

## RECOMMANDATION UIT-R P.341-5\*

NOTION D'AFFAIBLISSEMENT DE TRANSMISSION POUR  
LES LIAISONS RADIOÉLECTRIQUES\*\*

(1959-1982-1986-1994-1995-1999)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) que, dans une liaison radioélectrique entre un émetteur et un récepteur, le rapport de la puissance fournie par l'émetteur à la puissance disponible à l'entrée du récepteur dépend de plusieurs facteurs tels que les pertes dans les antennes ou dans les lignes de transmission qui les alimentent, l'affaiblissement dû aux divers mécanismes de propagation, les pertes dues à une mauvaise adaptation des impédances ou de la polarisation, etc.;
- b) qu'il est souhaitable de normaliser la terminologie et les notations employées pour caractériser l'affaiblissement de transmission et les composantes de cet affaiblissement;
- c) que, pour la propagation, la Recommandation UIT-R P.525 fournit les conditions de référence de propagation en espace libre,

*recommande*

que, pour caractériser une liaison radioélectrique qui met en jeu un émetteur, un récepteur, leurs antennes, les circuits associés et le milieu de propagation, on utilise les termes, les définitions et les notations suivants:

**1 Affaiblissement global (d'une liaison radioélectrique)\*\*\* (symboles:  $A_l$  ou  $L_l$ )**

Rapport, habituellement exprimé en décibels, de la puissance fournie par l'émetteur d'une liaison radioélectrique, à la puissance fournie au récepteur correspondant, dans les conditions réelles d'installation, de propagation et d'exploitation.

NOTE 1 – Il y a lieu de préciser dans chaque cas les points où sont déterminées la puissance fournie par l'émetteur et la puissance fournie au récepteur, par exemple:

- avant ou après les filtres ou multiplexeurs en radiofréquence qui peuvent être employés à l'émission ou à la réception;
- à l'entrée ou à la sortie des lignes d'alimentation des antennes d'émission et de réception.

**2 Affaiblissement entre bornes d'antennes – Affaiblissement du système (symboles:  $A_s$  ou  $L_s$ )**

Pour une liaison radioélectrique, rapport, habituellement exprimé en décibels, de la puissance fournie aux bornes d'entrée de l'antenne d'émission à la puissance disponible aux bornes de sortie de l'antenne de réception.

NOTE 1 – La puissance disponible d'une source est la puissance maximale réelle qu'une source peut fournir à une charge, c'est-à-dire la puissance qui serait fournie à une charge dont l'impédance serait conjuguée de celle de la source.

NOTE 2 – L'affaiblissement entre bornes d'antennes peut être exprimé par:

$$L_s = 10 \log (p_t/p_a) = P_t - P_a \quad \text{dB} \quad (1)$$

où:

$p_t$ : puissance radioélectrique fournie aux bornes d'entrée de l'antenne d'émission

$p_a$ : puissance du signal radiofréquence disponible aux bornes de sortie de l'antenne de réception.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention du Comité de coordination pour le vocabulaire (CCV).

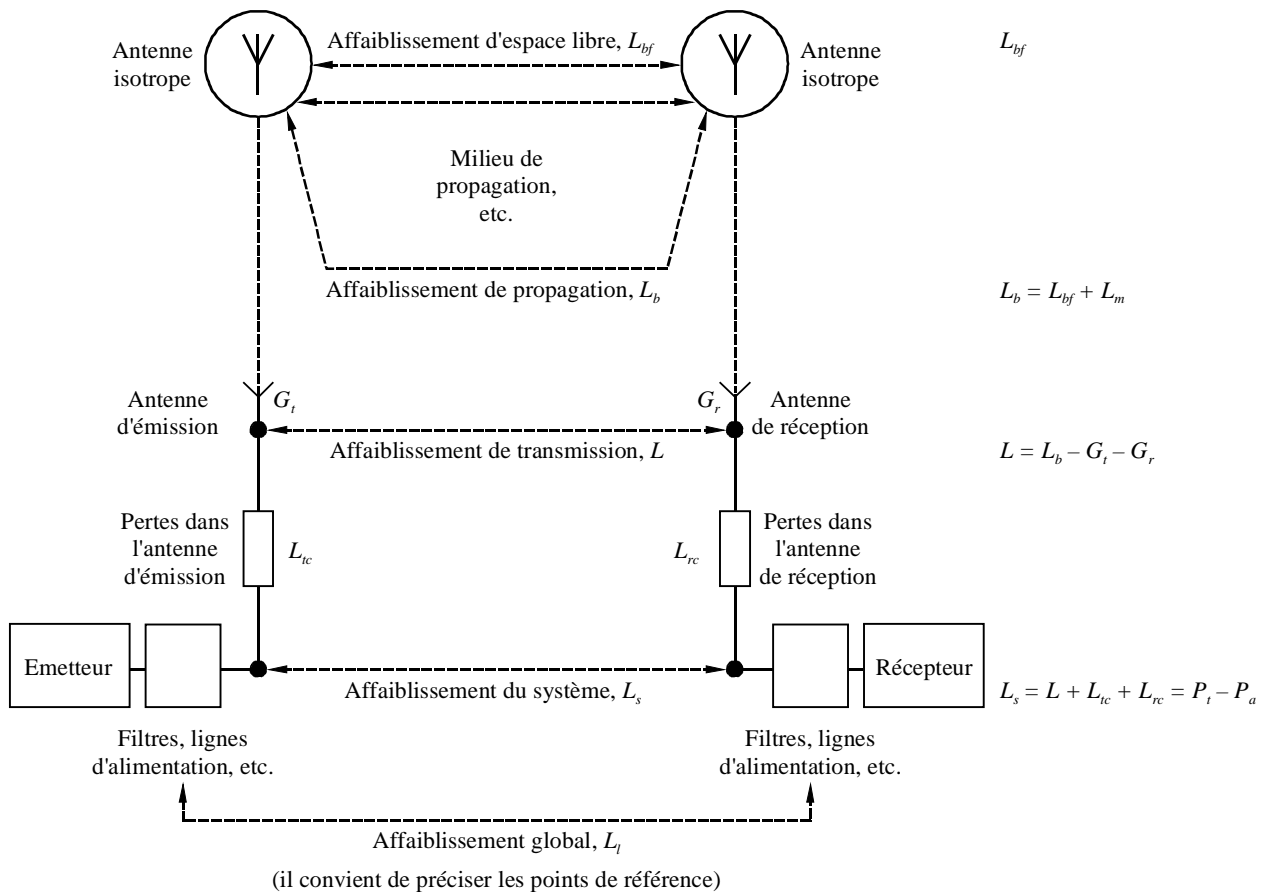
\*\* Dans toute la présente Recommandation, les majuscules désignent les rapports (dB) des grandeurs correspondantes, représentées par des minuscules. Par exemple: dans  $P_t = 10 \log p_t$ ,  $P_t$  est la puissance délivrée à l'entrée de l'antenne d'émission, exprimée en dB par rapport à 1 W et  $p_t$  est la puissance d'entrée (W).

\*\*\* On trouvera une représentation graphique de cette notion et des suivantes à la Fig. 1.

NOTE 3 – L'affaiblissement entre bornes d'antennes ne comprend pas les affaiblissements dans les lignes d'alimentation; en revanche, il comprend tous les affaiblissements dans les circuits radioélectriques associés à l'antenne, tels que les pertes dans le sol, les pertes diélectriques, les pertes dans les inductances de charge et les résistances terminales.

FIGURE 1

Représentation graphique des termes utilisés pour la notion d'affaiblissement de transmission



0341-01

### 3 Affaiblissement de transmission (d'une liaison radioélectrique) (symboles: $A$ ou $L$ )

Rapport, habituellement exprimé en décibels, de la puissance rayonnée par l'antenne d'émission d'une liaison radioélectrique à la puissance qui serait disponible à la sortie de l'antenne de réception s'il n'y avait aucune perte dans les circuits radiofréquence, en supposant que les diagrammes de rayonnement des antennes sont conservés.

NOTE 1 – L'affaiblissement de transmission peut être exprimé par:

$$L = L_s - L_{tc} - L_{rc} \quad \text{dB} \quad (2)$$

dans laquelle  $L_{tc}$  et  $L_{rc}$  désignent respectivement les affaiblissements exprimés en décibels dans les circuits des antennes d'émission et de réception, à l'exclusion de la dissipation d'énergie due au rayonnement; en d'autres termes,  $L_{tc}$  et  $L_{rc}$  sont définis par  $10 \log (r'/r)$ ,  $r'$  désignant la composante résistive de l'impédance de l'antenne, et  $r$  sa résistance de rayonnement.

NOTE 2 – L'affaiblissement de transmission est égal à l'affaiblissement entre bornes d'antennes diminué de l'affaiblissement dû aux pertes dans les circuits radioélectriques associés aux antennes.

#### 4 Affaiblissement de propagation (d'une liaison radioélectrique) – Affaiblissement entre antennes isotropes (d'une liaison radioélectrique) (symboles: $A_i$ ou $L_b$ )

Affaiblissement de transmission qui serait obtenu si les antennes étaient remplacées par des antennes isotropes de même polarisation que les antennes réelles, le trajet de propagation étant conservé, mais les effets des obstacles proches des antennes étant négligés.

$$L_b = L + G_t + G_r \quad \text{dB} \quad (3)$$

où  $G_t$  et  $G_r$  sont les gains de directivité (voir l'Annexe 1) des antennes d'émission et de réception, respectivement dans la direction de propagation.

NOTE 1 – L'affaiblissement de propagation est égal au rapport de la puissance isotrope rayonnée équivalente de l'ensemble émetteur, à la puissance disponible à la sortie d'une antenne de réception isotrope.

NOTE 2 – L'effet du sol local à proximité de l'antenne est pris en compte dans le calcul du gain d'antenne, mais non dans celui de l'affaiblissement de transmission.

#### 5 Affaiblissement d'espace libre (d'une liaison radioélectrique) (symboles: $A_0$ ou $L_{bf}$ )

Affaiblissement de transmission qui serait obtenu si les antennes étaient remplacées par des antennes isotropes placées dans un milieu diélectrique parfait, homogène, isotrope et illimité, la distance entre les antennes étant conservée (voir la Recommandation UIT-R P.525).

NOTE 1 – Si la distance  $d$  entre les antennes est beaucoup plus grande que la longueur d'onde  $\lambda$ , l'affaiblissement en espace libre est égal, en décibels, à:

$$L_{bf} = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad \text{dB} \quad (4)$$

#### 6 Affaiblissement de transmission pour un trajet radioélectrique (symboles: $A_t$ ou $L_t$ )

Affaiblissement de transmission pour un trajet de propagation particulier, égal à l'affaiblissement de propagation diminué des gains de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception dans la direction de ce trajet (voir l'Annexe 1). L'usage de ce terme se limite aux cas où plusieurs trajets de propagation sont considérés séparément, par exemple, celui de la propagation par trajets multiples.

NOTE 1 – L'affaiblissement de transmission pour un trajet radioélectrique peut s'exprimer par:

$$L_t = L_b - G_{tp} - G_{rp} \quad \text{dB} \quad (5)$$

dans laquelle  $G_{tp}$  et  $G_{rp}$  sont les directivités (voir l'Annexe 1) des antennes d'émission et de réception, dans les directions de propagation et pour la polarisation considérées.

#### 7 Affaiblissement par rapport à l'espace libre (d'une liaison radioélectrique) (symboles: $A_m$ ou $L_m$ )

Différence entre l'affaiblissement de propagation et l'affaiblissement d'espace libre, exprimés en décibels.

NOTE 1 – L'affaiblissement par rapport à l'espace libre peut s'exprimer par:

$$L_m = L_b - L_{bf} \quad \text{dB} \quad (6)$$

NOTE 2 – On peut décomposer l'affaiblissement par rapport à l'espace libre  $L_m$  en plusieurs affaiblissements, tels que:

- l'affaiblissement d'absorption (absorption par l'ionosphère, par les gaz de l'atmosphère ou par les précipitations);
- l'affaiblissement par diffraction comme pour le cas de l'onde de sol;

- l'affaiblissement dû à la réflexion équivalente ou à la diffusion, comme dans le cas de l'ionosphère, compte tenu des effets de focalisation ou défocalisation due à la courbure d'une couche réfléchissante;
- l'affaiblissement par couplage de polarisation, lequel peut provenir de tout défaut d'adaptation de polarisation entre les antennes pour le trajet particulier considéré;
- la baisse de gain d'antenne ou dégradation du gain d'antenne, qui peut être due à la présence de phénomènes importants de diffusion sur le trajet;
- l'effet des interférences entre le rayon direct et les rayons réfléchis par le sol, par des obstacles ou par des couches atmosphériques.

## ANNEXE 1

### 1 Directivité d'une antenne

La directivité dans une direction donnée est le rapport de l'intensité de rayonnement (puissance par unité d'angle solide (stéradian)) dans cette direction à l'intensité moyenne de rayonnement dans toutes les directions.

Lorsque l'on convertit l'affaiblissement de transmission ou, dans des cas spécifiques, l'affaiblissement de transmission pour un trajet radioélectrique en un affaiblissement de propagation, il faut tenir compte des directivités en onde plane des antennes d'émission et de réception, dans la direction et pour la polarisation choisies. Dans les cas où les caractéristiques de l'antenne sont influencées par la présence du sol au voisinage de l'antenne ou par d'autres obstacles (qui n'affectent pas le trajet), la directivité est la valeur obtenue avec l'antenne *in situ*.

Dans le cas particulier de la propagation par onde de sol avec les antennes situées au sol ou à son voisinage, bien que la directivité de l'antenne de réception  $G_r$  soit déterminée par la définition ci-dessus, l'aire équivalente pour le signal (et par conséquent la puissance disponible) est inférieure à sa valeur en espace libre. La valeur à utiliser pour  $G_r$  doit donc être réduite (voir l'Annexe 2).

### 2 Gain d'antenne

Le gain en puissance d'une antenne est défini comme le rapport, habituellement exprimé en décibels, entre la puissance nécessaire à l'entrée d'une antenne de référence sans perte et la puissance fournie à l'entrée de l'antenne donnée, pour que les deux antennes produisent dans une direction donnée le même champ ou la même puissance surfacique, à la même distance. En l'absence d'indication contraire, il s'agit du gain de l'antenne dans la direction du maximum de rayonnement. On peut éventuellement considérer le gain pour une polarisation spécifiée.

### 3 Antennes de référence normalisées

Dans l'étude de la propagation sur des liaisons radioélectriques faisant intervenir diverses bandes de fréquences, on utilise un certain nombre d'antennes de référence, auxquelles se réfèrent les textes de l'UIT-R.

Suivant l'antenne de référence choisie, on distingue:

- *le gain isotrope ou absolu ( $G_i$ )* lorsque l'antenne de référence est une antenne isotrope isolée dans l'espace;
- *le gain par rapport à un doublet demi-onde ( $G_d$ )* lorsque l'antenne de référence est un doublet demi-onde, isolé dans l'espace, dont le plan équatorial contient la direction donnée;
- *le gain par rapport à une antenne verticale courte ( $G_v$ )* lorsque l'antenne de référence est un conducteur rectiligne beaucoup plus court que le quart de la longueur d'onde, normal à la surface d'un plan parfaitement conducteur qui contient la direction donnée.

(Le gain en puissance correspond à la directivité maximale pour des antennes sans perte.)

Le Tableau 1 donne la directivité  $G_t$  pour certaines antennes de référence types. Les valeurs correspondantes de la force cymomotrice  $y$  sont également indiquées pour une puissance rayonnée de 1 kW.

TABLEAU 1

**Directivité de certaines antennes de référence types et relation avec la force cymomotrice**

Antenne de référence	$g_t$	$G_t^{(1)}$ (dB)	Force cymomotrice pour une puissance rayonnée de 1 kW (V)
Antenne isotrope en espace libre	1	0	173
Doublet de Hertz en espace libre	1,5	1,75	212
Doublet demi-onde en espace libre	1,65	2,15	222
Doublet de Hertz ou antenne unipolaire verticale courte sur un sol parfaitement conducteur <sup>(2)</sup>	3	4,8	300
Antenne unipolaire quart d'onde sur un sol parfaitement conducteur	3,3	5,2	314

<sup>(1)</sup>  $G_t = 10 \log g_t$

Les valeurs de  $G_r(g_r)$  sont égales à celles de  $G_t(g_t)$  pour des antennes en espace libre. Voir l'Annexe 2 pour les valeurs de  $G_r$  dans le cas des antennes sur un sol parfaitement conducteur.

<sup>(2)</sup> Dans le cas du doublet de Hertz, on suppose que l'antenne est proche d'un sol parfaitement conducteur.

ANNEXE 2

**Influence du milieu environnant sur l'antenne**

Lorsque les antennes sont installées au sol ou à proximité du sol et que l'on recourt à la propagation de l'onde de sol (c'est-à-dire lorsque  $h < \lambda$ , surtout aux fréquences inférieures à 30 MHz), la valeur de la résistance de rayonnement de l'antenne en espace libre est modifiée par la présence du sol. En conséquence, la puissance surfacique à l'antenne de réception (laquelle résulte de la somme vectorielle du rayon direct et des rayons réfléchis) dépend de la hauteur de l'antenne d'émission et la surface de captation équivalente de l'antenne de réception dépend de sa hauteur au-dessus du sol.

Pour illustrer l'influence du milieu sur le fonctionnement d'un couple d'antennes (formant un circuit élémentaire), on considérera l'affaiblissement de transmission entre deux doublets électriques verticaux courts et sans perte, situés à des hauteurs respectives  $h_t$  et  $h_r$  au-dessus d'une surface plane parfaitement conductrice, la distance  $d$  entre ces deux doublets, comptée le long de la surface étant très grande par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ .

**1** La puissance surfacique  $s$  (W/m<sup>2</sup>) à la hauteur  $h_r$  est donnée par:

$$s = \frac{p'_t \cos^4 \psi}{4\pi d^2 (1 + \Delta_t)} \times 1,5 \left[ 2 \cos(k h_t \sin \psi) \right]^2 \tag{7}$$

où:

$p'_t$ : puissance rayonnée par l'antenne d'émission (W)

$d, h_t, h_r, \lambda$  sont exprimés en mètres

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\psi = \arctg \frac{|h_r - h_t|}{d}$$

et

$$\Delta_t = \frac{3}{(2 k h_t)^2} \left[ \frac{\sin 2 k h_t}{2 k h_t} - \cos 2 k h_t \right] \tag{8}$$

avec  $\Delta_t = 1$ , lorsque  $h_t = 0$ .

L'équation (7) suppose que  $h_t$ ,  $h_r$  et  $\lambda$  sont tous nettement inférieurs à  $d$ .

Il convient de noter ce qui suit:

- la distance entre les antennes est augmentée pour atteindre  $d \sec \psi$ ,
- le champ électrique dû au doublet varie comme  $\cos \psi$ ,
- la résistance de rayonnement en espace libre est multipliée par  $(1 + \Delta_t)$ ,
- du fait de l'addition vectorielle du rayon direct et des rayons réfléchis, la valeur de la puissance surfacique en espace libre est multipliée par:

$$\frac{\left[ 2 \cos (k h_t \sin \psi) \right]^2}{(1 + \Delta_t)}$$

ce qui équivaut à un changement de directivité dû à la présence de la surface réfléchissante. Le facteur multiplicatif est égal à 2 lorsque  $h_t = h_r = 0$ .

2 La surface de captation équivalente de l'antenne de réception est donnée par:

$$a_e = \frac{1,5 \lambda^2 \cos^2 \psi}{4\pi (1 + \Delta_r)} \quad (9)$$

Il convient de noter ce qui suit:

- la surface de captation dans la direction de l'antenne d'émission est multipliée par  $\cos^2 \psi$  en raison des effets directs;
- la résistance de rayonnement est modifiée comme il a été indiqué à l'équation (8) où  $\Delta_t$  et  $h_t$  sont remplacés par  $\Delta_r$  et  $h_r$ ;
- la valeur en espace libre de la surface de captation est multipliée par  $1/(1 + \Delta_r)$  par la présence du plan réfléchissant; cela signifie que la présence du plan réfléchissant réduit de moitié la surface de captation par rapport à sa valeur en espace libre dans le cas où  $h_t = h_r = 0$ ;
- le gain  $g_t$  étant par définition égal à  $2 \times 1,5$  lorsque  $h_t = h_r = 0$ , il importe de noter qu'il n'en est pas de même pour  $g_r$ : la valeur correcte pour le gain  $g_r$  est  $1,5/2 = g_t/4$ .

3 Puisque la puissance totale captée par l'antenne de réception est donnée par  $p'_a = sa_e$ , on peut combiner les relations (7) et (9) pour obtenir une expression de l'affaiblissement de transmission entre deux doublets électriques verticaux, courts et sans perte, au-dessus d'une surface plane parfaitement conductrice.

$$L = L_{bf} - 6,0 - 10 \log \left[ (1,5 \cos^2 \psi)^2 \frac{\cos^2 (k h_t \sin \psi)}{(1 + \Delta_r) (1 + \Delta_t)} \right] \quad \text{dB} \quad (10)$$

On considérera les deux cas suivants:

a) *Antennes installées au sol*

$$h_t = h_r = 0; \quad \Delta_t = \Delta_r = 1; \quad \psi = 0$$

$$L = L_{bf} - 3,5 \quad \text{dB}$$

b) *Hauteurs d'antenne très élevées*

$$h_t = h_r \gg \lambda; \quad \Delta_t = \Delta_r \rightarrow 0; \quad \psi \rightarrow 0$$

$$L = L_{bf} - 3,5 - 6,0 \quad \text{dB}$$

NOTE 1 – Il convient de noter que les formules qui tiennent compte de la présence d'un plan réfléchissant infini ne peuvent tendre vers les formules en espace libre même lorsque les hauteurs d'antenne tendent vers l'infini.