent donner des résultats semblables quand aux rapports de la tension reçue au courant inducteur.

On a : $\frac{\underline{e}_1}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{e}_2}{\underline{I}_2}$ (principe de réciprocité)

L'antenne A est caractérisée par son gain G_A sa surface équivalente S_A et sa résistance de rayonnement R_A .
De même, l'antenne B est caractérisée par G_B, S_B , R_B.

1er cas : Soient P_{E1} et P_{R1} respectivement les puissances émises et reçues :

$$P_{E1} = \frac{1}{2} R_A I_1^2$$

$$P_{R1} = \frac{G_A P_{E1}}{4\pi d^2} S_B \quad \text{et} \quad P_{R1} = \frac{e_1^2}{8R_B} \qquad (1)$$

2ème cas : Soient P_{E2} et P_{R2} respectivement les puissances émises et reçues.

$$P_{E2} = \frac{1}{2} R_B I_2^2$$

$$P_{R2} = \frac{G_B P_{E2}}{4\pi d^2} S_A \text{ et } P_{R2} = \frac{e_2^2}{8R_A} \qquad (2)$$

$$(1) \Rightarrow \left(\frac{e_1}{I_1}\right)^2 = \frac{G_A R_A R_B S_B}{\pi d^2}$$

égalité

$$(2) \Rightarrow \left(\frac{e_2}{I_2}\right)^2 = \frac{G_B R_A R_B S_A}{\pi d^2}$$

Donc : $G_A S_B = G_B S_A \Rightarrow \frac{G_A}{S_A} = \frac{G_B}{S_B}$

Cette relation est valable quelque soient les caractéristiques des antennes, en particulier, valable si "A" est un doublet et "B" une antenne quelconque , donc :

$$\left(\frac{G}{S}\right)_{\text{quelconque}} = \left(\frac{G}{S}\right)_{\text{doublet}} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

On obtient ainsi une relation universelle très utile entre le gain et la surface équivalente d'une antenne :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad \text{ou} \quad S = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

Cette relation est, en particulier, très utile pour déterminer le gain des antennes munies de réflecteurs pour lesquelles S est une grandeur géométrique).

En réalité, le gain est plus faible que la valeur donnée par l'expression ci-dessus pour plusieurs raisons, dont celles du rendement de l'antenne (pertes Joule) et d'un coefficient dit « d'éclairement » significatif du flux effectivement émis ou capté par l'antenne réelle par rapport au flux théorique :

$$G = k\frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad \text{avec } k < 1$$

2.8 Conclusion :

Il faut retenir qu'une antenne est caractérisée par :

- son diagramme de directivité ou "diagramme de rayonnement"
- son gain (par rapport à une antenne de référence)
- sa surface équivalente, liée au gain
- ses résistances de rayonnement, ohmique et caractéristique
- son rendement

3. PROPAGATION EN ESPACE LIBRE :

Connaissant P_E (puissance émise), nous voulons déterminer P_R (puissance reçue) connaissant la fréquence f, la distance d, et les caractéristiques G_E S_E et G_R S_R des antennes.

Pour cela, on va bien sur supposer que les antennes sont "bien" orientées, c'est à dire que les maxima des diagrammes de directivités sont alignés (antennes « face à face »)

Si l'antenne d'émission était isotrope ($G_E = 1$), elle rayonnerait dans tout l'espace une densité de puissance :

$$p_{iso} = \frac{P_E}{4\pi d^2}$$

Si à présent, elle possède un gain G_E, par définition de celui-ci, la densité de puissance rayonnée dans la direction du maximum du diagramme de directivité vaut donc :

$$p_{max} = p_{iso}.G_E$$

$$p_{max} = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2}$$

→ **Le terme " P_E G_E " se nomme PIRE : puissance isotrope rayonnée équivalente** (en anglais EIRP)

C'est en effet la puissance que devrait avoir l'émetteur si son antenne était isotrope et pour obtenir le même résultat à la même distance.
(revoir la deuxième définition du gain d'antenne)

La puissance reçue est à présent :

$$P_R = p \,.\, S_R$$

bien sûr car p est une densité surfacique et que nous sommes à une distance suffisamment grande pour que la densité de puissance puise être considérée comme étant uniforme vis-à-vis de S_R.

Ainsi : $P_R = \frac{P_E G_E S_R}{4\pi d^2}$

Cette formule s'écrit en général soit avec les gains ou soit avec les surfaces, d'où les deux formes équivalentes :

$P_R = P_E G_E G_R \frac{C^2}{16\pi^2 d^2 f^2}$ avec les gains.

ou

$$P_R = P_E S_E S_R \frac{f^2}{d^2 c^2}$$ avec les surfaces.

Remarquer que "f" est au dénominateur dans la première forme, on a donc intérêt à ce que f soit "faible", alors que "f" est au numérateur dans la deuxième forme, on a donc ici intérêt à ce que f soit "élevée". On arrive apparemment à une contradiction. En fait, cela conduit à un choix technologique d'antennes selon la fréquence.

En effet pour des fréquences "faibles", typiquement inférieures à 1 GHz, les longueurs d'ondes sont supérieures à 30 cm et donc, il sera difficile d'obtenir des gains importants en se basant sur une surface de captation appropriée : $G = 4\pi \frac{S}{\lambda^2}$ entraîne qu'il faudrait S grand devant λ^2 (soit donc plusieurs m² même à 1 GHz, et donc bien plus si on descend en fréquence !), ce qui va rapidement être irréalisable. Ainsi pour $f < 1$ GHz, on va réaliser des antennes "filaires" où la directivité sera obtenu par d'autres principes en particulier les principes des interférences et de la réflexion.

Par contre, pour des fréquences "élevées", typiquement supérieures à 1GHz, on a tout intérêt au contraire à utiliser une surface de captation (technique des antennes "paraboliques").

Formule pratique d'affaiblissement en espace libre :

On prend la forme :

$$P_R = P_E G_E G_R \frac{C^2}{16\pi^2 d^2 f^2}$$

que l'on écrit :

$$P_R = \frac{P_E G_E G_R}{A_o}$$

Le terme A_0 se nomme "affaiblissement en espace libre", que l'on exprime couramment en décibels

$$A_o(dB) = 32,5 + 20 \log d_{(Km)} + 20 \log f_{(MHz)}$$

Et ainsi :

$$P_{R(dBw)} = P_{E(dBw)} + G_{E(dB)} + G_{R(dB)} - A_{o(dB)}$$

Nota : Les ordres de grandeurs de P_E et P_R sont très différents, ceci explique l'emploi de l'échelle logarithmique. Les références couramment employées sont :

le dBw ("dB watt") : 0 dBw $\Leftrightarrow$ 1W

le dBm ("dB milliwatt") : 0 dBm $\Leftrightarrow$ 1mW = 10^{-3} W

le dBf ("dB femtowatt") : 0 dBf $\Leftrightarrow$ 1fW = 10^{-15} W

***** Le calcul de A_0 peut se faire à l'aide de l'abaque N° 1 " AFFAIBLISSEMENTS (espace libre et masque) *****

On peut enfin exprimer le module du champ électrique reçu :

$$p = \frac{1}{2}\frac{|E|^2}{120\pi} = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2}$$

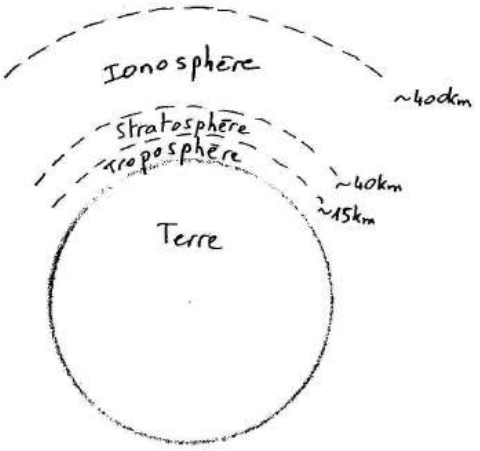
donc : $$|E| = \frac{1}{d}\sqrt{30\,P_E G_E}$$

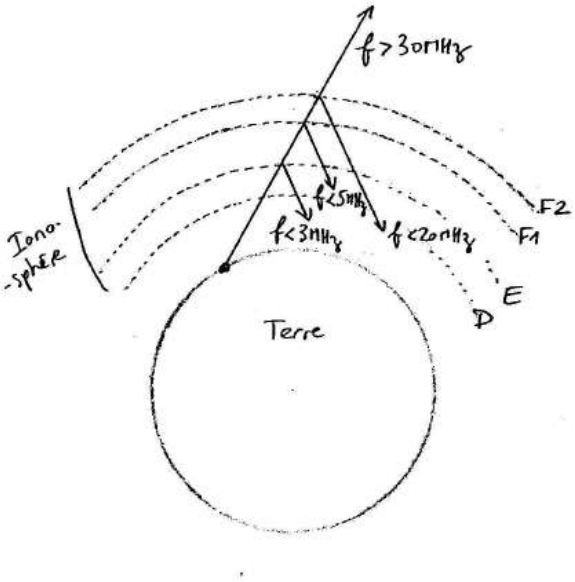
4. ONDE D'ESPACE - VALIDITE DE L'ESPACE LIBRE *:*

Une transmission terrestre ne s'effectue jamais en espace libre : il y a au moins le sol et l'atmosphère.
Le sol est assez souvent légèrement conducteur (selon sa composition et son humidité) et présente beaucoup d'obstacles (reliefs et constructions).
Les mers et océans sont très conducteurs.
L'atmosphère n'est pas uniforme : elle présente plusieurs couches de compositions chimiques différentes, d'indices de réfraction différents et de comportements physiques différents..
La partie basse de l'atmosphère nommée "troposphère" possède un indice de réfraction légèrement variable avec l'altitude, mais suffisant pour engendrer le phénomène de réfraction qui conduira à une courbure des rayons radioélectriques (troposphère : jusqu'à 6 à 18 km d'altitude, selon la latitude). Les antennes terrestres ainsi que les liaisons terrestres (terre-terre) se trouvent dans la troposphère, d'où l'importance de cette première couche.
La couche suivante est la stratosphère (jusqu'à 40 km d'altitude environ), cette couche à faible pression et peut être considérée comme étant « transparente » aux ondes électromagnétiques (ni réflexion, ni réfraction, ni diffusion).
La dernière couche est l'ionosphère (jusqu'à 400 km), cette couche est relativement homogène dans la nuit, mais très stratifiée dans le jour à cause de l'influence solaire(on distingue 4 sous-couches appelées D, E, F1 et F2 suivant leurs degrés et leurs variations d'ionisation. Compte tenu de ces variations, des réflexions peuvent se produire au niveau des frontières de ces couches.

Ainsi, une étude complète de la propagation doit comprendre les effets des rayons réfléchis, réfractés au niveau du sol et des couches atmosphériques et aussi des rayons diffusés ou diffractés par les obstacles ou les singularités atmosphériques.
Enfin, il faut bien sûr tenir compte de la rotondité terrestre.

Ces diverses considérations amènent à rechercher des simplifications dans des cas précis.



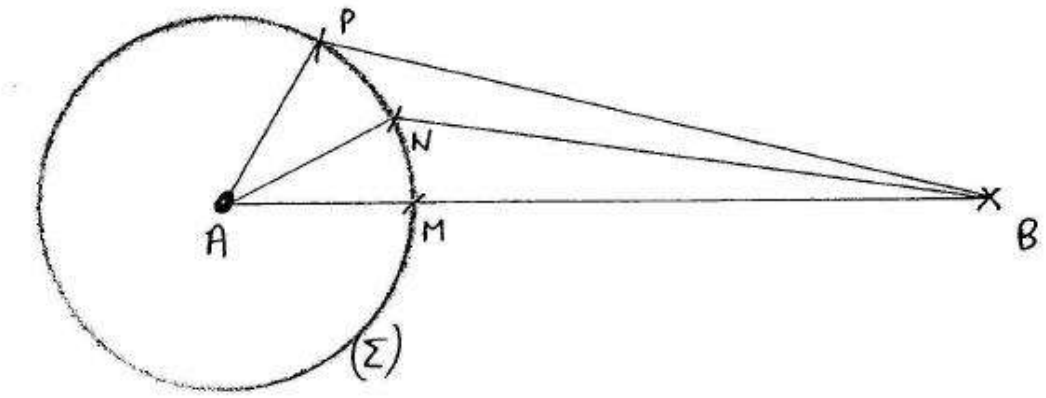


4.1 Zones de Fresnel :

Il s'agit d'une étude similaire à celle que l'on fait en optique géométrique classique (théorie des rayons)

On considère une liaison A → B où A est la source.

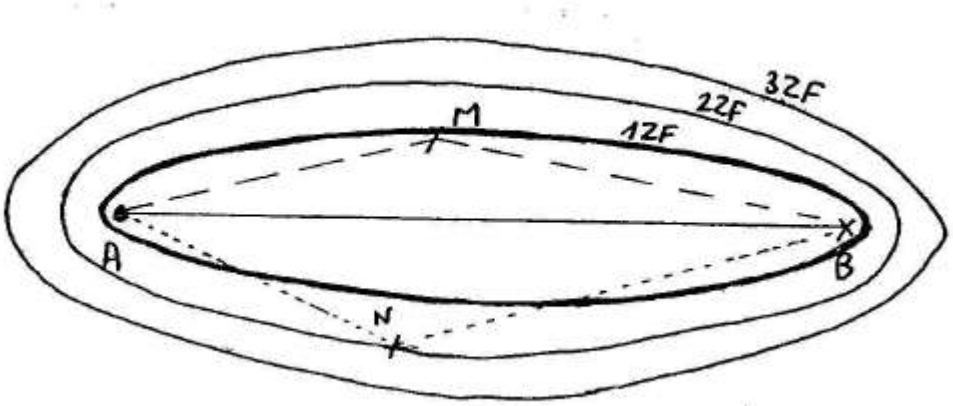
Un principe de substitution (dit de Huygens) consiste à remplacer la source A par une sphère équivalente entourant A et composée de sources élémentaires "éclairant" B.
A "éclaire" la surface (Σ) qui "éclaire" à son tour B.



Le trajet AMB est le "trajet direct". Les autres trajets sont plus longs donc présentent une différence de marche par rapport au trajet direct. En supposant A isotrope, les points M,N,P,.... représentent des sources élémentaires identiques et en phase ; la sphère (Σ) est donc équiphases. Le champ reçu en B est la somme de tous les champs élémentaires produits par M,N,P,..... compte tenu de la différence de marche, ces divers champs ne sont pas tous en phase. On en arrive ainsi à définir sur (Σ) des zones pour lesquelles les déphasages provoqués par rapport au trajet direct valent : $0 \leq \varphi < 2\pi$ (zone 2), etc...

La première zone est une calotte sphérique de centre M. Les autres sont des anneaux sphériques autour de cette calotte.

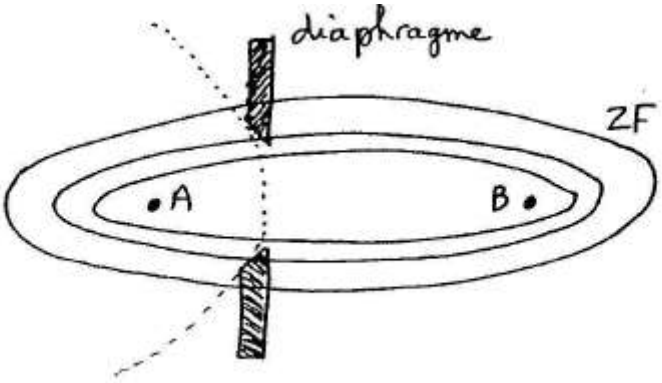
Quant M décrit à présent le segment AB, ces zones engendrent des volumes nommés : **ZONES DE FRESNEL**. Ces zones sont limitées par des ellipsoïdes de révolution dites : **ellipsoïdes de Fresnel**

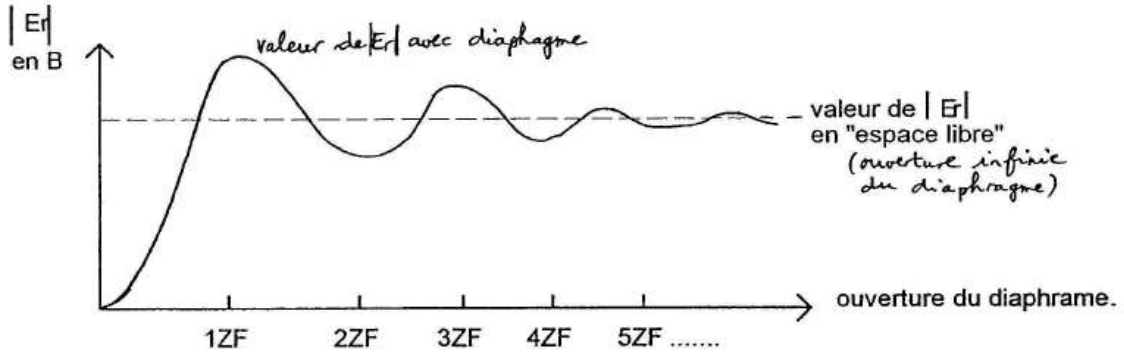


La figure ci-dessus indique par "1 ZF", "2 ZF" et "3 ZF" respectivement les limites extérieures de la 1ère , 2ème et 3ème zone de Fresnel.
Par définition, le trajet AMB introduit un déphasage π par rapport à AB. Ceci est équivalent à dire que AMB = AB + λ/2 . On trouve alors bien la définition de l'ellipsoïde qui a comme foyers A et B. Pour les limites de la kème zone, on aurait :

$$AKB = AB + k\,\lambda/2$$

On imagine à présent un diaphragme occultant progressivement les zones de Fresnel et on relève la valeur du champ reçu en B à source A isotrope constante et en supposant que AB est très grande.





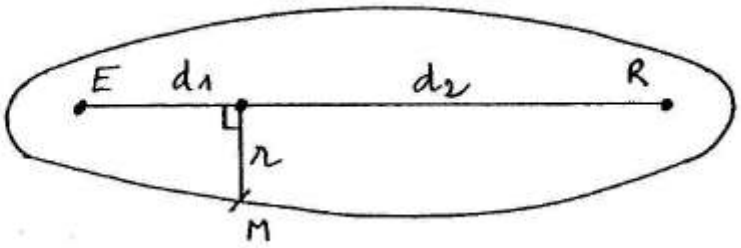
Un simple raisonnement sur les contributions des sources élémentaires de (Σ) conjoint avec la définition des zones de Fresnel permet de vérifier l'allure de $|E_r|$.

On voit ainsi que l'on obtient "assez rapidement" l'approximation de l'espace libre.

IMPORTANT :

Une règle dit qu'il suffit de "dégager" la première zone de Fresnel de tout obstacle pour pouvoir faire l'approximation de l'espace libre.

→ Tracé de la 1ère zone de Fresnel :



$$EM + MR = d + \frac{\lambda}{2} = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}}$$

Cette donnée permet de calculer aisément les altitudes à donner pour les antennes en E et en R de façon à "dégager" la première zone de Fresnel du sol (ou en général de tout obstacle).

C'est la première opération à faire si l'on veut être en "approximation espace libre".

Une donnée fondamentale est celle du rayon maximal de la première zone de Fresnel (obtenu pour $d_1 = d_2 = d/2$) :

$$r_{max}\ (1\ ZF) = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$$

Cette donnée permet de connaître l'ordre de grandeur des altitudes des antennes par rapport au sol de manière à ce que la 1 ZF soit dégagée.

*** Le calcul de "r" peut se réaliser à l'aide de l'abaque N° 1 également ***

4.2 Onde d'espace en terre plane unie (« espace libre, terre plane »)

Il s'agit à présent de considérer les conditions de propagation en espace libre au dessus d'un sol uniforme et considéré comme étant plan.

Ces conditions sont les suivantes :

A **Antennes d'émission et de réception suffisamment élevées par rapport au sol considéré comme plan, afin que la 1ère zone de Fresnel soit entièrement dégagée.**

B **Distance entre émetteur et récepteur inférieure à une certaine valeur pour que l'on puisse considérer que, localement, la terre est assimilable à un plan :**

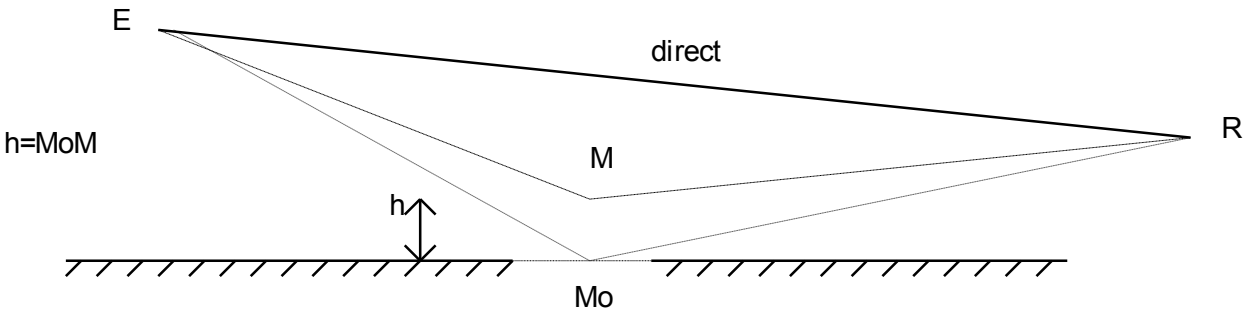
$$d\ (km) < \frac{80}{\sqrt[3]{f\ (MHz)}}$$ (il s'agit d'une "recommandation" du CCIR)

C **Sol suffisamment régulier (absence de "bosses" et de "trous") le long du tracé de la liaison : il s'agit du critère de Rayleigh.**

D **Sol et atmosphère de compositions uniformes et indice de réfraction unitaire pour l'atmosphère (donc pas de réfraction)**

E **Validité des lois de l'optique géométrique : on considère alors que le sol se comporte comme un milieu d'indice différent de l'atmosphère et qu'il y a donc au niveau de la surface du sol, réflexion et réfraction suivant les lois optiques de Descartes.**

→ Critère de RAYLEIGH : Quand on fait un relevé de terrain le long de la liaison, il faut prendre en compte les irrégularités de surface "importantes. On admet d'une irrégularité est significative si elle peut introduire une modification de trajet des ondes supérieure à $\lambda/8$ par rapport au sol uni.



Le trajet EMR est raccourci par rapport au trajet hypothétique EM_oR :

$EM_OR - EMR \quad 2h \sin\varphi$

Le critère de Rayleigh amène donc à :

$$h < \frac{\lambda}{16 \sin \varphi}$$

Soient h_E et h_R les altitudes des antennes :

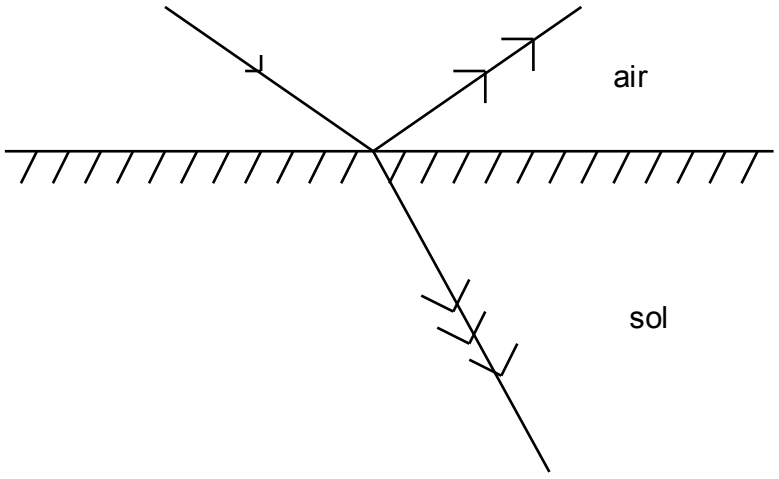
$$\sin \varphi = \frac{h_E}{d_1} \quad \frac{h_R}{d_2} = \frac{h_E + h_R}{d_1 + d_2} = \frac{h_E + h_R}{d}$$

Ainsi le critère de Rayleigh s'exprime sous la forme pratique suivante :

irrégularité négligeable si :

$$h < \frac{\lambda d}{16(h_E + h_R)}$$

→ <u>Validité des lois de l'optique géométrique :</u>



On montre qu'il faut pour cela :

$$h_e + h_r > \frac{2\lambda}{\pi z}$$

où h_e et h_r sont respectivement les altitudes par rapport au sol des antennes d'émission et de réception, λ la longueur d'onde et "z" une constante définie ci-après, mais qui a un ordre de grandeur de l'unité.

Il faut remarquer de $\boxed{A} \Rightarrow \boxed{E}$.

En effet : condition A $\Rightarrow$ $he = hr > \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$ (en prenant le cas d'une liaison point à point avec des antennes situées à la même altitude), soit $he + hr \rangle \sqrt{\lambda d}$.

Ainsi, dès que $d > \frac{4}{\pi^2}\lambda$ (distance très faible, donc condition toujours vérifiée en pratique), on obtient $\sqrt{\lambda d} \rangle \frac{2\lambda}{\pi}$ soit avec $z \approx 1$ $he + hr \rangle \frac{2\lambda}{\pi z}$ *cqfd*

Enfin , la constante "z" dépend de la nature du sol, de l'angle d'incidence de l'onde qui rencontre le sol (s'il y a lieu) et de la polarisation de cette onde.

Le sol est caractérisé par sa permittivité relative εr et par sa conductivité σ.

La deuxième équation de Maxwell s'écrit : $\vec{rot}\ \vec{H} = \vec{J} - j\omega \vec{D}$

En faisant l'hypothèse (assez réaliste) d'un sol diélectrique et conducteur à la fois :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{et} \quad \vec{D} = \varepsilon_o \varepsilon_r \vec{E}$$
$$\vec{rot}\,\vec{H} = (\sigma - j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r)\vec{E}$$
$$\vec{rot}\,\vec{H} = -j\omega\varepsilon_o(\varepsilon_r + j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_o})\vec{E}$$

Il est d'usage d'appeler $\varepsilon' r = \varepsilon r + j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_o}$ $(\varepsilon' r = \varepsilon r + j60\sigma\lambda)$ la permittivité relative complexe du sol

>> en polarisation verticale ($\vec{E}$ vertical) :

$$z_v = \left| \frac{\sqrt{\varepsilon' r - \cos^2 \varphi}}{\varepsilon_r} \right|$$

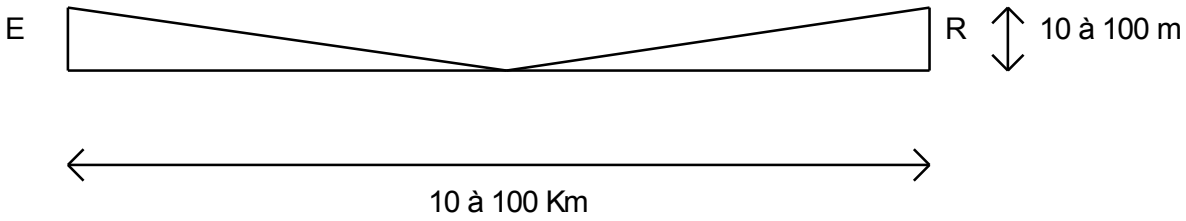
>> en polarisation horizontale ($\vec{E}$ horizontal) :

$$z_H = \left| \sqrt{\varepsilon' r - \cos^2 \varphi} \right|$$

avec les valeurs suivantes de ε_r et de σ :

	ε_r	σ
SOL SEC	4	10^{-3}
SOL HUMIDE	30	0,02
MER	80	4

Compte tenu des distances réelles entre émetteurs et récepteurs et des hauteurs réelles d'antennes, on peut souvent assimiler φ à O soit cosφ à 1.



Ainsi, dans l'hypothèse supplémentaire d'un sol sec, on obtient :

$$z_V \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_{r-1}}}{\varepsilon_r} = 0,43$$

$(\sigma \approx o)$

$$z_H \approx \sqrt{\varepsilon_r - 1} = 1,73$$

En règle générale, on a $\frac{1}{2} < z < 2$ ce qui justifie la valeur de 1 prise plus haut.

<u>En conclusion, si les conditions …</u>

a "1ZF" dégagée ($\Rightarrow$ e)

b $d\,(km) < \frac{80}{\sqrt[3]{f\,(MHz)}}$

c Pas d'irrégularités du sol en dehors de la limite du critère de Rayleigh.

d Sol et atmosphère uniformes

<u>… sont vérifiées, on se dans les conditions de la TERRE PLANE UNIE et de l'ESPACE LIBRE et l'affaiblissement vaut A_0</u>

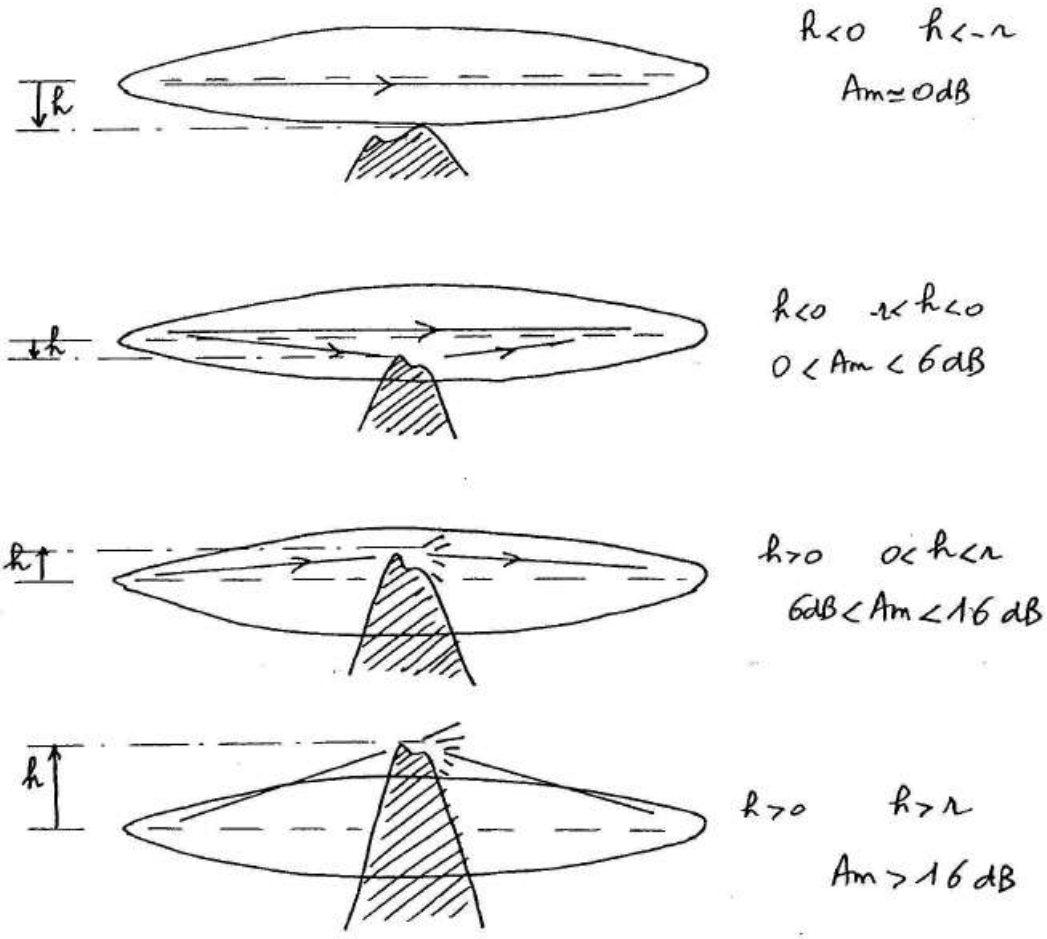
4.3 Onde d'espace, terre plane, mais avec des obstacles :

La condition C n'est pas remplie ("critère de Rayleigh"). Ces obstacles sont appelés "MASQUES" : on dit que la liaison est masquée (même partiellement).

Dans la pratique, on ne tient vraiment compte des obstacles dès lors qu'ils pénètrent dans la première zone de Fresnel.

L'affaiblissement de liaison passe alors de A_o à $\mathbf{A_o + A_m}$ (en dB).
A_m se nomme affaiblissement supplémentaire de masque. La valeur de A_m se détermine, soit à l'aide de l'abaque "N°1" qui servait déjà à calculer A_o , soit à l'aide d'une courbe (ci-jointe) soit encore à l'aide de la formule semi-empirique suivante :

$$A_m = (16 + 20 \log \frac{h}{r}) \text{ dB}$$ **à condition que h> r**

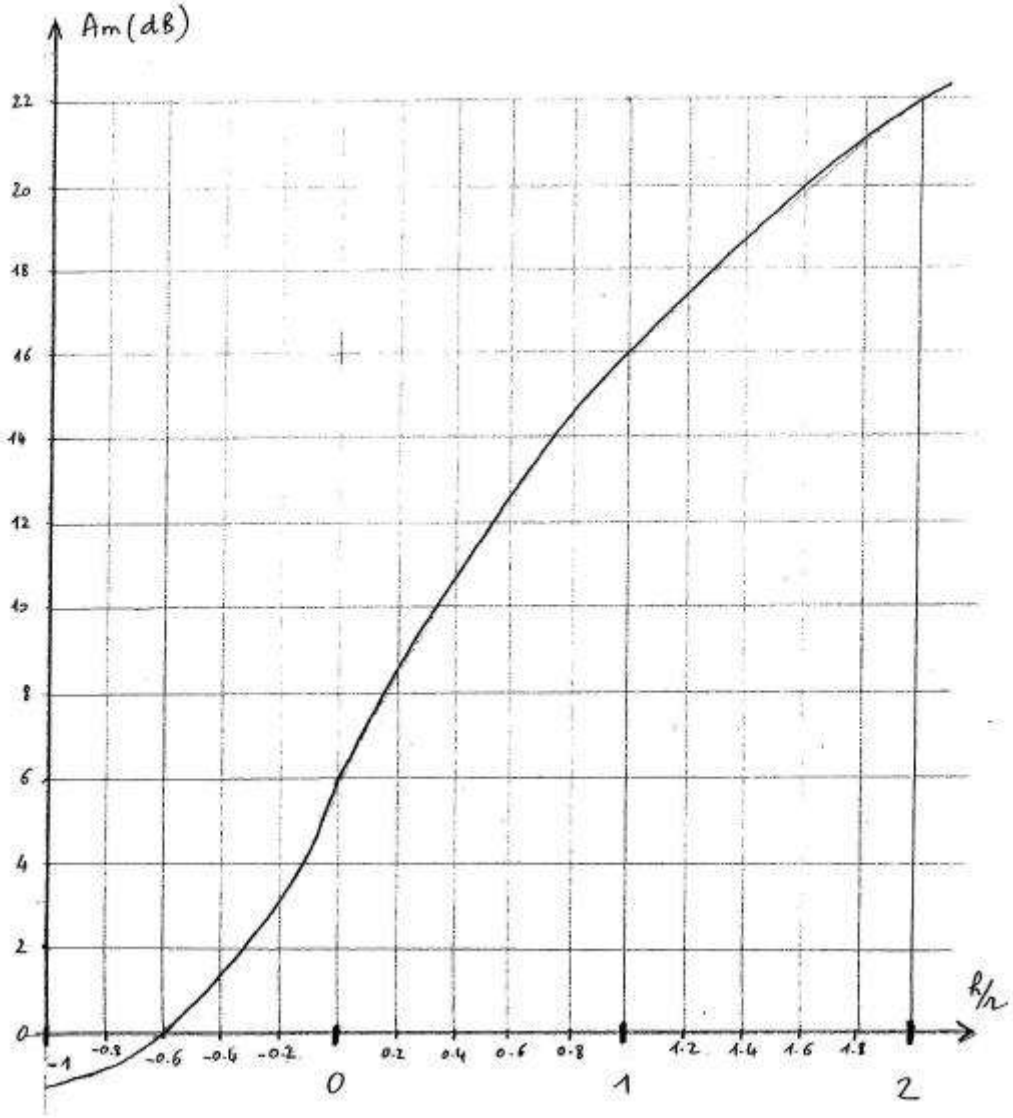


Les notations sont les suivantes :

r = rayon de la 1ère ZF à l'endroit de l'obstacle considéré.

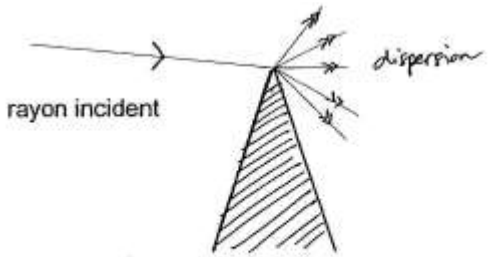
h = hauteur algébrique du sommet de l'obstacle par rapport à l'axe de la 1ère ZF (droite reliant émetteur et récepteur).

Noter que pour h = 0, on obtient A_m = 6 dB et que pour h <- r : - 1dB < A_m < 1dB (phénomène dit de « franges d'interférences »)


Am(dB)
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
-1
-0.8
-0.6
-0.4
-0.2
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
f/fr

En toute rigueur, ces résultats ne sont valables que pour un obstacle à arêtes vives, le phénomène d'affaiblissement A_m étant alors du à la diffraction sur arête.

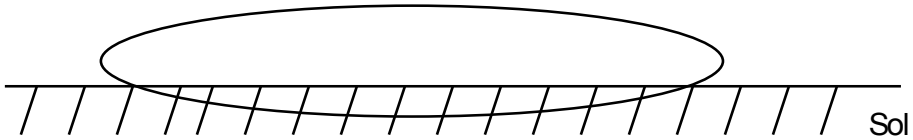
dispersion $\Rightarrow$ affaiblissement et aussi interférences



ANNEXE A

A1 ONDE DE SOL , TERRE PLANE :

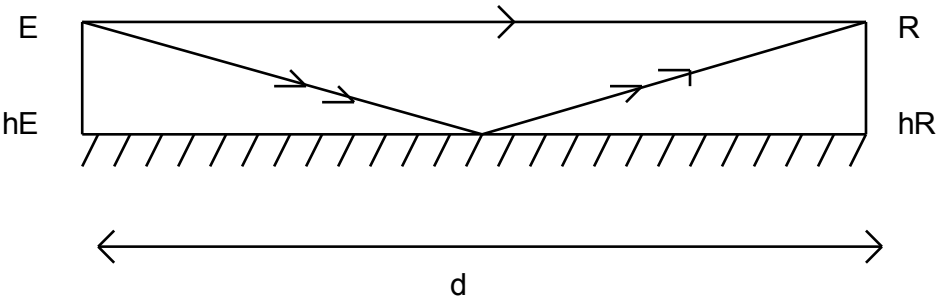
Les conditions [b] [c] [d] sont vérifiées mais la condition [a] ne l'est pas : la 1ère zone de Fresnel rencontre donc le sol.



Il y a deux cas suivant que [e] est vérifié ou non. (validité de l'optique géométrique).

1er cas : [e] vérifiée, donc antennes dites « moyennement surélevées »

Il y a alors réflexion et réfraction de l'onde sur et dans le sol , ceci conduit à une interférence entre le rayon direct et le rayon réfléchi , ce qui permet de calculer le champ reçu par rapport à celui qui serait reçu si l'on était en espace libre : $\frac{E_r}{E_{o_r}}$ On montre que : $\left|\frac{E_r}{E_{o_r}}\right| = \frac{4\pi h_e h_r}{\lambda d}$



D'où : $\frac{P_r}{P_{o_r}} = \left|\frac{E_r}{E_{o_r}}\right|^2 = \frac{16\pi^2 h_e^2 h_r^2}{\lambda^2 d^2}$

mais $P_{o_r} = \left(\frac{\lambda}{4\Pi d}\right)^2 G_e G_r P_e$ (espace libre)

Ainsi : $P_r = \frac{h_e^2 h_r^2}{d^4} G_e G_r P_e$

Donc, sous ces conditions, l'affaiblissement A_0 est remplacé par l'affaiblissement A_1 ainsi défini :

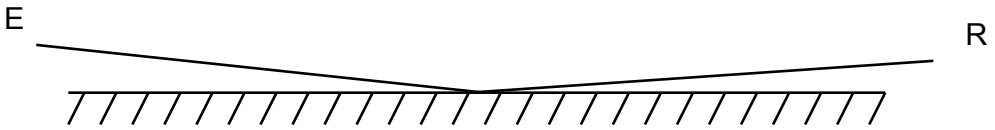
$$A_1 = \frac{d^4}{h_e^2 h_r^2}$$

ou encore : $A_{1(dB)} = 40 \log d_{(m)} - 20 \log h_{e_{(m)}} - 20 \log h_{r_{(m)}}$

Il est remarquable que A_1 ne dépende pas de la fréquence, au contraire de A_0, mais varie par contre en d^4 (alors que A_0 est en d^2) ; ainsi A_1 est en général très élevé !

2ème cas : [e] non vérifiée, donc antennes dites « peu surélevées »

L'optique géométrique n'est plus applicable : il faut tenir compte de la diffraction sur le sol qui vient du fait que les rayons radioélectriques sont "rasants".



Le calcul exact est très complexe , une méthode simplifiée est due à MILLINGTON.
Comme précédemment, le champ reçu est comparé au champ de l'hypothèse espace libre :

$$\left| \frac{E_r}{E_{o_r}} \right| \approx 4\pi \frac{h'_e \, h'_r}{\lambda d}$$

avec : $h'_i = \mathrm{Sup}(h_i, h_o)$ où les "h_i" sont les hauteurs réelles des antennes et "h_o" une hauteur dite effective minimale : $h_o = \frac{\lambda}{2\pi z}$, la valeur de z ayant été déterminée auparavant.
Ainsi, toujours avec l'hypothèse du sol sec, on aurait $h_o \approx 0,37\lambda$ en polarisation verticale et $h_o \approx 0,09\lambda$ en polarisation horizontale.

Compte tenu de ces ordres de grandeurs, on constate que ce cas ne se produira réellement pour des longueurs d'ondes très grandes, sinon, il est facile de dépasser h_O, ce qui revient alors exactement au cas précédent.

On appelle A'_1 l'affaiblissement correspondant à ce cas A'_1 se calcule de la même façon que dans le cas précédent.

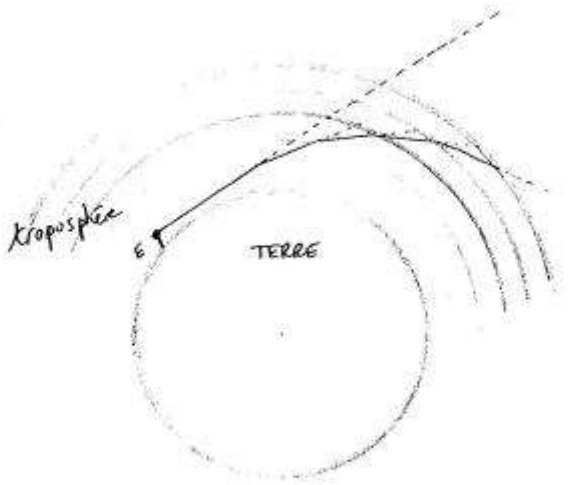
$$A'_1 = \frac{d^4}{h'^2_e \, h'^2_r}$$

ou encore : $A'_{1(dB)} = 40 \log d_{(m)} - 20 \log h'_{e_{(m)}} - 20 \log h'_{r_{(m)}}$

A2 TERRE SPHERIQUE :

La condition b n'est pas vérifiée ; la distance limite est dépassée : la Terre ne peut plus être considérée comme plane. Dans ce cas, il est d'usage (et justifié) de tenir compte de la réfraction atmosphérique (indice de l'air non uniforme suivant l'altitude, ce qui invalide donc la condition d d'uniformité).

On admet alors un modèle réaliste de stratification de la troposphère (partie "basse" de l'atmosphère). Ceci conduit à une réfraction des rayons dite "réfraction troposphérique".



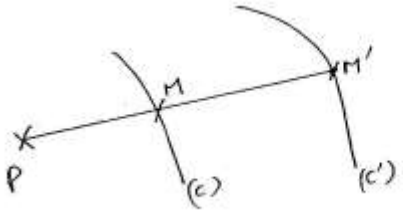
Une situation dite de "troposphère standard" nous renseigne sur la loi de variation d'indice.

Le « gradient d'indice est défini par : $\mathrm{grad}(n) = \frac{dn}{dh} \approx -4\ 10^{-8}$ en zone « tempérée » .

La figure précédente montre qu'alors, le rayon radioélectrique se "courbe" à cause de la réfraction, ainsi, le tracé radioélectrique devient plus complexe, d'autant plus que la zone de Fresnel associée n'est plus limitée par une ellipsoïde (ce serait un « genre » d'ellipsoïde dont l'axe serait courbé).

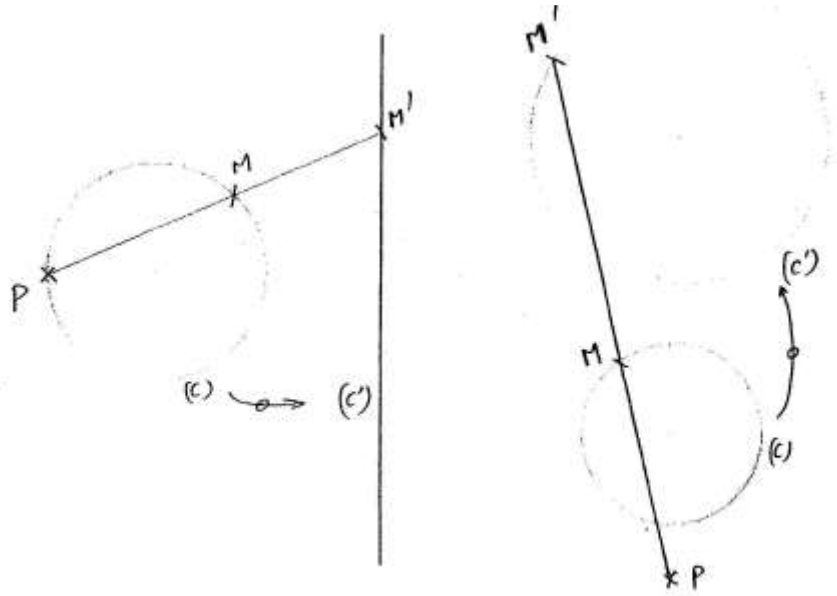
On donc a recherché une transformation géométrique qui transformerait cette courbure de rayon (courbe qui est un cercle en première approximation) en une droite.

Cette transformation se nomme « inversion » et est définie de la manière suivante :

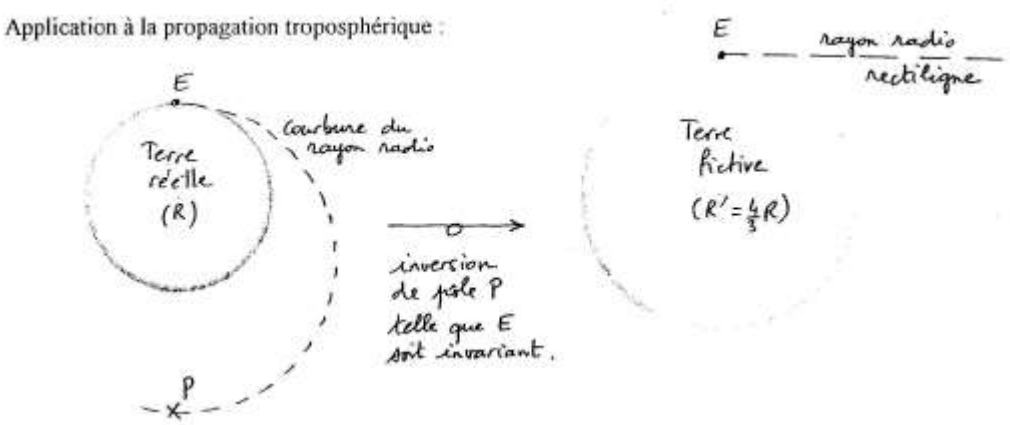


$PM.PM' = k^2$

Le point P est appelé « pôle » de l'inversion et le nombre k est appelé « puissance » de l'inversion.
Une inversion transforme un cercle qui passe par P en une droite et un cercle qui ne passe pas par P en un autre cercle homothétique :



Application à la propagation troposphérique :



On obtient ainsi, de nouveau, un rayon radioélectrique rectiligne, mais avec une "terre fictive" de rayon plus grand que celui de la terre réelle :

Terre réelle : R = 6400 km

Terre fictive : R' = k R

Avec grad (n) = -4.10^{-8} on obtient un rayon de courbure des rayons ρ = 25 000 km (on montre en effet que $\rho = -\frac{1}{\text{grad}(r)}$ et alors, l'inversion amène à :

$$k = \frac{\rho}{\rho - R} = \frac{4}{3}$$

Ainsi :

$$\mathbf{k = \frac{4}{3}} \quad \textbf{et} \quad \mathbf{R' = 8500\ km}$$

Nota : L'antenne d'émission (et de réception) sont à une hauteur réelle de h, et subissent aussi la transformation. On montre alors que : $h' = \frac{h}{1 + \frac{h}{2\rho}} \approx h$

>>> On convient donc de ne pas transformer les hauteurs des antennes.

On distingue alors trois cas :

1er cas : "antennes peu surélevées"

On définit une "**hauteur limite**" qui est fonction de la fréquence (voir **graphique N°2** en annexe).

Alors, si au moins une des deux antennes ne dépasse pas cette hauteur limite, il y a phénomène de diffraction sur terre sphérique, alors l'affaiblissement vaut :

$$A_1 + A_d$$

où A_1 est la valeur déjà calculée dans le cas « onde de sol, terre plane » et **A_d un affaiblissement supplémentaire donné par l'ABAQUE N° 4**.
Ce cas est rare dans la pratique...

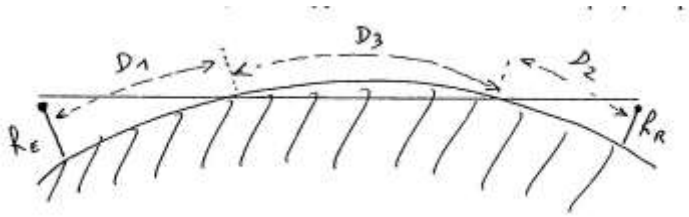
2ème cas : "antennes moyennement surélevées"

La hauteur limite précédemment définie est dépassée. Le calcul est encore très complexe. Un calcul approché mais donnant un bon ordre de grandeur s'obtient à l'aide d'un abaque (abaque de BULLINGTON)

***** ABAQUE N° 3 *****

La valeur obtenue A_r est à ajouter à A_0.

Le principe du calcul est de calculer les affaiblissements supplémentaires quand le rayon est hors du sol ou rencontre le sol, sous l'hypothèse de la réfraction troposphérique bien entendu.



Les valeurs de $D_1 et D_2$ ("horizons radio") se déterminent à l'aide de l'abaque, puis enfin $D_3 = D - D_1 - D_2$ où D est la distance réelle entre émetteur et récepteur. (L'abaque corrige ces distances grâce à la valeur de k rendant compte de la réfraction troposphérique). On en déduit alors les affaiblissements partiels correspondants. Le fait que D_3 (donc L_3) soit négative n'a pas de signification particulière, sauf bien sur si D_3 atteint (-D) ce qui indique alors que l'on est en fait dans le 3è cas...

3ème cas : "antennes très surélevées" :

Ceci signifie que la 1ère zone de Fresnel est dégagée du sol, avec la Terre fictive. On a alors l'affaiblissement A_0 mais avec une distance corrigée, c'est-à-dire valant k fois la distance réelle ! : **d' = k.d**

$$A'_o(dB) = 32{,}5 + 20\log d'_{(Km)} + 20\log f_{(MHz)}$$

A 3 CAS GENERAL DE LA PROPAGATION AVEC OBSTACLES :

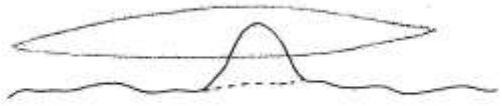
Il s'agit ici de considérer es affaiblissements supplémentaires causés par des obstacles localisés (« masques »).

La règle générale est de calculer l'affaiblissement sans les obstacles, puis ajouter à la fin les affaiblissements supplémentaires de masques "A_m"

Il y a toutefois deux cas :

1er cas : En ôtant l'obstacle, la 1ZF est dégagée à cet endroit, alors :

$A_T = A + A_m$ A étant l'affaiblissement sans obstacle

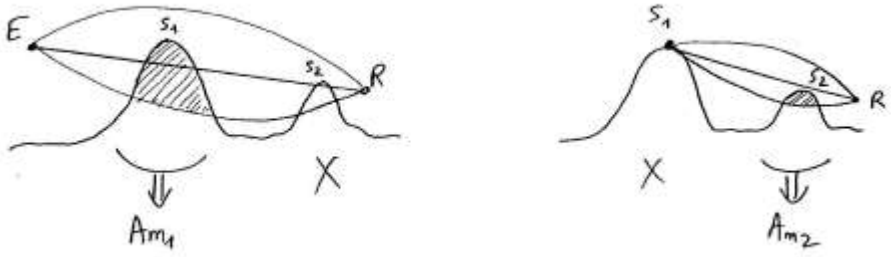


2ème cas : En ôtant l'obstacle, la 1ZF n'est pas dégagée pour autant à cet endroit, alors :

$A_T = A + A_m$ - 6 dB

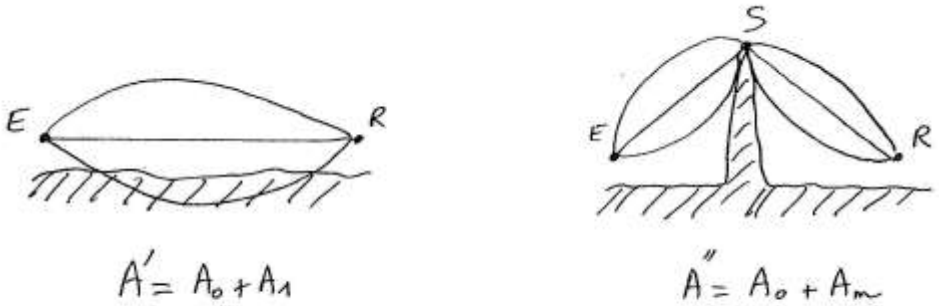
Nota : "- 6dB" permet de ne pas "compter deux fois" un affaiblissement (revoir expression de A_m qui vaut justement 6 dB avec h=0)

Dans le cas où il y a plusieurs obstacles, le fait d'ajouter les différents " A_m " entre eux surestime la valeur de l'affaiblissement par rapport à la réalité observée.
Une méthode (méthode de DEYGOUT) consiste à déterminer l'obstacle principal comme étant celui qui a le plus grand rapport $(\frac{h}{r}) \Rightarrow A_{m_1}$
Ensuite, on trace une autre 1ère Zone de Fresnel sur le trajet comprenant l'autre obstacle (ou les autres) et joignant le premier obstacle au point d'émission (ou de réception selon). On itère alors le processus.



Notion de "gain d'obstacle":

Si l'obstacle est suffisamment raide, il peut se comporter comme le ferait un "ré-émetteur" passif(à la diffusion d'énergie près due à la diffraction sur cet obstacle), ainsi on peut se trouver avec en fait deux liaisons en espace libre, plutôt qu'un seule qui pourrait être en onde de sol.



A 4 MEMO DE CALCUL D'AFFAIBLISSEMENT

CONDITIONS DE VALIDITE DE L'ESPACE LIBRE - TERRE PLANE UNIE :

A	**Première Zone de Fresnel dégagée**	$R_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda D}$
B	**Distance limite non dépassée**	$D_{lim} = \frac{80\ km}{\sqrt[3]{F_{(MHz)}}}$
C	**Sol régulier (exempt de reliefs)**	$h < \frac{\lambda\ d}{16(h_e + h_r)}$
D	**Sol et atmosphère de compositions uniformes**	
E ou **E'**	**Validité de l'optique géométrique (terre plane)** ou **Absence de diffraction (terre sphérique)**	$h_e + h_r > \frac{2\lambda}{\pi z}$; $0,5 < z < 2$; A $\Rightarrow$ E hauteur limite par graphique

CAS DE PROPAGATION :

ABCDE vérifiées : **espace libre terre plane unie**
affaiblissement **Ao**
$Ao(dB) = 32,5 + 20 \log D(km) + 20 \log F(MHz)$

BCD vérifiées, A non vérifiée : **onde de sol**
E vérifiée : pas de diffraction
affaiblissement **A1**
$A1(dB) = 40 \log D(m) - 20 \log h_e(m) - 20 \log h_r(m)$
E non vérifiée : diffraction en plus *(correction des hauteurs)*
affaiblissement **A'1**

CD vérifiées, B non vérifiée : **terre sphérique**, réfraction troposphérique
correction des distances horizontales (k = 4/3)
comparaison de la hauteur des antennes par rapport à la hauteur limite
AE' non vérifiées : "antennes peu surélevées", diffraction sur le sol
affaiblissement **A1 + Ad**

A non vérifiée, E' vérifiée : "antennes moyennement surélevées"
affaiblissement **Ao + Ar**

AE' vérifiées : "antennes très surélevées", 1ZF dégagée
affaiblissement **A'o** (A'o = Ao avec D × 4/3)

Pour tous les cas, si C est non vérifiée, il faut corriger l'affaiblissement par **Am**

Valeurs Ao, Ad, Ar : voir abaques spécifiques, Corrections des hauteurs : voir expressions spécifiques

... QUELQUES ORDRES DE GRANDEUR ...

Puissances de réception et tension associées sur une antenne adaptée à 75 Ω

Pr	- 100 dBm	- 90 dBm	- 80 dBm	- 70 dBm	- 60 dBm	- 50 dBm	- 40 dBm	- 30 dBm
Pr	100 fW	1 pW	10 pW	100 pW	1 nW	10 nW	100 nW	1 μW
Vr	3 μV	8 μV	30 μV	80 μV	300 μV	0,8 mV	3 mV	8 mV

Puissances de bruit thermique en liaison sol-sol (T = 300 K) $\Rightarrow$ $kT \approx 4.\ 10^{-21}$ W / Hz

B	100 kHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz	1 GHz
N	0,8 fW	8 fW	80 fW	0,8 pW	8 pW

Distances limites d'assimilation "terre plane" (suivant recommandation CCIR)

F	1 MHz	10 MHz	100 MHz	1 GHz	10 GHz
D lim	80 km	30 km	17 km	8 km	3 km

Puissances d'émissions "raisonnables" suivant liaison sol-sol : PP = point à point D = diffusion

10 W	100 W	1 kW	10 kW	100 kW	1 MW
PP local	PP	PP	PP exceptionnel D local	D courant	D exceptionnel

Hauteurs de bâtiments d'habitations ou de bureaux : 1 étage ≈ 3,50 m

étages	3	5	10	20	30
h	10 m	17 m	35 m	70 m	140 m

Pylônes métalliques (structure à base triangulaire et haubans)

Hauteur totale	15 m	30 m	40 m	50 m	60 m
Hauteurs d'accrochage des haubans	15	15 -30	15-30-40	15-30-40-50	15-30-40-50-60
Déport au sol des haubans	25 m	25 m	40 m	40 m	40 m

Tours de télécommunications (en béton ou très rarement en acier)

Couramment de 50 m jusqu'à 150 m de hauteur. Exceptionnellement au delà.

Quelques hauteurs d'ouvrages ...

Tour Montparnasse	immeuble	1973 - Paris - FRANCE	210 m
Tour Eiffel	tour	1889 - Paris - FRANCE	320 m
Empire State Building	immeuble	1931 - New York - USA	381 m
Tour Sears	immeuble	1974 - Chicago - USA	443 m
Tour Chongquing	immeuble	1997 - Chongquing - CHINE	457 m
Canadian National Tower	tour	1973 - Toronto - CANADA	555 m
Tour "du millénaire"	tour	2000 - Tokyo - JAPON	800 m

ANNEXES B

B. 1 Abaques et graphiques

ABAQUE N°1

Affaiblissements A_o en espace libre : A_o est fonction de la distance d et de la fréquence f.

Affaiblissement supplémentaire d'obstacle (« masque ») A_m, fonction du rayon courant r de la 1 ZF (obtenu lui-même grâce à d, d1 et d2) et du dépassement algébrique h du sommet de l'obstacle par rapport à l'axe de la 1ZF.

GRAPHIQUE N°2

Hauteur limite d'antenne en terre sphérique unie

ABAQUE N°3

Affaiblissement supplémentaire A_r due à la rotondité terrestre dans le cas où les antennes sont « moyennement surélevées » (hauteur limite dépassée). A_r est fonction des hauteurs d'antennes h1 et h2, du coefficient k de réfraction troposphérique (en principe 4/3), de la fréquence f et des distances d1, d2, d3.

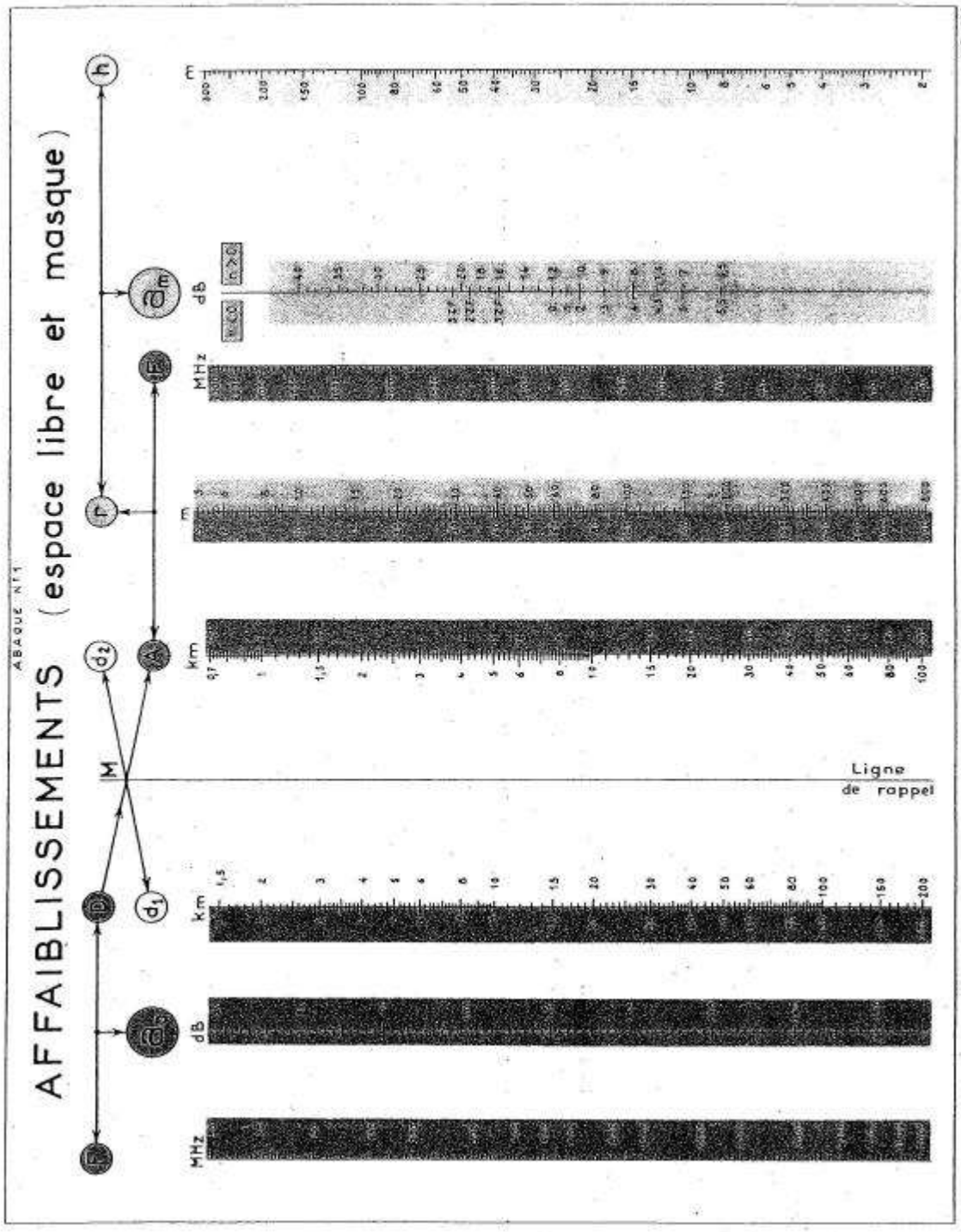
ABAQUE N°4

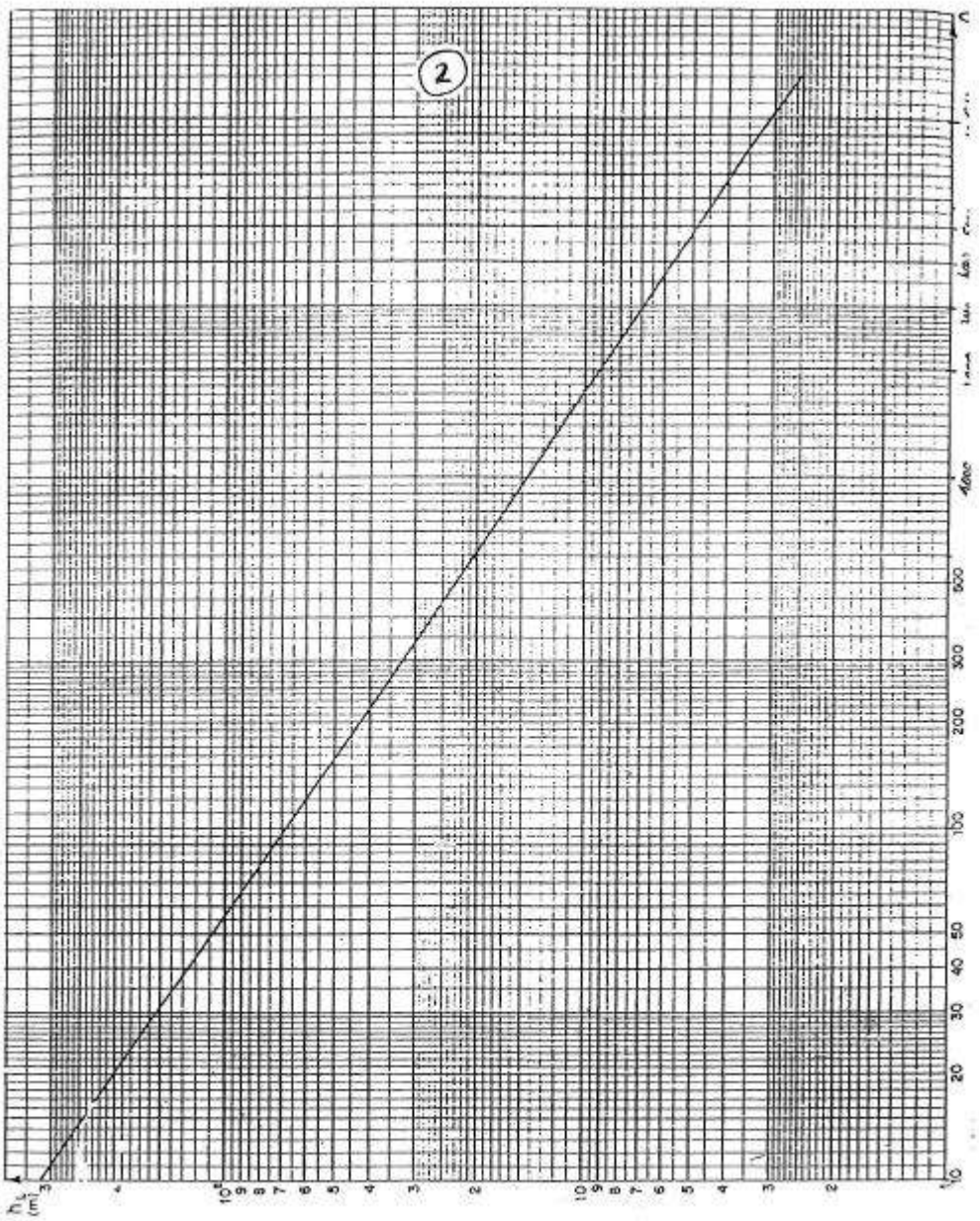
Affaiblissement supplémentaire A_d due à la rotondité terrestre dans le cas où les antennes sont « peu surélevées » (hauteur limite non dépassée). A_d est fonction de la fréquence f, de la distance d et de la direction de polarisation de l'onde.

GRAPHIQUE N°5

Permittivité et conductivité du sol (et de l'eau) en fonction de sa composition et de la fréquence (application à l'onde de sol).

① A_o , A_m


AFFAIBLISSEMENTS (espace libre et masque)
ABAQUE N°1
MHz
dB
km
m
Ligne
de rappel
M
HF-315

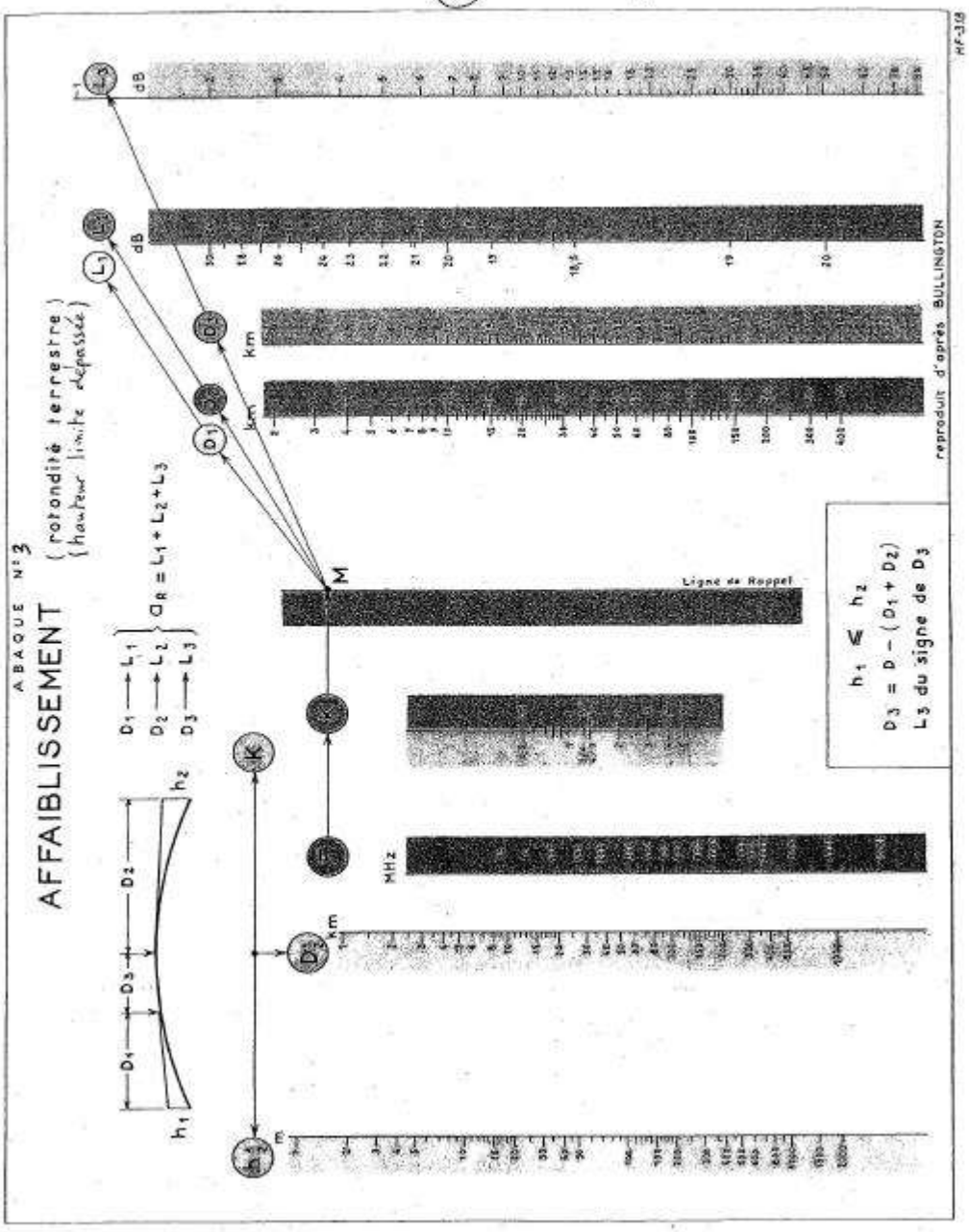


Hauteurs limites d'antenne (Terre sphérique unie)

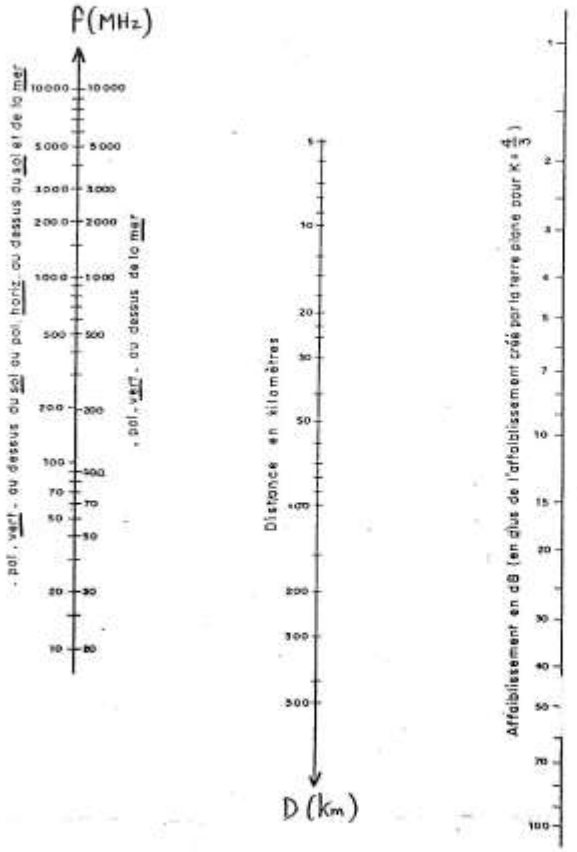
$h < h_L \Rightarrow A_d$

$h > h_L \Rightarrow A_r$

③ A_r


ABAQUE N° 3
AFFAIBLISSEMENT
(rotondité terrestre)
(hauteur limite dépassée)
$D_1 \rightarrow L_1$
$D_2 \rightarrow L_2$
$D_3 \rightarrow L_3$
$a_R = L_1 + L_2 + L_3$
$h_1 \leqslant h_2$
$D_3 = D - (D_1 + D_2)$
L_3 du signe de D_3
Ligne de Rappel
MHz
km
dB
reproduit d'après BULLINGTON
HF-318

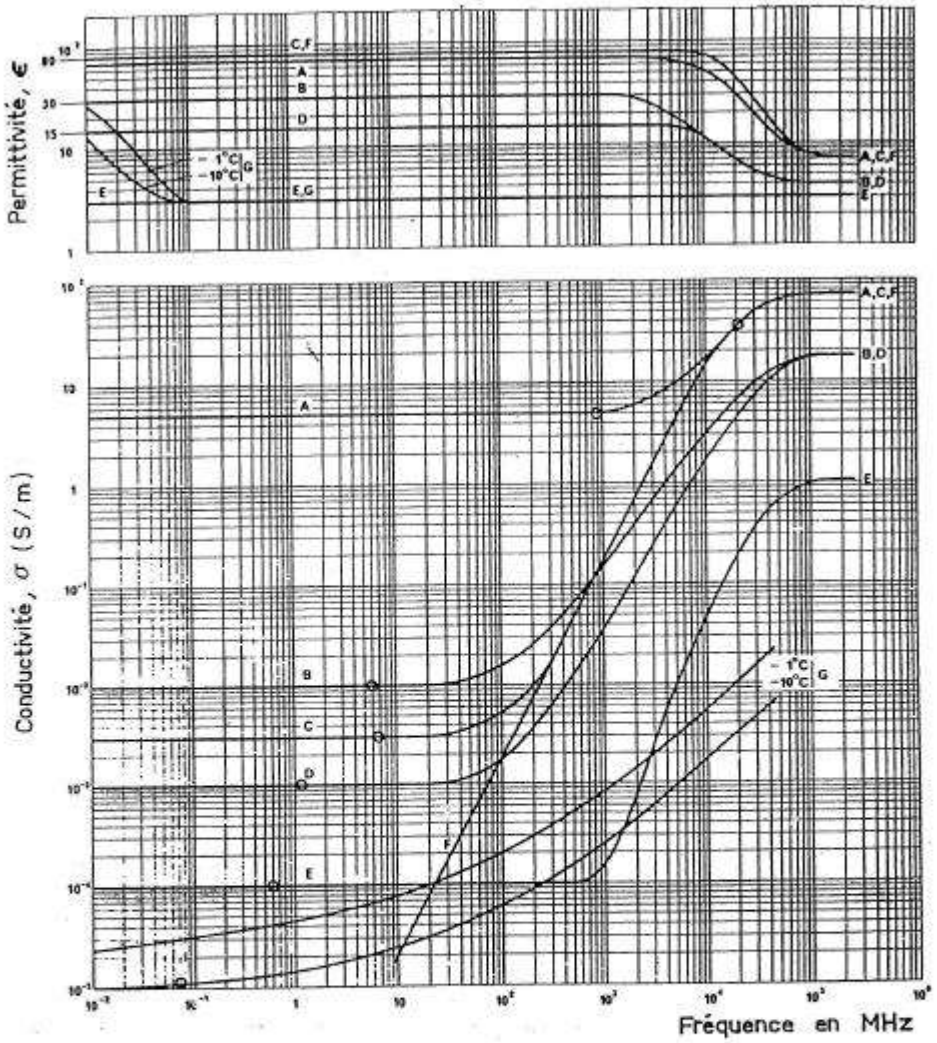
④ A_d



Affaiblissement de diffraction créé par la sphéricité de la terre

(hauteur limite non dépassée)

(5)



Permittivité complexe :

$\eta = \varepsilon - j 60 \sigma \lambda$

Permittivité ε et conductivité σ du sol :

A : eau de mer (salinité moyenne), 20 °C
B : sol humide
C : eau douce, 20 °C
D : sol moyennement sec
E : sol très sec
F : eau pure, 20 °C
G : glace (eau douce)
⊠ : fréquence de transition: f_o

f_o telle que $\varepsilon = 60 \sigma \lambda_o$ avec $\lambda_o = \frac{c}{f_o}$

$f < f_o$: Conducteur $f > f_o$: isolant

B2 REALISATION DES ANTENNES :

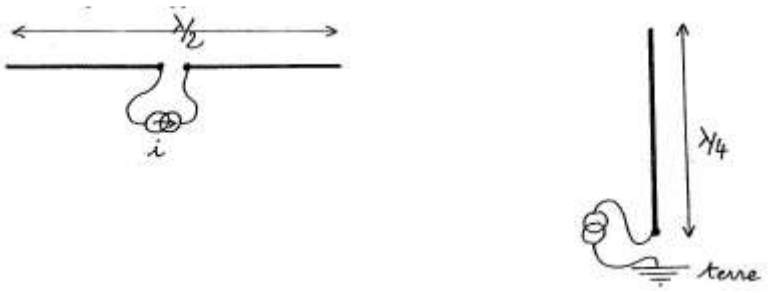
B 2.1 Principes généraux :

Une antenne est indifféremment antenne d'émission ou antenne de réception. La seule distinction est l'ordre de grandeur du courant qui circule dans cette antenne (très faible dans le cas d'une antenne de réception , qui peut être très grand pour une antenne d'émission).
Nous allons raisonner en termes d'antennes d'émission, les résultats et réalisations obtenus pouvant s'appliquer aux antennes de réception.

Une antenne est un système rayonnant : il est donc nécessaire de construire un dispositif créant, à grande distance, un champ électromagnétique non nul (et si possible d'intensité la plus grande possible).
Compte tenu de la distinction champ électrique – champ magnétique, nous avons deux filières principales de création d'une antenne élémentaire.
L'aspect champ électrique nous oriente vers la tige (extension du doublet de Hertz), alors que l'aspect champ magnétique nous oriente vers la boucle.

B 2.2 Antennes à tige rayonnante :

La tige est limitée d'un côté par le conducteur d'alimentation et de l'autre côté par un circuit ouvert (en effet, la fermeture du circuit amènerait à une boucle). Cette condition de circuit ouvert à l'extrémité engendre un système d'ondes stationnaires dans la tige. On arrive ainsi à des antennes de type $\lambda/2$ et $\lambda/4$. L'antenne $\lambda/4$ est parmi celles qui sont les plus employées, notamment pour les applications mobiles. L'antenne $\lambda/2$ est couramment appelée « dipôle »

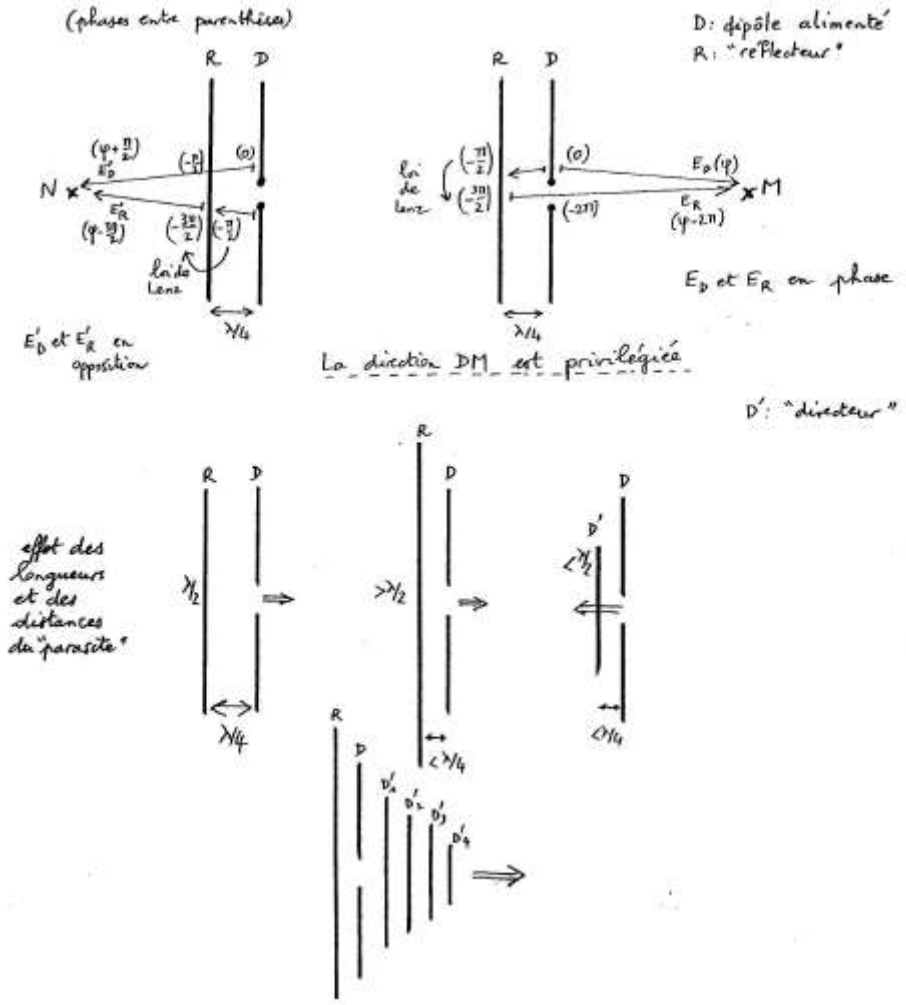


On appelle « **polarisation** » la direction du champ électrique à grande distance, donc la direction (position) de l'antenne par rapport au sol (car le champ électrique à grande distance est parallèle à la tige)

B 2.3 Antennes YAGI :

L'antenne λ/2 (ou λ/4) placée verticalement par rapport au sol est omnidirectionnelle en gisement (plan horizontal). Son gain est donc très faible.

De manière à améliorer ce gain (et donc augmenter la directivité), une méthode semi-empirique consiste à placer de part et d'autre de la tige alimentée, des tiges non alimentées (dites « parasites ») qui, sous l'effet de l'induction de la tige alimentée, vont à leur tour créer des champs électromagnétiques en réaction (loi de Lenz). L'ensemble des champs électromagnétiques vont alors créer un système d'interférences avec des renforcements d'intensité (champs en phase) et des affaiblissements voire annulations (champs en opposition). Il s'agit du « **système YAGI** ».
Ce système est un des plus utilisés dans le monde pour réaliser des antennes directives.



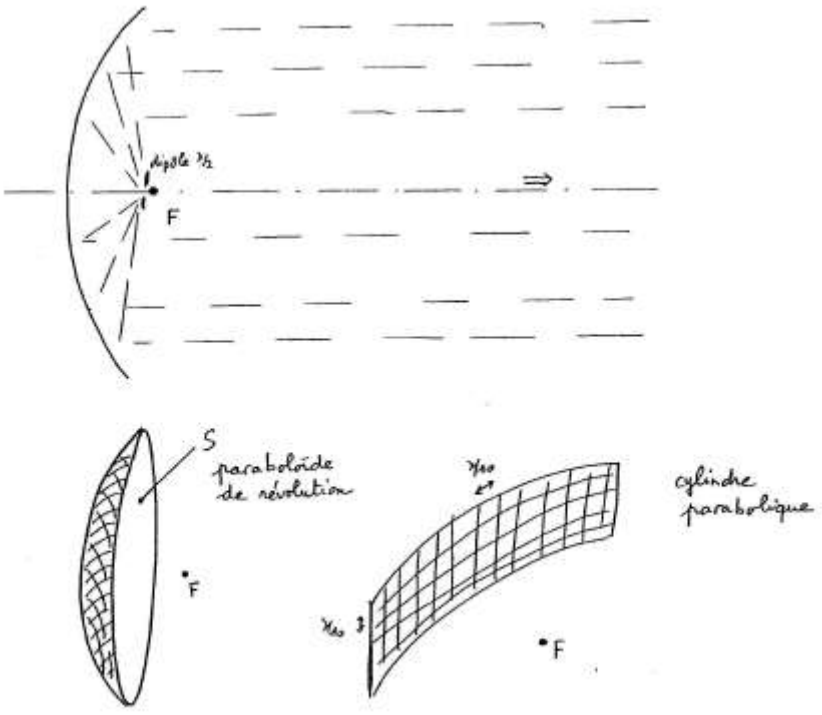
B 2.4 Antennes à réflecteur parabolique :

Afin de concentrer le rayonnement dans une direction donnée (donc avoir une directivité très importante et par voie de conséquence un gain élevé), il est possible d'utiliser la technique du réflecteur, comme cela est fait couramment pour les systèmes optiques.

Afin d'optimiser la directivité, le réflecteur est un paraboloïde de révolution au foyer duquel est placé l'antenne alimentée (utilisation des propriétés géométriques de la parabole). L'axe de ce paraboloïde sera l'axe de propagation.

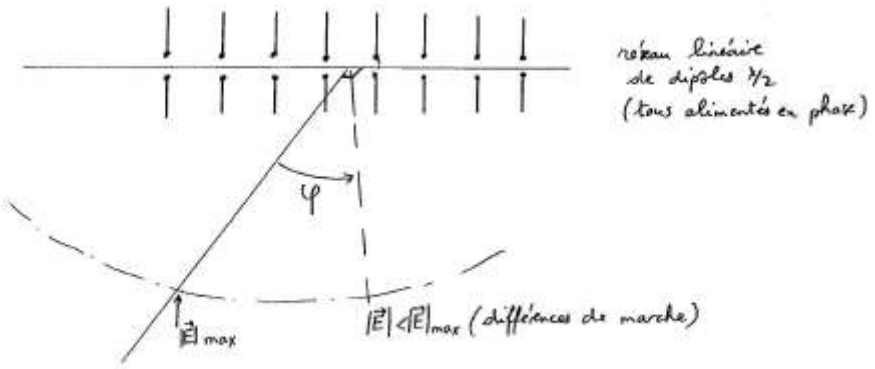
Le gain de l'antenne est alors directement lié au diamètre d'ouverture du paraboloïde :
$G = 4\pi S / \lambda^2$. (En fait, comme déjà signalé, le réflecteur ne capte pas toute l'énergie fournie par le dipôle $\lambda/2$, ce qui implique que le gain est inférieur au gain théorique précédent : coefficient k dit « d'éclairement »).

Il faut enfin remarquer que ce réflecteur doit être parfaitement conducteur (condition de réflexion totale, sans consommation d'énergie), mais pas nécessairement plein. En effet, il suffit qu'il réalise une équipotentielle, ce qui permet d'utiliser une structure grillagée à condition que les mailles du grillage n'excèdent pas l'ordre de grandeur de $\lambda/10$. (Cette possibilité permet en outre une réalisation plus légère et moins résistance au vent)

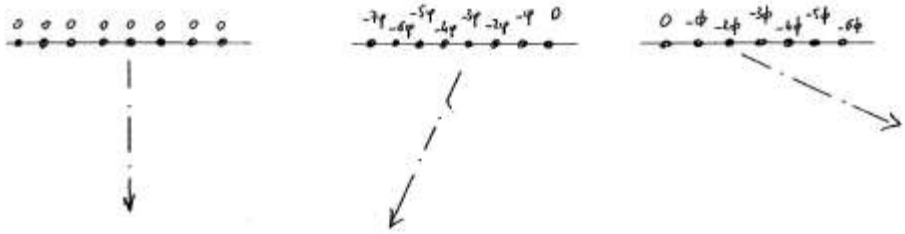


B 2.5 Réseaux d'antennes :

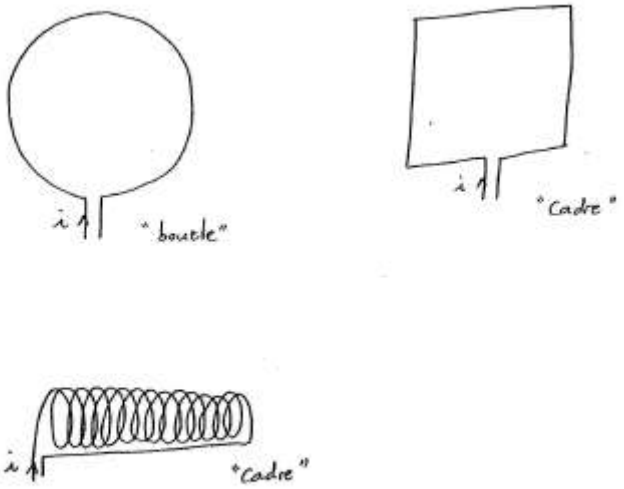
La directivité peut aussi s'obtenir grâce à un système interférentiel créé à partir d'un réseau d'antennes toutes alimentées (réseau à 1 ou 2 dimensions selon le diagramme de directivité souhaité).



L'avantage de ce dispositif réside dans la possibilité de modifier le diagramme de rayonnement, notamment au niveau de la direction privilégiée et de l'ouverture du lobe principal, voire, pour certaines applications, de la création de plusieurs directions de propagations (multi-lobes).
Pour cela, il suffit de prévoir des amplitudes et des phases non uniformes pour l'ensemble des antennes élémentaires.



B 2.5 Antennes à boucle rayonnante :

Ces antennes sont relativement peu utilisées tout en étant réservées aux « fréquences faibles » (c'est-à-dire inférieures à l'ordre de grandeur du MHz). En effet, pour ces fréquences, le dipôle λ/2 a des dimensions démesurées (F = 1 MHz → λ/2 = 150 m !).
Par contre, et au contraire, une boucle de circonférence raisonnable sera le siège d'un courant qui peut être considéré comme étant uniforme, donc qui engendre un champ magnétique axial maximal. Cette propriété garantie le caractère directif de ce dispositif. L'intensité du champ magnétique (donc du champ électromagnétique) peut être renforcé en réalisant un ensemble de boucles successives (solénoïde) qui prend alors le nom de « cadre ». Le cas échéant, il est encore possible de renforcer ce champ en plaçant un matériau très diamagnétique (coefficient

μ_r élevé) dans l'axe du solénoïde. (Ce dispositif est universellement employé dans les récepteurs de radiodiffusion sonore pour les gammes « petites ondes et grandes ondes »)