

La liaison radioélectrique entre le pilote et l'aéromodèle

1) Importance de la liaison Radio

Tous les pilotes d'avion modèle réduit d'avion télécommandé est au commande de son avion au travers d'une liaison radioélectrique. Celle-ci assure la « sécurité » du vol. Toute défaillance de cette liaison met gravement en danger la stabilité du vol en augmentant très significativement le risque de crash.

Il est donc important que tout pilote d'avion modèle réduit ait des connaissances fondamentales sur le fonctionnement de cette liaison au même titre qu'il maîtrise des savoirs essentiels en aérodynamique et mécanique du vol. Ces connaissances participent à la maîtrise du vol et à sa sécurité.

2) La physique des ondes électromagnétiques

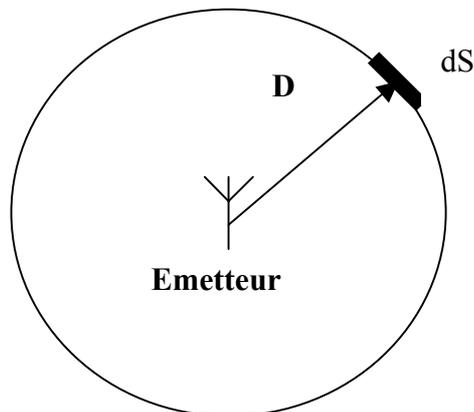
Les ondes radioélectriques sont de même nature physique que les ondes lumineuses. Les ondes radio sont décrites par les mêmes équations que les ondes lumineuses, c'est uniquement la valeur de la fréquence qui change, ou la longueur d'onde. La longueur d'onde associée à la lumière est de l'ordre de $0,6 \mu\text{m}$, alors que celle qu'il faut associée aux ondes radio utilisées en télécommande est de l'ordre du mètre. Il y a un rapport de 1 000 000 entre ces 2 domaines de longueur d'onde. Cette différence explique certaines différences dans les effets des ces 2 types d'onde.

La théorie des ondes radioélectriques a été développée notamment à partir des fameuses équations de Maxwell. Ces équations lient les champs électriques et magnétiques au courant électriques. Ces équations sont à la base de la radioélectricité et de la théorie des antennes.

3) L'émetteur isotrope

L'émetteur isotrope est un emetteur radio qui émet des ondes de façon équivalente et avec la même puissance dans toutes les directions de l'espace. C'est en fait ce qui se passe à quelque chose près de ce qui se passe avec nos émetteurs de télécommande.

Cette notion est importante pour commencer à établir un bilan de liaison entre l'émetteur et le récepteur installé dans l'avion. Ce bilan de liaison permet de savoir si l'avion reçoit de façon convenable pour « obéir au doigt et à l'œil » du pilote.



L'émetteur d'une puissance P_e , émet une onde qui se propage à la même vitesse dans toutes les directions de l'espace.

A la distance D toute la puissance de l'émetteur, se trouve équirepartie sur une sphère de rayon D et de surface $S = 4 \pi D^2$.

La puissance par unité de surface sur cette sphère est donc $P_e/(4\pi D^2)$.

Si dS est la surface de l'antenne (ou sa surface équivalente), la puissance reçue par le recepteur est

$$Pr = Pe/(4\pi D^2) \cdot x dS$$

4) Relation entre le champ électrique, la distance et la puissance d'émission

Nous venons de voir que la densité surfacique de la puissance de l'émetteur qui émet de façon isotrope à la distance D est

$$W/m^2 = P_e / (4 \pi D^2).$$

Cette puissance se mesure en fait en mesurant le champ électrique. La puissance par unité de surface est liée au champ électrique E exprimé en Volt par mètre par la relation

$$W/m^2 = \frac{1}{2} E^2 / (120 \pi)$$

De ces 2 relations on peut déduire la valeur du champ électrique créée par l'émetteur de puissance P_e à la distance D

$$P_e / (4 \pi D^2) = \frac{1}{2} E^2 / (120 \pi)$$

D'où

$$E \text{ (V/m)} = \sqrt{60 P_e / D^2}$$

5) Diagramme d'une antenne

En fait les antennes ne sont jamais parfaitement isotropes, de plus dans certaines utilisations on recherche des antennes qui ne rayonnent que dans des directions privilégiées.

Dans le domaine des ondes lumineuses on utilise un projecteur qui envoie la puissance de la source lumineuse dans la direction recherchée.

Dans le cas des ondes radios, la puissance fournie à l'antenne est rayonnée dans ces directions privilégiées. Ainsi dans ces directions la puissance rayonnée augmente. Le rapport de puissance rayonnée dans la direction privilégiée, par rapport à celle qui existerait si une antenne isotrope était utilisée, s'appelle le gain par rapport à l'isotrope de l'antenne. Ce gain est noté G ou G_i

Remarque : Il ne s'agit pas d'une augmentation de la puissance totale émise, mais une concentration de cette puissance dans une direction privilégiée.

A titre d'exemple, ci-dessous le diagramme de rayonnement d'une antenne rectiligne comme celle qui équipe nos émetteurs de télécommande.

Le rayonnement se fait essentiellement perpendiculairement à l'antenne. Dans l'axe de l'antenne le rayonnement est nul.

La forme du diagramme dépend de la longueur de l'antenne.

Une antenne même partiellement déployée, environ à moitié déployée, rayonne de façon satisfaisante. Comme dans ces conditions l'antenne n'est pas totalement adaptée, la puissance effectivement rayonnée diminue légèrement, mais pas de façon catastrophique...

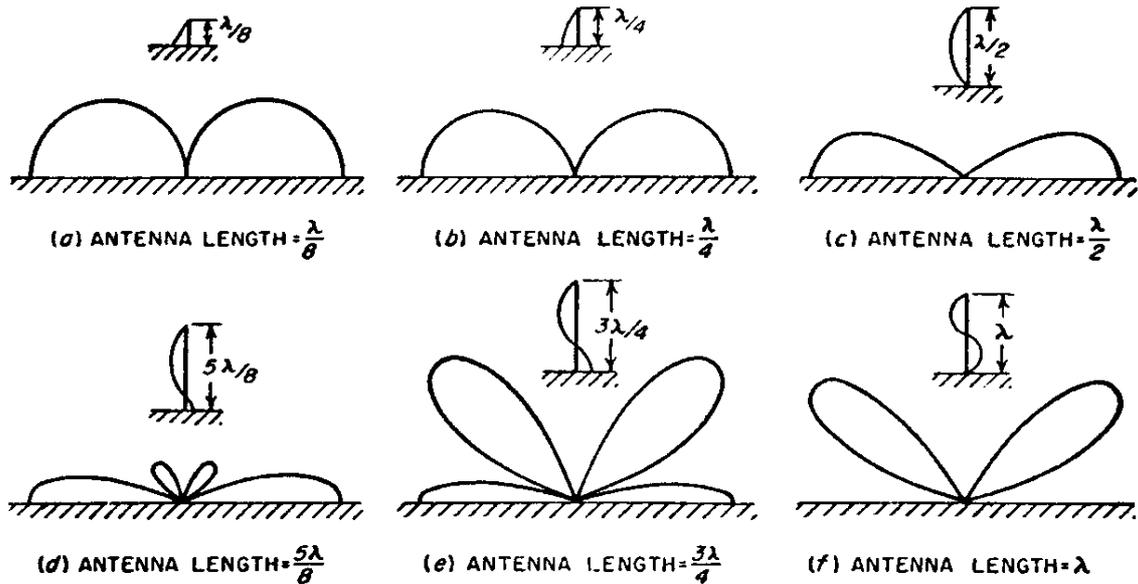


FIG. 23-25. Directional characteristics in a vertical plane of the fields radiated by grounded vertical antennas of varying lengths.

6) Théorème de réciprocité des antennes émission et réception

Si on établit une liaison radioélectrique entre une antenne d'émission de gain G_e et une antenne de réception de gain G_r , le niveau reçu sera exactement le même si l'antenne de réception sert maintenant à l'émission avec le gain G_r , et l'antenne de d'émission précédente sert en réception avec le gain G_e .

7) Gain d'une antenne

Le gain d'une antenne se définit par rapport à l'antenne dite isotrope. Il ne faut pas prendre ce terme « gain » comme celui d'un amplificateur car la puissance totale rayonnée n'est pas modifiée, mais elle se concentre dans la direction privilégiée définie par le diagramme d'antenne.

Si P_i est la puissance reçue en un point de réception dans une direction lorsque une antenne isotrope est utilisée et P_r la puissance reçue en ce point lorsque une antenne a gain est utilisée en émission, le gain se définit dans la direction privilégiée du point de réception par

$$G_e = P_r / P_i$$

Tout se passe dans cette direction comme si la puissance P_e de l'émetteur est augmentée de G_e et égale à $PIRE = P_e G_e$

PIRE s'appelle Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.

Remarque : les antennes filaires utilisées pour la télécommande des avions ont un gain très voisin de l'unité.

Physiquement, si nous reprenons la relation qui donne la densité de puissance reçue par unité surface celle-ci est

$$W/m^2 = PIRE / (4 \pi D^2) \text{ ou } W/m^2 = P_e G_e / (4 \pi D^2)$$

8) Surface équivalente à une antenne

La puissance reçue dépend de la surface équivalente de réception dS qui intercepte les ondes émises par l'émetteur. On démontre que le gain d'antenne est reliée à la surface équivalente de l'antenne par

$$G = 4 \pi S / \lambda^2$$

La formule établie donnant la puissance reçue s'écrit

$$Pr = Pe / (4\pi D^2) \cdot dS = Pe / (4\pi D^2) \cdot Gr \lambda^2 / (4\pi)$$

$$Pr = Pe Gr \lambda^2 / (4\pi D)^2$$

9) Bilan de liaison ou puissance reçue

Nous avons démontré que dans le cas d'un émetteur isotrope de puissance Pe , la densité surfacique de puissance reçue à la distance D est

$$W/m^2 = Pe / (4\pi D^2)$$

Comme l'antenne d'émission présente un gain Ge , la densité de puissance est multipliée par Ge dans la direction privilégiée par l'antenne, alors

$$W/m^2 = Pe Ge / (4\pi D^2)$$

Si l'antenne de réception à un gain Gr , on démontre que sa surface équivalente est

$$Sr = Gr \lambda^2 / (4\pi)$$

En multipliant la densité surfacique de puissance par la surface équivalente de l'antenne de réception, le calcul donne la puissance reçue Pr par le récepteur

$$Pr = Pe Ge Sr / (4\pi D^2) \text{ Ou } Pr = Pe Ge Gr \lambda^2 / (4\pi D)^2$$

Le terme $\lambda^2 / (4\pi D)^2$ s'appelle affaiblissement d'espace libre.

10) Puissance minimale nécessaire en réception

Evidemment cette puissance nécessaire va dépendre de la sensibilité du récepteur. Mais il existe une sensibilité maximale théorique.

Cette sensibilité va dépendre de la puissance de bruit radioélectrique présente à l'entrée du récepteur. Cette puissance de bruit dépend de la température absolue et du bruit propre du récepteur.

Le bruit minimal dépendant de la température est donné par la relation

$$\text{Puissance minimale de bruit ou } N = K T B$$

Le coefficient K est la constante de Boltzmann celle-ci est égale à $1,38065812 \cdot 10^{-23} \text{JK}^{-1}$

T la température absolue, que l'on fixera à 300 °K

B est la bande passante du récepteur. Celle-ci est évaluée à 20 KHz

Le calcul donne $N = 8,2806 * 10^{-17}$ W (pour 20 KHz)

Cette puissance de bruit est due à l'agitation thermique des électrons. (C'est pour cette raison que les récepteurs utilisées en radioastronomie sont souvent refroidis pour réduire a minima ce bruit)

Un récepteur de qualité moyenne aura un bruit propre qui multiplie par 10 à 20 ce bruit minimal possible.

Enfin pour démoduler le signal avec un minimum d'erreur, il faut que la puissance reçue soit environ 100 fois à 200 fois, la puissance perturbatrice de bruit présente à l'entrée du récepteur. On dit que le rapport signal à bruit doit être suffisant.

La puissance minimale à recevoir est donc ($N * 10$) pour tenir compte du bruit apporté par le récepteur et $(N * 10) * 100$ pour sortir correctement le signal du bruit perturbateur du bruit

La puissance minimale sera donc $N * 1000 = 8,2806 * 10^{-14}$ W et cela sans tenir compte des bruits industriels, des perturbations liées aux diverses activités radioélectriques d'origine humaine ou naturelles comme les orages ou galactique.

12) Technique de calcul et utilisation de décibel

Les radioélectriciens utilisent le décibel. Cette unité logarithmique permet de transformer les multiplications en additions, ce qui est plus facile.

Le décibel se définit comme un rapport de puissance

$$X_{dB} = 10 \log (P1 / P2)$$

on dit que le rapport de puissance P1 sur P2 est de X décibel, ce qui se note X dB

On utilise aussi le dB pour exprimer des puissances par rapport à une puissance de référence. Si cette puissance de référence est le milliwatt, l'unité s'appelle le dBm (m pour milliwatt)

$$P (\text{ en dBm }) = 10 \log (P (\text{ en mW } / P_{\text{ref}})$$

Par exemple une puissance de 2 mW s'exprime en dBm par $10 \log (2\text{mW} / 1 \text{ mW}) = 3 \text{ dBm}$

De même si la puissance est juste 1 mW la valeur en dBm sera $10 \log (1/1) = 0 \text{ dBm}$

Une puissance de 10 mW s'exprime par 10 dBm

Une puissance de 100 mW s'exprime par 20 dBm.

11) Distance possible de télécommande en vue directe

Compte tenue de la puissance d'émission que l'on fixera à 100 mW ou 0,1 W, la formule

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4 \pi D)^2}$$

va permettre de calculer le terme $A = \frac{\lambda^2}{(4 \pi D)^2}$ dit affaiblissement d'espace libre, sachant que l'on admettra que le produit $G_e G_r$ est approximativement égale à l'unité.

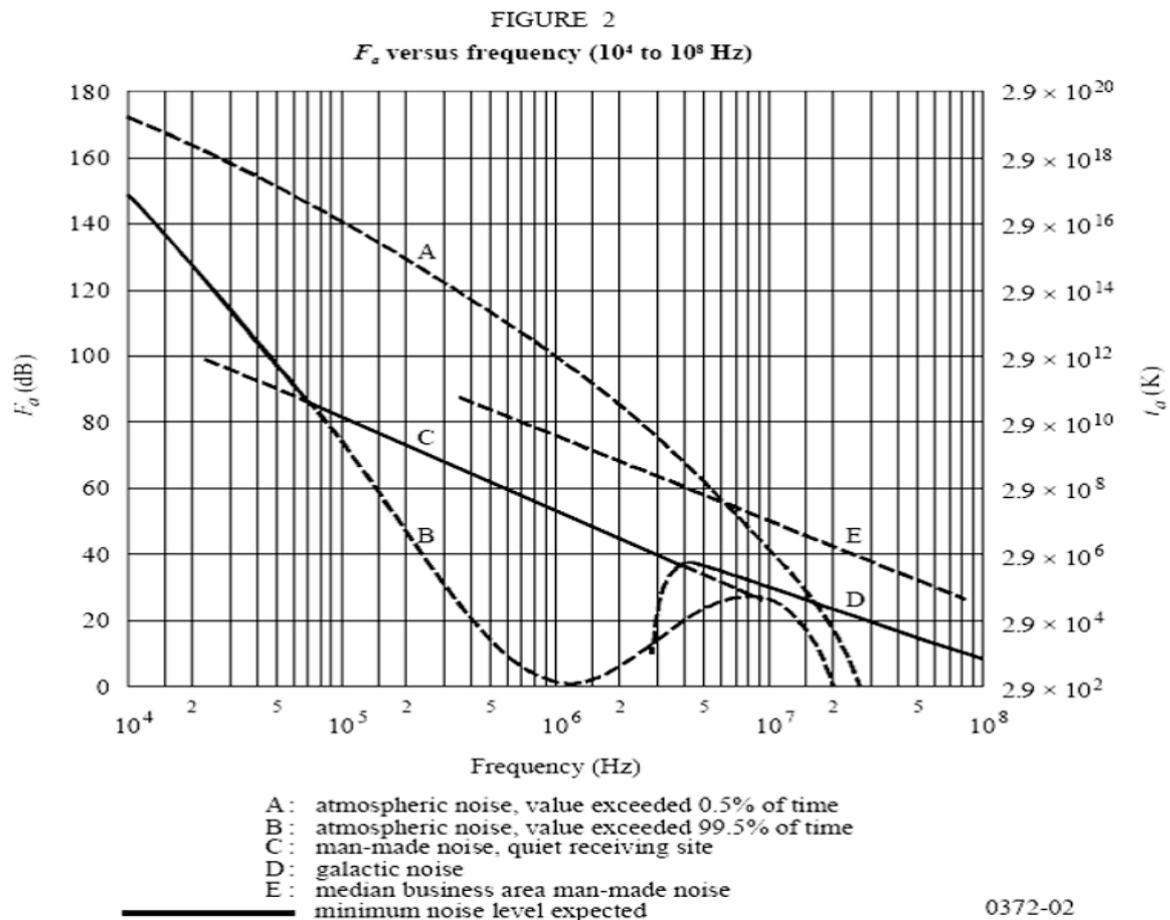
La distance maximale est celle qui permet de disposer de la puissance P_r suffisante. C'est-à-dire que le rapport Signal utile / signal perturbateur soit suffisant.

L'expérience montre que ce rapport doit être de **20 dB** pour considérer la liaison juste acceptable.

12) Bruit autre que le bruit thermique

En région rurale, le niveau de bruit perturbateur d'origine terrestre par rapport au bruit thermique, est donné par la courbe B ci-dessous en fonction de la fréquence de la liaison.

A 40 MHz ce niveau est de 20 dB au dessus du bruit thermique environ et à 2 GHz ce niveau de bruit est négligeable.



Compte tenu de ce qui précède, l'évaluation du niveau minimum de réception peut être calculé.

13) Niveau minimal de réception

La puissance de bruit inévitable due à l'agitation thermique sera de

$$\text{Bruit en dBm} = 10 \log (8,2806 \times 10^{-17} \times 1000 \text{ mW} / 1 \text{ mW}) = 10 \log 8,2806 + 10 \log 10^{-14}$$

Bruit thermique = 9,2 -140 = -130,8 dBm (pour 20 kHz de bande)

Facteur de bruit du récepteur = 10 dB (récepteur de bonne qualité)

Bruit ramené à l'entrée du récepteur – 120,8 dBm, on admettra pour simplifier les calculs que ce bruit est de – 120 dBm

Le niveau de bruit reçu, en raison des perturbations radioélectriques terrestre est de

$$-130,8 + 20 \text{ dB} = -110,8 \text{ dB} \quad \text{arrondi à} \quad -110 \text{ dBm à } 40 \text{ MHz}$$

$$-130,8 + 10 = -120,8 \text{ dB} \quad \text{arrondi à} \quad -120 \text{ dBm à } 2,5 \text{ GHz}$$

Conclusion

A 40 MHz, le bruit d'origine terrestre est de 20 dB supérieur au bruit propre du récepteur. C'est donc le bruit d'origine terrestre qui est prépondérant et qui fixera le niveau minimum de réception.

Le niveau de bruit à l'entrée du récepteur est donc -110 dBm à 40 MHz.

Pour assurer un rapport signal à bruit de 20 dB à 40 MHz le niveau minimal de réception à 40 MHz est $-110 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = -90 \text{ dBm}$

Dans le cas du 2,5 GHz, les bruits radioélectriques d'origine terrestre sont négligeables.

Dans ces conditions le bruit présent à l'entrée du récepteur est de -120 dB à 2,5 GHz

Pour assurer un rapport signal à bruit de 25 dB à 2,5 GHz le niveau minimal de réception à 2,5 GHz est $-120 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} = -100 \text{ dBm}$.

14) Bilan de liaison

Le calcul de la puissance reçue est donné par

$$Pr = Pe Ge Gr \frac{\lambda^2}{(4 \pi D)^2}$$

Cette équation s'exprime dans l'unité logarithmique

$$\text{dBm (réception)} = \text{Puissance d'émission en dBm} + \text{gain emission en dB} + \text{gain réception en dB} + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4 \pi D} \right)$$

Comme on admettra que les gains des antennes est l'unité, soit 0 dB la formule se réduit à

$$Pr (\text{ en dBm }) = Pe (\text{ en dBm }) + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4 \pi D} \right)$$

Comme on cherche D, la distance maximum de liaison

$$Pr - Pe = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4 \pi D} \right)$$

a) Pour la liaison à 40 MHz ,

$$Pr = -90 \text{ dBm} \text{ et comme } Pe = 20 \text{ dBm (100mW) Alors } Pr - (Pe) = -70 \text{ dBm}$$

Puisque nous recherchons D, la relation permettant de trouver D est

$$-70 \text{ dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4 \pi D} \right)$$

$$20 \log D = 70 \text{ dB} + 20 \log \lambda - 20 \log 4 - 20 \log \pi$$

$20 \log \lambda = 17,5 \text{ dB}$ pour le 40 MHz

$20 \log 4 = 12 \text{ dB}$

$20 \log \pi = 9,4 \text{ dB}$

D'où $20 \log D = 70 + 17,5 - 12 - 9,4 = 66,1 \text{ dB}$ pour le 40 MHz

D'où D = 2000 m ou 2 km pour le 40 MHz

b) Pour la liaison à 2,5 GHz ,

$P_r = -100 \text{ dBm}$ et en ayant toujours 20 dBm en émission (100 mW)

Alors $P_r - P_e = -100 + 20 = -80 \text{ dBm}$

$20 \log \lambda = 18,4 \text{ dB}$ pour le 2,5 GHz

D'où $20 \log D = 80 + 18,4 - 12 - 9,4 = 77 \text{ dB}$

D'où D = 7079 m ou 7 km à 2,5 GHz environ

15) Conclusion

Ces calculs sont une évaluation raisonnable des portées de nos télécommandes en vue directe. (A préciser en fonction des spécifications précises des équipements radio)

Avec une liaison 40 MHz, il est conseillé de ne pas chercher d'éloigner de plus des 2 km nos aéronefs. (Cette portée peut atteindre 4 km avec un récepteur filtré à 10 kHz , au lieu des 20 kHz utilisés pour cette évaluation)

Si une liaison 2,5 GHz est utilisée, la portée est bien supérieure. Par contre à ces fréquences, le moindre obstacle introduit une atténuation importante, et une perte significative de portée.

Un des obstacles à ne pas négliger est la structure même de l'avion, et elle peut s'avérer critique, si elle est peinte avec des peintures à bases de sels métalliques ou contient des renforts en carbone.

Toute surface conductrice au voisinage de l'antenne pénalisera la portée de la liaison radio.

Etude de l'effet d'un masque sur la liaison radioélectrique.

La présence d'un obstacle dans le rayonnement de l'antenne va créer l'équivalent d'une ombre portée, comme s'il s'agissait de rayons lumineux.

Derrière l'obstacle ce n'est pas le noir, mais l'intensité de l'onde est fortement atténuée. La diffraction fait qu'une partie de l'énergie incidente se propage derrière l'obstacle. Plus la fréquence est élevée et plus l'atténuation de l'onde est importante.

La diffraction par une arête sera plus importante que par la diffraction par un obstacle arrondi.

La figure ci dessous est une représentation géométrique de la liaison et permet de visualiser les définitions des paramètres du calcul comme la distance de l'obstacle, la hauteur de celui ci, l'angle de la diffraction à envisager.

Evidemment λ est la longueur d'onde de la liaison

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}$$

$$v = \theta \sqrt{\frac{2}{\lambda \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}}$$

$$v = \sqrt{\frac{2 h \theta}{\lambda}} \quad (v \text{ est du signe de } h \text{ et de } \theta)$$

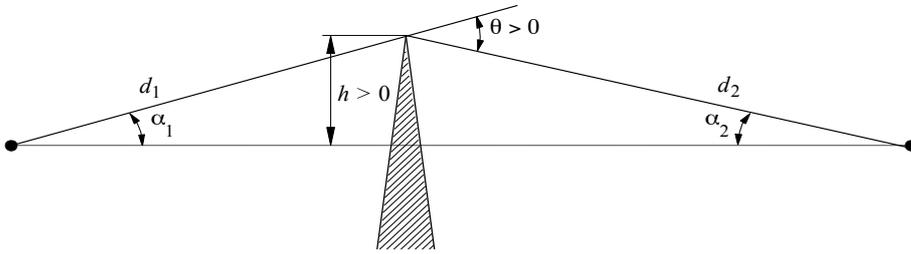
$$v = \sqrt{\frac{2 d}{\lambda} \cdot \alpha_1 \alpha_2} \quad (v \text{ est du signe de } \alpha_1 \text{ et } \alpha_2)$$

connaissant le paramètre v , la figure ci dessous permet d'estimer l'affaiblissement supplémentaire à l'espace libre qu'il faut ajouter à la liaison

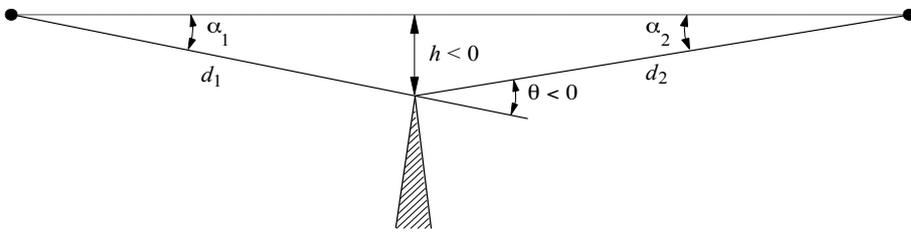
FIGURE 6

Éléments géométriques

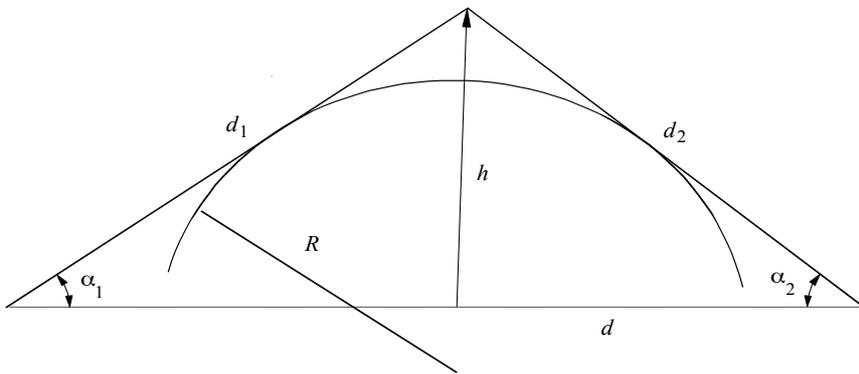
(Pour les définitions de θ , α_1 , α_2 , d , d_1 , d_2 et R , voir les § 4.1 et 4.3)



a)



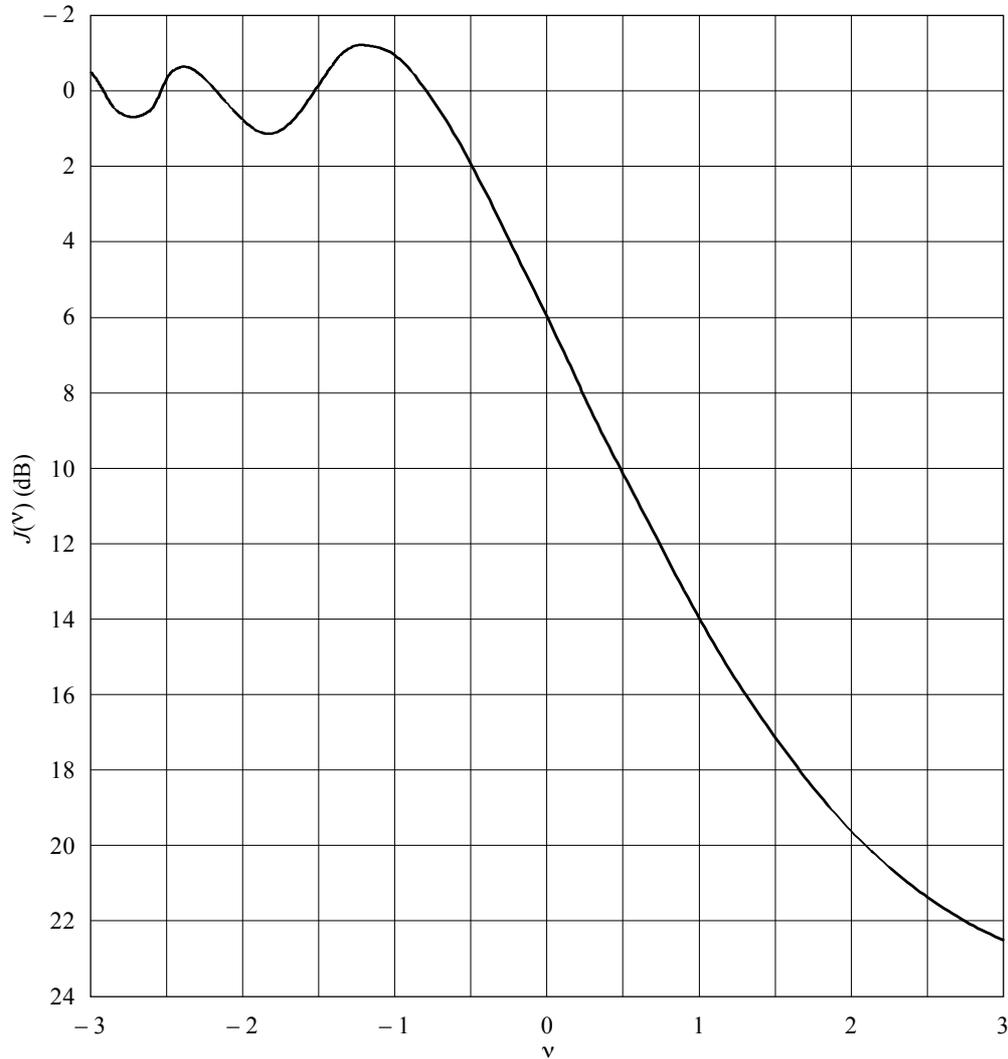
b)



c)

0526-06

FIGURE 7
Affaiblissement de diffraction sur une arête en lame de couteau



0526-07

Dans le cas d'un obstacle arrondi, l'affaiblissement supplémentaire est

$$A = J(v) + T(m,n) \quad \text{dB}$$

il faut ajouter au terme

$$J(\gamma) = v = 0,0316 h \left[\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{1/2}$$

le terme T(m,n) qui tient compte du rayon de courbure de l'obstacle

$$\text{Le terme } T(m,n) = k m^b$$

$$n = h \left[\frac{\pi R}{\lambda} \right]^{2/3} \bigg/ R$$

Avec $k = 8,2 + 12,0 n$

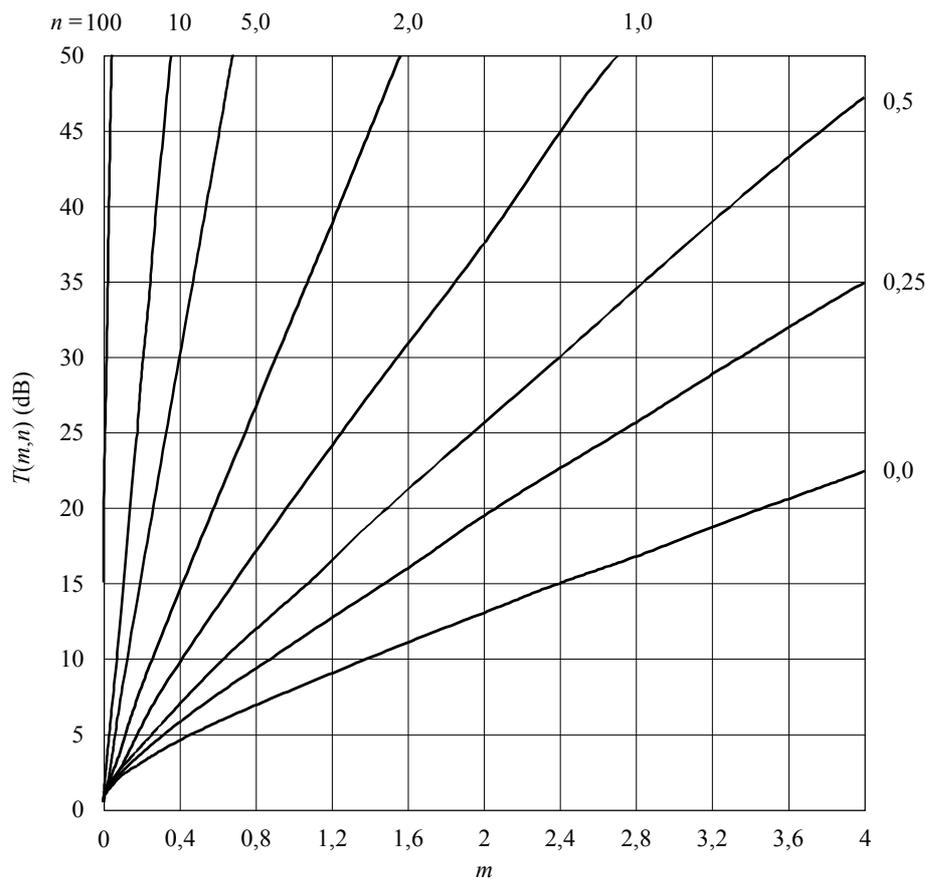
$$b = 0,73 + 0,27 [1 - \exp(-1,43 n)]$$

et

$$m = R \left[\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right] \bigg/ \left[\frac{\pi R}{\lambda} \right]^{1/3}$$

Pour facilité les calculs la figure suivante donne les valeurs de $T(m,n)$

FIGURE 8
Valeur de $T(m,n)$ (dB), en fonction de m et n



0526-08

Lame couteau $v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}$

$$J(v) = 6,9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right) \quad \text{dB } v > -0,7$$

Obstacle unique de sommet arrondi

La géométrie d'un obstacle de sommet arrondi de rayon R est illustrée dans la Fig. 6c). On notera que les distances d_1 et d_2 , et la hauteur h au-dessus de la ligne de base sont toutes mesurées par rapport au point d'intersection des rayons tangents à l'obstacle. L'affaiblissement de diffraction correspondant à cette géométrie peut être calculé sous la forme:

(20)

où:

- a) $J(v)$ est l'affaiblissement de Fresnel-Kirchoff provoqué par une arête en lame de couteau équivalente placée de manière à ce que son point culminant se situe au point d'intersection des rayons tangents (sommet fictif). Le paramètre sans dimension v peut être évalué à partir de l'une quelconque des relations (13) à (16) inclus. A titre d'exemple, en unités pratiques, la relation (13) donne:

$$v = 0,0316 h \left[\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2} \right]^{1/2} \quad (21)$$

où h et λ sont en mètres, et d_1 et d_2 sont en kilomètres.

On peut obtenir $J(v)$ à partir de la Fig. 7 ou de la relation (17). On notera qu'au cas où un obstacle empêche la propagation en visibilité, v est positif et que la relation (17) reste valable.

- b) $T(m,n)$ est l'affaiblissement supplémentaire dû à la courbure de l'obstacle:

$$T(m,n) \quad (22a)$$

où:

$$(24)$$

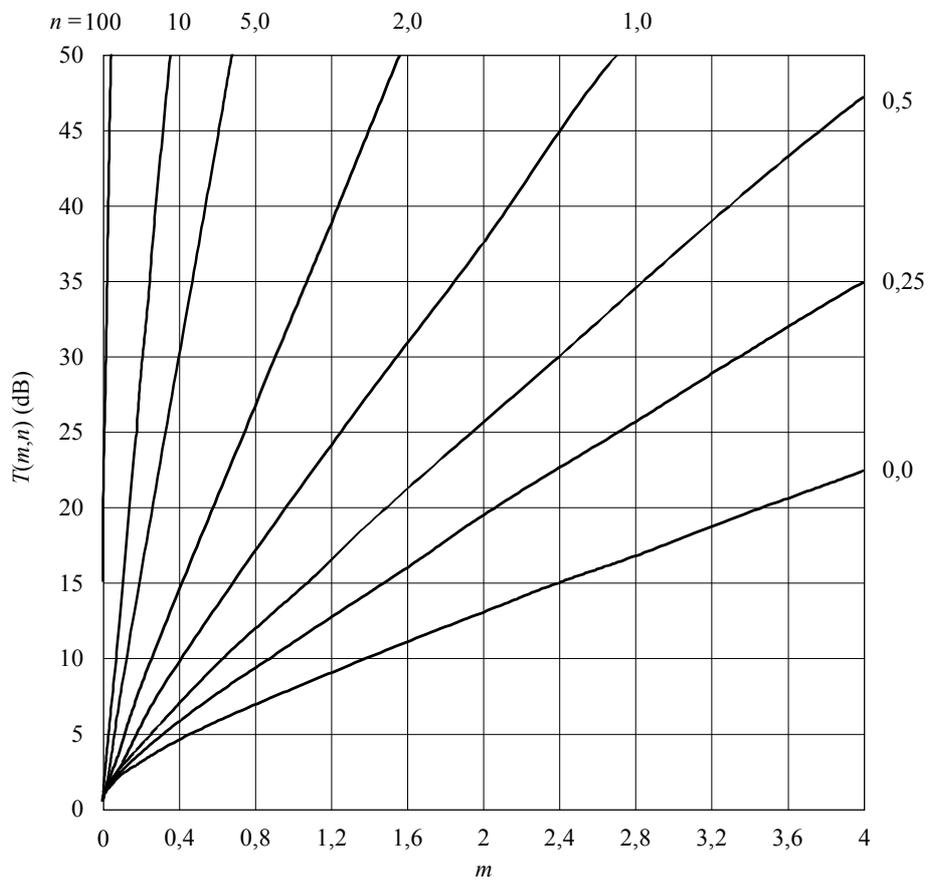
et R , d_1 , d_2 , h et λ sont en unités cohérentes.

$T(m,n)$ peut également être déterminé à partir de la Fig. 8.

On notera que lorsque R tend vers zéro, m , et par conséquent $T(m,n)$, tendent aussi vers zéro. Par conséquent, pour un cylindre de rayon nul, l'équation (20) se réduit au cas de la diffraction par une arête en lame de couteau.

Il est à noter que le modèle à cylindres est prévu pour des accidents de terrain typiques. Il ne convient pas pour les trajets transhorizon passant au-dessus d'un terrain plat ou de la mer, auquel cas on devra de préférence utiliser la méthode décrite au § 3.

FIGURE 8
 Valeur de $T(m,n)$ (dB), en fonction de m et n



0526-08