

UIT-R

Secteur des Radiocommunications de l'UIT

Recommandation UIT-R P.2040
(09/2013)

**Effets des matériaux de construction
et des structures des bâtiments
sur la propagation des ondes
radioélectriques aux fréquences
supérieures à 100 MHz environ**

Série P
Propagation des ondes radioélectriques



Avant-propos

Le rôle du Secteur des radiocommunications est d'assurer l'utilisation rationnelle, équitable, efficace et économique du spectre radioélectrique par tous les services de radiocommunication, y compris les services par satellite, et de procéder à des études pour toutes les gammes de fréquences, à partir desquelles les Recommandations seront élaborées et adoptées.

Les fonctions réglementaires et politiques du Secteur des radiocommunications sont remplies par les Conférences mondiales et régionales des radiocommunications et par les Assemblées des radiocommunications assistées par les Commissions d'études.

Politique en matière de droits de propriété intellectuelle (IPR)

La politique de l'UIT-R en matière de droits de propriété intellectuelle est décrite dans la «Politique commune de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI en matière de brevets», dont il est question dans l'Annexe 1 de la Résolution UIT-R 1. Les formulaires que les titulaires de brevets doivent utiliser pour soumettre les déclarations de brevet et d'octroi de licence sont accessibles à l'adresse <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/fr>, où l'on trouvera également les Lignes directrices pour la mise en oeuvre de la politique commune en matière de brevets de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI et la base de données en matière de brevets de l'UIT-R.

Séries des Recommandations UIT-R

(Egalement disponible en ligne: <http://www.itu.int/publ/R-REC/fr>)

Séries	Titre
BO	Diffusion par satellite
BR	Enregistrement pour la production, l'archivage et la diffusion; films pour la télévision
BS	Service de radiodiffusion sonore
BT	Service de radiodiffusion télévisuelle
F	Service fixe
M	Services mobile, de radiorepérage et d'amateur y compris les services par satellite associés
P	Propagation des ondes radioélectriques
RA	Radio astronomie
RS	Systèmes de télédétection
S	Service fixe par satellite
SA	Applications spatiales et météorologie
SF	Partage des fréquences et coordination entre les systèmes du service fixe par satellite et du service fixe
SM	Gestion du spectre
SNG	Reportage d'actualités par satellite
TF	Emissions de fréquences étalon et de signaux horaires
V	Vocabulaire et sujets associés

Note: Cette Recommandation UIT-R a été approuvée en anglais aux termes de la procédure détaillée dans la Résolution UIT-R 1.

Publication électronique
Genève, 2014

© UIT 2014

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

RECOMMANDATION UIT-R P.2040

**Effets des matériaux de construction et des structures des bâtiments
sur la propagation des ondes radioélectriques aux fréquences supérieures
à 100 MHz environ**

(Question UIT-R 211/3)

(2013)

Domaine d'application

La présente Recommandation donne des indications sur les effets des propriétés des matériaux de construction et des structures des bâtiments sur la propagation des ondes radioélectriques. Elle traite aussi des principes de base et des mesures de l'affaiblissement lié aux matériaux de construction et aux structures des bâtiments.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que les propriétés électriques des matériaux et les structures des bâtiments ont une incidence importante sur la propagation des ondes radioélectriques;
- b) qu'il est nécessaire de comprendre les affaiblissements que subissent les ondes radioélectriques en raison des matériaux de construction et des structures des bâtiments;
- c) qu'il est nécessaire de fournir des indications aux ingénieurs pour éviter que des brouillages ne soient causés par les systèmes situés à l'extérieur de bâtiments aux systèmes se trouvant à l'intérieur ou inversement;
- d) qu'il est nécessaire de fournir aux utilisateurs une source homogène pour le calcul des effets des matériaux de construction et des structures des bâtiments,

notant

- a) que la Recommandation UIT-R P.679 donne des indications sur la planification des systèmes de radiodiffusion par satellite;
- b) que la Recommandation UIT-R P.1238 fournit des indications sur la propagation en intérieur pour des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz;
- c) que la Recommandation UIT-R P.1406 donne des informations sur divers aspects de la propagation relatifs au service mobile terrestre de Terre et au service de radiodiffusion dans les bandes d'ondes métriques et décimétriques;
- d) que la Recommandation UIT-R P.1411 fournit des méthodes de prévision de la propagation sur de courts trajets dans des environnements en extérieur, pour des fréquences comprises entre 300 MHz et 100 GHz environ,

recommande

d'utiliser, à titre indicatif, les informations et les méthodes figurant dans l'Annexe 1 pour évaluer les effets des propriétés des matériaux de construction et des structures des bâtiments sur l'affaiblissement de propagation des ondes radioélectriques.

Annexe 1

1 Introduction

La présente Recommandation vise à donner des indications sur les effets des propriétés électriques des matériaux de construction et des structures des bâtiments sur la propagation des ondes radioélectriques. Ces indications seront présentées dans trois parties. La première est une introduction donnant une description générale des scénarios de propagation extérieur-intérieur et intérieur-extérieur et des définitions de certains termes pertinents. Dans la deuxième partie, on trouvera des résultats théoriques quantitatifs détaillés sur les interactions d'une onde électromagnétique plane, avec des demi-plans présentant des pertes, des plaques, des objets diffusants, des ouvertures et d'autres structures, afin de mieux connaître les variations en fonction des valeurs des propriétés des matériaux, de la fréquence, de l'angle d'incidence et de la polarisation. Les résultats de la théorie des guides d'ondes et des cavités résonnantes constituant les limites de systèmes de coordonnées séparables seront également étudiés. En outre, la deuxième partie exposera les résultats de la théorie des propriétés électriques/magnétiques des matériaux, afin de mieux comprendre la variation en fonction de la fréquence (notamment) des propriétés électriques/magnétiques des matériaux. Enfin, la troisième partie présente des méthodes de mesure des propriétés des matériaux et de présentation de leurs valeurs ainsi que des compilations de propriétés mesurées courantes des matériaux de construction. Ce document permettra à l'utilisateur de disposer d'une source homogène pour le calcul des effets des matériaux de construction et des structures des bâtiments sur la qualité de fonctionnement des systèmes.

1.1 Description des scénarios

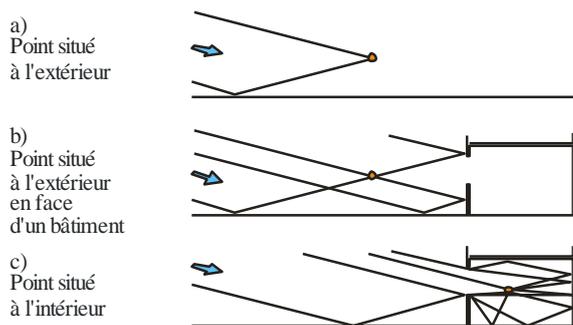
1.1.1 Propagation extérieur-intérieur: problèmes concernant le champ de référence de l'affaiblissement de pénétration

Lorsqu'on définit le champ de référence de l'affaiblissement de pénétration, l'une des difficultés tient au fait que la présence du bâtiment aura pour effet de modifier l'intensité du signal à l'extérieur du bâtiment. La Fig. 1 illustre, sous une forme simplifiée, les difficultés rencontrées en pareils cas. Les trois sections de cette figure montrent ce qui suit:

- a) Un point situé à l'extérieur relativement isolé reçoit un rayon direct et un rayon réfléchi par le sol. De fait, dans un environnement urbain, ces deux rayons peuvent fort bien provenir d'une source distante par diffraction au-dessus d'un bâtiment se trouvant sur la gauche de la figure. Pour la propagation à de petits angles par rapport à l'horizontale, il y aura des franges relativement simples et essentiellement verticales, à savoir des valeurs maximales et des valeurs minimales lorsqu'on déplace le point à la verticale.
- b) Un bâtiment se trouve juste derrière le point, qui n'est pas déplacé. Ce point reçoit à présent deux autres rayons réfléchis par le bâtiment, dont l'un est également réfléchi par le sol. La forme des franges aura à présent une structure fine dans le sens vertical et dans le sens horizontal.
- c) On déplace à présent le point à l'intérieur du bâtiment. A titre d'exemple, on suppose que la fréquence est suffisamment élevée pour que seuls les rayons passant par une fenêtre soient significatifs. Aux fréquences moins élevées, lorsque la pénétration par le mur est importante, le diagramme des rayons serait différent.

FIGURE 1

Diagrammes simplifiés des rayons pour des points situés à l'extérieur et à l'intérieur



P.2040-01

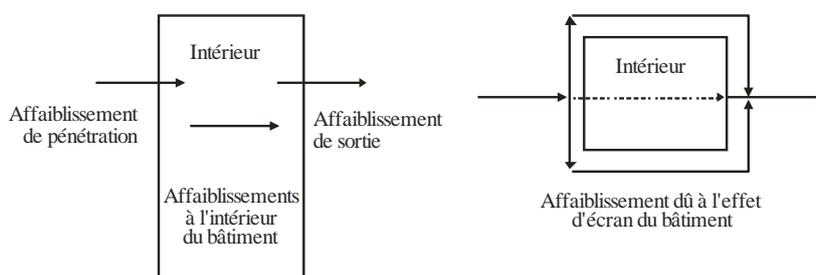
Bien que la propagation par trajets multiples soit à l'origine de franges, la somme des puissances de plusieurs rayons est une valeur approchée du champ moyenné dans l'espace. La présence d'un bâtiment derrière un récepteur devrait donc avoir pour effet, en règle générale, une augmentation de l'intensité du signal reçu. A l'intérieur du bâtiment, notamment à proximité de la face extérieure illuminée, il est probable qu'un plus grand nombre de rayons seront reçus, même si bon nombre d'entre eux subiront un affaiblissement dû à la transmission, à la réflexion ou à la diffraction. Il est donc possible d'avoir un signal plus intense à l'intérieur qu'à l'extérieur.

1.1.2 Affaiblissement de propagation dans les bâtiments

La Figure 2 présente les différents types d'affaiblissement dans les bâtiments que l'on rencontre dans un scénario extérieur-intérieur ou intérieur-extérieur. Les définitions sont données dans les paragraphes qui suivent.

FIGURE 2

Différents types d'affaiblissements de propagation dans les bâtiments



P.2040-02

1.2 Définition de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments

L'affaiblissement dû à la pénétration dans un bâtiment est la différence entre la valeur médiane du niveau du signal dans l'espace à l'extérieur du bâtiment du côté de la face illuminée et le niveau du signal à l'intérieur du bâtiment à la même hauteur au-dessus du sol, les évanouissements par trajets multiples étant moyennés dans l'espace pour les deux signaux.

1.3 Définition de l'affaiblissement dû à l'effet d'écran des bâtiments

L'affaiblissement dû à l'effet d'écran d'un bâtiment est la différence entre la valeur médiane de la variabilité du niveau du signal en fonction de l'emplacement à l'extérieur du bâtiment du côté de la face illuminée et le niveau du signal à l'extérieur du bâtiment du côté de la face opposée à la même hauteur au-dessus du sol, les évanouissements par trajets multiples étant moyennés dans l'espace pour les deux signaux. Il peut être considéré comme l'affaiblissement de transmission à travers un bâtiment.

1.4 Définition de la pénétration (p.ex. par les murs)

Les signaux à l'extérieur d'un bâtiment pénètrent dans un bâtiment fermé essentiellement à travers les murs. La pénétration par les murs peut aussi désigner la pénétration à travers les cloisons à l'intérieur des bâtiments. A l'intérieur des bâtiments, l'affaiblissement dû à la pénétration par un mur est la différence entre la valeur médiane de la variabilité du niveau du signal en fonction de l'emplacement d'un côté du mur, et le niveau du signal du côté opposé du mur à la même hauteur au-dessus du sol, les évanouissements par trajets multiples étant moyennés dans l'espace pour les deux signaux. Il peut être considéré comme l'affaiblissement de transmission à travers un mur.

1.5 Définition de la pénétration par les ouvertures

La pénétration par les ouvertures est la pénétration des signaux d'un côté à l'autre d'un mur à travers les ouvertures (fenêtres par exemple).

1.6 Définition de l'affaiblissement dû à la sortie des bâtiments

Par opposition à l'affaiblissement dû à la pénétration dans un bâtiment, l'affaiblissement dû à la sortie d'un bâtiment est la différence entre la valeur médiane de la variabilité du niveau du signal en fonction de l'emplacement à l'intérieur du bâtiment du côté de la face illuminée et le niveau du signal à l'extérieur du bâtiment à la même hauteur au-dessus du sol, les évanouissements par trajets multiples étant moyennés dans l'espace pour les deux signaux.

2 Principes de base et théorie

L'interaction des ondes radioélectriques avec un bâtiment donne lieu à des affaiblissements qui dépendent des propriétés électriques des matériaux de construction et de la structure des bâtiments. La présente section a pour objet d'examiner les effets théoriques des propriétés électriques des matériaux et de la structure des bâtiments sur la propagation des ondes radioélectriques.

2.1 Théorie des propriétés électriques des matériaux

2.1.1 Introduction

La présente section décrit l'élaboration de formules simples de la permittivité et de la conductivité de matériaux de construction courants en fonction de la fréquence. Les formules sont basées sur l'ajustement de courbes à un certain nombre de résultats de mesure publiés, essentiellement dans la gamme de fréquences 1-100 GHz. L'objectif est de trouver un paramétrage simple à utiliser pour la modélisation du tracé des rayons intérieur-extérieur.

La caractérisation des propriétés électriques des matériaux est présentée de diverses manières dans les publications. Leur description présentée au § 2.1.2 a pour objet de pouvoir ramener à un format commun les données mesurées.

2.1.2 Méthode

2.1.2.1 Définitions des constantes électriques

La méthode concerne uniquement les matériaux non ionisés et non magnétiques, de sorte que, dans tout ce qui suit, la densité de charges libres, ρ_f , est considérée égale à zéro et la perméabilité des matériaux, μ , est considérée égale à la perméabilité de l'espace libre μ_0 .

Les grandeurs fondamentales à considérer sont la permittivité électrique, ϵ , et la conductivité, σ . Etant donné que, dans les publications, il existe de nombreuses manières de quantifier ces paramètres, nous commençons par expliciter ces différentes représentations et les relations entre elles.

2.1.2.2 Détermination

Le point de départ est l'équation d'onde obtenue à partir des équations de Maxwell. Compte tenu des hypothèses énoncées ci-dessus, l'équation d'onde pour le champ électrique \vec{E} est donnée par:

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial \vec{J}_f}{\partial t} \quad (1)$$

où:

\vec{E} : (vecteur d') intensité du champ électrique (V/m)

J_f : densité de courant des charges libres (A/m²)

ϵ : permittivité diélectrique (F/m)

μ_0 : perméabilité de l'espace libre (N/A²) = $4\pi \times 10^{-7}$ par définition.

Dans un conducteur, la relation entre \vec{J}_f et \vec{E} suit la loi d'Ohm:

$$\vec{J}_f = \sigma \vec{E} \quad (2)$$

où:

σ : conductivité (S/m).

En combinant les formules (1) et (2), on obtient:

$$\nabla^2 \vec{E} - \epsilon \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3)$$

En écrivant \vec{E} en notation exponentielle:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \quad (4)$$

où:

\vec{E}_0 : valeur de \vec{E} pour $t = \vec{r} = 0$ (V/m)

\vec{k} : (vecteur de l') amplitude du nombre d'onde (m⁻¹) = $2\pi/\lambda$, où λ est la longueur d'onde en m

ω : pulsation (s^{-1}) = $2\pi f$, où f est la fréquence en s^{-1}

et en intégrant cette expression dans la formule (3), on obtient:

$$k^2 - \epsilon\mu_0\omega^2 + j\omega\mu_0\sigma = 0 \quad (5)$$

où k est l'amplitude de \vec{k} .

La formule (5) montre que l'intensité du champ électrique se propage sous la forme d'une onde sinusoïdale affaiblie.

2.1.2.3 Diélectrique non conducteur

Dans un diélectrique non conducteur ($\sigma = 0$), le champ n'est pas affaibli et, d'après la formule (5), la vitesse de propagation, $v (= \omega/k)$, est donnée par:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} \quad (6)$$

Par convention, ϵ s'exprime comme suit en fonction de la permittivité relative, ϵ_r , et de la permittivité de l'espace libre, ϵ_0 :

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (7)$$

ce qui donne, pour la vitesse de propagation:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

c est la vitesse de la lumière en espace libre ($= 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$). En d'autres termes, $\sqrt{\epsilon_r}$ est l'indice de réfraction du milieu diélectrique.

2.1.2.4 Diélectrique conducteur

Lorsque $\sigma \neq 0$, l'onde est affaiblie au cours de sa propagation. Nous pouvons élargir la formule (8) pour tenir compte de ce cas en définissant une permittivité relative complexe ϵ_r^c dans la formule (8), avec $v = \omega/k$ donné de manière plus générale par la formule (5):

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\epsilon_0\omega} \quad (9)$$

Ainsi, la permittivité relative, ϵ_r , (définie pour un diélectrique pur) devient la partie réelle de la permittivité relative complexe, plus générale, ϵ_r^c , définie pour un diélectrique conducteur. Le problème est qu'il n'existe pas de symboles communément acceptés pour ces termes, et les publications contiennent un certain nombre de définitions différentes. Par exemple, le symbole ϵ_r est parfois utilisé pour la permittivité relative complexe, et parfois pour sa partie réelle.

Pour éviter cette ambiguïté, nous écrirons ϵ_r^c sous la forme:

$$\epsilon_r^c = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (10)$$

et utiliserons le symbole ε_r^c pour la permittivité relative complexe et ε_r' pour sa partie réelle, évitant ainsi d'utiliser le symbole ε_r . D'après la formule (9), la partie imaginaire de ε_r^c est simplement donnée par:

$$\varepsilon_r'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \quad (11)$$

Il est à noter que le signe de la partie imaginaire de ε_r^c est arbitraire, et est conforme à la convention utilisée pour les signes dans la formule (4). A partir de la formule (9), on obtient, en unités pratiques:

$$\sigma = 0,05563 \varepsilon_r'' f_{\text{GHz}} \quad (12)$$

La partie imaginaire de ε_r^c peut aussi être exprimée en fonction du *facteur de dissipation*, défini par:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (13)$$

on a alors:

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\varepsilon \omega} \quad (14)$$

D'après la formule (10), on obtient immédiatement:

$$\varepsilon_r^c = \varepsilon_r' (1 - j \tan \delta) \quad (15)$$

et, en unités pratiques:

$$\sigma = 0,05563 \varepsilon_r' \tan \delta f_{\text{GHz}} \quad (16)$$

Un autre terme que l'on rencontre parfois est le facteur Q du milieu, défini comme suit:

$$Q = \frac{\varepsilon \omega}{\sigma} \quad (17)$$

Il s'agit du rapport entre la densité de courant de déplacement $\partial D / \partial t$ et la densité de courant de conduction J_f . Pour les non-conducteurs, $Q \rightarrow \infty$. D'après la formule (14):

$$Q = 1 / \tan \delta \quad (18)$$

Parmi les termes rencontrés, figure aussi l'indice de réfraction complexe n^c , défini par $\sqrt{\varepsilon_r^c}$. Si on écrit n^c en fonction de sa partie réelle et de sa partie imaginaire:

$$n^c = n' - jn'' = \sqrt{\varepsilon_r^c} \quad (19)$$

d'après les formules (10) et (12), ε_r' , ε_r'' et σ sont donnés par:

$$\begin{aligned} \varepsilon_r' &= (n')^2 - (n'')^2 \\ \varepsilon_r'' &= 2n'n'' \\ \sigma &= 0,1113n'n'' f_{\text{GHz}} \end{aligned} \quad (20)$$

2.1.2.5 Taux d'affaiblissement

Un diélectrique conducteur affaiblira les ondes électromagnétiques au cours de leur propagation. Pour quantifier cet affaiblissement, on intègre la formule (5) dans la formule (4) et on simplifie à l'aide de la formule (14):

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \exp \left\{ j \left(\omega t - \sqrt{\varepsilon_r' (1 - j \tan \delta)} \vec{k}_0 \cdot \vec{r} \right) \right\} \quad (21)$$

où:

\vec{k}_0 : (vecteur du) nombre d'onde (m^{-1}) dans l'espace libre.

La partie imaginaire sous le signe de la racine carrée conduit à une diminution exponentielle du champ électrique en fonction de la distance:

$$\vec{E} \propto \vec{E}_0 \exp(-|\vec{r}|/\Delta) \quad (22)$$

Un peu d'algèbre montre que la distance d'affaiblissement, Δ , à laquelle l'amplitude du champ est réduite de $1/e$ est donnée par:

$$\Delta = \frac{1}{k_0 \sqrt{\varepsilon_r'}} \sqrt{\frac{2 \cos \delta}{1 - \cos \delta}} \quad (23)$$

On peut évaluer cette expression en calculant $\tan \delta$ à partir de ε_r' et σ puis en procédant à une inversion pour obtenir $\cos \delta$. Il est toutefois possible d'évaluer plus directement les deux limites correspondant à $\sigma \rightarrow 0$ (diélectrique) et $\sigma \rightarrow \infty$ (conducteur). En choisissant l'approximation appropriée du terme sous le signe de la racine carrée dans la formule (21), ces limites sont les suivantes:

$$\Delta_{\text{dielectric}} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\varepsilon_r'}} \frac{2}{\tan \delta} \quad (24)$$

et:

$$\Delta_{\text{conductor}} = \frac{1}{k_0 \sqrt{\varepsilon_r'}} \sqrt{\frac{2}{\tan \delta}} \quad (25)$$

Les formules (24) et (25) ont une précision d'environ 3% pour $\tan \delta < 0,5$ (diélectrique) et $\tan \delta > 15$ (conducteur). $\Delta_{conductor}$ est généralement appelé "profondeur de pénétration".

Dans la pratique, le taux d'affaiblissement est une grandeur plus utile que la distance d'affaiblissement, et il est simplement donné par:

$$A = \frac{20 \log_{10} \sigma}{\Delta} = 8,686 / \Delta \quad (26)$$

où:

A : taux d'affaiblissement en dB/m (avec Δ en m).

En intégrant les formules (24) et (25) dans la formule (26) et en convertissant en unités pratiques, on obtient:

$$\begin{aligned} A_{\text{диэлектрик}} &= 1636 \frac{\sigma}{\varepsilon_r} \\ A_{\text{проводник}} &= 545,8 \sqrt{\sigma f \Gamma \Gamma_0} \end{aligned} \quad (27)$$

2.1.3 Variation des propriétés des matériaux en fonction de la fréquence

Dans les publications, la partie réelle de la constante diélectrique, ε_r' , est toujours donnée, mais souvent la fréquence n'est pas spécifiée. Dans la pratique, pour de nombreux matériaux, la valeur de ε_r' est constante jusqu'à environ 5-10 GHz puis commence à baisser en fonction de la fréquence.

En règle générale, la valeur de σ dépend fortement de la fréquence dans la bande considérée, et augmente en fonction de la fréquence. C'est peut-être une raison pour laquelle, dans les publications, on trouve souvent la spécification de la partie imaginaire de la constante diélectrique, ou du facteur de dissipation: les formules (12) et (16) montrent que ces termes ne dépendent pas linéairement de la fréquence, contrairement à la variation de σ en fonction de la fréquence.

Pour chaque matériau, on peut obtenir un modèle simple de régression pour la variation de σ en fonction de la fréquence en procédant à un ajustement aux valeurs mesurées de σ à diverses fréquences.

2.1.4 Modèles de variation des propriétés des matériaux en fonction de la fréquence

Afin de déterminer la variation des propriétés des matériaux en fonction de la fréquence, les valeurs des constantes électriques des matériaux peuvent être caractérisées en fonction de la fréquence de mesure, de la partie réelle (ε_r') et de la partie imaginaire (ε_r'') de la permittivité relative, du facteur de dissipation ($\tan \delta$) et de la conductivité (σ). Il est à noter que le facteur de dissipation peut être obtenu à partir de la conductivité et de la partie imaginaire de la permittivité relative.

Pour la conductivité, il existe en règle générale des données statistiquement significatives montrant une augmentation en fonction de la fréquence. Dans le cas présent, la tendance a été modélisée à l'aide de la formule simple:

$$\sigma = \alpha f^\beta \quad (28)$$

où f est la fréquence en GHz. La représentation est une droite sur un graphique $\log(\sigma)$ - $\log(f)$. La courbe de tendance est le meilleur ajustement à toutes les données disponibles.

Pour la permittivité relative, on peut prendre l'hypothèse d'une variation analogue en fonction de la fréquence:

$$\varepsilon_r' = a f_{\text{GHz}}^b \quad (29)$$

Toutefois, dans pratiquement tous les cas, aucune tendance n'est manifeste en ce qui concerne la permittivité relative en fonction de la fréquence. Dans ces cas, on peut utiliser une valeur constante pour toutes les fréquences. La valeur de la constante est la moyenne de toutes les valeurs représentées. Quelques exemples sont donnés au § 3 dans le Tableau 4.

2.2 Effets de la structure des bâtiments sur la propagation des ondes radioélectriques

2.2.1 Réflexion d'ondes planes et transmission à une interface unique

2.2.1.1 Incidence oblique sur des milieux diélectriques

On considère le cas d'une onde plane sinusoïdale en incidence oblique par rapport à une interface plane séparant deux milieux diélectriques uniformes. Il existe trois théorèmes importants dans ce cas qui découlent de considérations géométriques.

- 1) Les vecteurs de nombre d'onde des ondes réfléchi et transmise (réfractée) se trouvent dans le plan d'incidence, c'est-à-dire dans le plan défini par le nombre d'onde k_1 de l'onde incidente et la normale à l'interface. On considère qu'il s'agit du plan x - z sur la Fig. 3.
- 2) Les angles d'incidence et de réflexion sont égaux (θ_1 sur la Fig. 3).
- 3) La relation entre l'angle de réfraction, θ_2 , et l'angle d'incidence suit la loi de Snell.

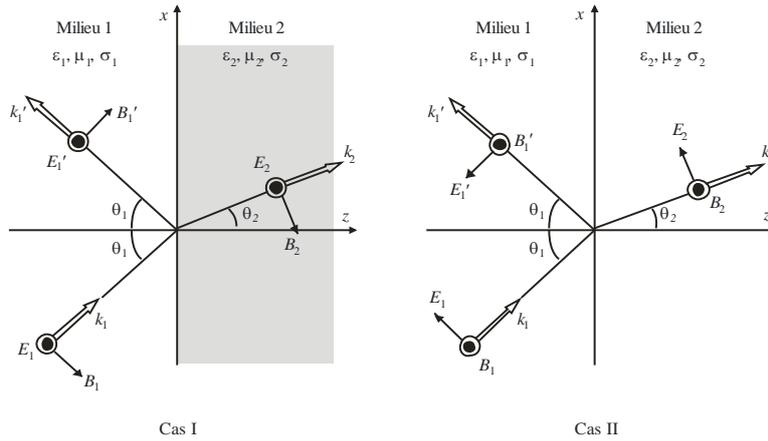
$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2 \quad (30)$$

où $c_1 = c/(\varepsilon_1 \mu_1)^{1/2}$ et $c_2 = c/(\varepsilon_2 \mu_2)^{1/2}$ sont les vitesses respectives des ondes dans les deux milieux, ε_1 et ε_2 représentent la permittivité relative complexe des deux milieux, et μ_1 et μ_2 représentent la perméabilité relative des deux milieux.

Ces théorèmes aboutissent au fait que les facteurs exponentiels espace-temps, $\exp\{j(\omega t - k \cdot r)\}$, pour les trois ondes ($k \rightarrow k_1, k_1', k_2$, respectivement) sont identiques en tout point de l'interface.

FIGURE 3

Réflexion et réfraction d'ondes planes au niveau d'une interface plane



P.2040-03

Les coefficients de réflexion et de réfraction sont pris en considération séparément dans les deux cas ci-dessous:

Cas I – Le champ électrique incident, E_1 , est normal au plan d'incidence.

Cas II – Le champ électrique incident, E_1 , est parallèle au plan d'incidence.

Cas I – (vecteur E normal au plan d'incidence.)

Les coefficients de réflexion et de réfraction, R_N et T_N , sont donnés par les formules (31a) et (31b) sur la base de la condition aux limites pour les ondes électromagnétiques.

$$R_N = \frac{-\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} -\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)} \quad (31a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \tan \theta_2}{\mu_1 \tan \theta_1 + \mu_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2)} \quad (31b)$$

Les formes simplifiées données pour des matériaux équivalents sur le plan magnétique s'appliquent au cas particulier courant des matériaux non magnétiques. En outre, les angles θ_1 et θ_2 ne sont pas indépendants, leur relation suit la loi de Snell comme indiqué dans la formule (30). Ces coefficients peuvent s'exprimer comme suit:

$$R_N = \frac{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (32a)$$

$$T_N = \frac{2\mu_2 \eta_{12} \cos \theta_1}{\mu_1 \eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \mu_2 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2\eta_{12} \cos \theta_1}{\eta_{12}^2 \cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (32b)$$

Cas II – (vecteur E parallèle au plan d'incidence.)

Les coefficients de réflexion et de réfraction pour le cas II, R_P et T_P , sont obtenus de manière analogue sur la base de la condition aux limites pour les ondes électromagnétiques:

$$R_P = \frac{-\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\tan(\theta_1 - \theta_2)}{\tan(\theta_1 + \theta_2)} \quad (33a)$$

$$T_P = \frac{2\varepsilon_1 \sin \theta_1 / \cos \theta_2}{\varepsilon_1 \tan \theta_1 + \varepsilon_2 \tan \theta_2} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2 \cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin(\theta_1 + \theta_2) \cos(\theta_1 - \theta_2)} \quad (33b)$$

$$R_P = \frac{\mu_2 \cos \theta_1 - \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (34a)$$

$$T_P = \frac{2\mu_2 \cos \theta_1}{\mu_2 \cos \theta_1 + \mu_1 \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \xrightarrow{\mu_1 = \mu_2} \frac{2 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + \sqrt{\eta_{12}^2 - \sin^2 \theta_1}} \quad (34b)$$

où η_{12} représente la permittivité complexe relative du milieu 2 par rapport au milieu 1.

$$\eta_{12} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_2 - j\sigma_2/\omega}{\varepsilon_1 - j\sigma_1/\omega}} \quad (35)$$

σ_1 et σ_2 représentent la conductivité des deux milieux et ω est la pulsation.

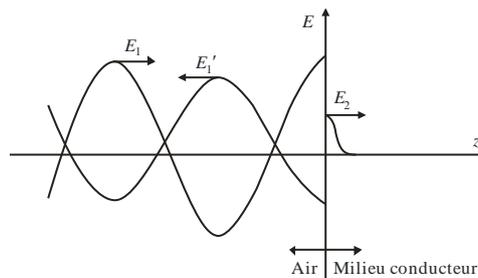
Les formules donnent les coefficients de réflexion et de réfraction pour des ondes électromagnétiques dans un plan.

2.2.1.2 Incidence normale sur un conducteur

Considérons le cas particulier d'une onde dans le vide (\approx air) arrivant sur un bon conducteur ($g \gg \omega \varepsilon_0 \kappa_e$) en incidence normale, où g est la conductivité, ω est la pulsation, ε_0 est la permittivité dans le vide et κ_e est la permittivité relative. Comme l'indique la Fig. 4, l'onde incidente d'amplitude E_1 , se propageant dans la direction $+z$, donne lieu à l'onde réfléchie d'amplitude \tilde{E}'_1 et à l'onde transmise (amortie) d'amplitude initiale \tilde{E}_2 .

Lorsque la région conductrice est suffisamment épaisse, nous pouvons négliger une onde réfléchie s'approchant de l'interface depuis la droite.

FIGURE 4
Réflexion d'une onde plane à la surface d'un conducteur (incidence normale)



P.2040-04

Les champs électriques des trois ondes planes monochromatiques, polarisées linéairement, s'expriment comme suit:

$$\text{Incidente:} \quad E_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} \quad (36)$$

$$\text{Réfléchi:} \quad E_1' e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} \quad (37)$$

$$\text{Transmise:} \quad \check{E}_2 e^{-\frac{z}{\delta} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)}} \quad (38)$$

où $\kappa_0 = \omega/c$ est le nombre d'onde dans le vide et δ est le paramètre de profondeur de pénétration du conducteur, exprimé comme suit:

$$\delta = \left(\frac{2}{\omega \mu_0 \kappa_m g} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (39)$$

où μ_0 est la perméabilité dans le vide et κ_m est la perméabilité relative du milieu. Les champs de l'onde plane sont transverses; par conséquent, seules les composantes tangentielles existent au niveau du plan limite ($z = 0$). Les brèves sur les symboles \check{E}_1' et \check{E}_2 signifient que les amplitudes sont des grandeurs complexes, autrement dit que les ondes réfléchi et transmise ne sont peut-être pas en phase avec l'onde incidente d'amplitude et de phase prescrites.

Les champs magnétiques des trois ondes s'expriment comme suit:

$$\text{Incidente:} \quad B_1 e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} = \frac{E_1}{c} e^{j(\omega t - \kappa_0 z)} \quad (40)$$

$$\text{Réfléchi:} \quad \check{B}_1' e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} = \frac{\check{E}_1'}{c} e^{j(\omega t + \kappa_0 z)} \quad (41)$$

$$\text{Transmise:} \quad \check{B}_2 e^{-\frac{z}{\delta} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)}} \approx (1-j) \frac{\check{E}_2}{\omega \delta} e^{-\frac{z}{\delta} e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)}} \quad (42)$$

A nouveau, les vecteurs magnétiques sont situés dans le même plan, perpendiculaire à celui des vecteurs électriques, et sont tangentiels au plan limite.

Les formules suivantes pour les composantes tangentielles sont obtenues à partir des conditions aux limites pour $z = 0$.

$$E_1 + \check{E}_1' = \check{E}_2 \quad (43)$$

$$E_1 - \check{E}_1' = (1-j) \frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \check{E}_2 \quad (44)$$

Les coefficients de réflexion et de transmission (complexes) pour les amplitudes de champ électrique sont alors donnés par:

$$\check{R}_E \equiv \frac{\check{E}_1'}{E_1} = \frac{-(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1}{(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx \left[1 - (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right] \quad (45)$$

$$\tilde{T}_E \equiv \frac{\tilde{E}_2}{E_1} = \frac{2}{(1-j) \left(\frac{c}{\omega \delta \kappa_m} \right) + 1} \approx (1+j) \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (46)$$

Le coefficient de réflexion de la puissance est simplement donné par:

$$R_p = |\tilde{R}_E|^2 = \frac{1 + \left(1 - \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2}{1 + \left(1 + \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2} \approx 1 - \frac{2\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (47)$$

Compte tenu de la conservation de l'énergie, le coefficient de transmission de la puissance, c'est-à-dire la fraction de la puissance incidente dissipée dans le conducteur, s'exprime comme suit:

$$T_p = 1 - R_p = \frac{\frac{4\omega \delta \kappa_m}{c}}{1 + \left(1 + \frac{\omega \delta \kappa_m}{c} \right)^2} \approx \frac{2\omega \delta \kappa_m}{c} \quad (48)$$

Pour un bon conducteur ($g \rightarrow \infty$, $\delta \rightarrow 0$), l'onde est réfléchiée presque parfaitement.

2.2.2 Réflexion d'ondes planes et transmission à travers une plaque unique ou des plaques multicouches

2.2.2.1 Plaque unique

2.2.2.1.1 Méthode

Dans l'hypothèse où le matériau de construction est une plaque monocouche diélectrique homogène de surface lisse, avec la configuration géométrique représentée sur la Fig. 5, on peut exprimer comme suit le coefficient de transmission, T , du matériau de construction:

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j(\delta - k_0 d))}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{coefficient de transmission}) \quad (49)$$

où:

$$\delta = 2\pi d / \lambda \cdot \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}$$

$$k_0 = 2\pi / \lambda$$

d : épaisseur du matériau de construction

λ : longueur d'onde dans l'espace libre

η : permittivité complexe

θ : angle entre le rayon incident et la normale au plan de la surface réfléchissante ($0 \leq \theta \leq 90^\circ$) (Fig. 5).

Dans la formule (49), R' est donné par R_N ou R_P ,

$$R_N \text{ (vecteur E normal au plan de réflexion)} \quad (50)$$

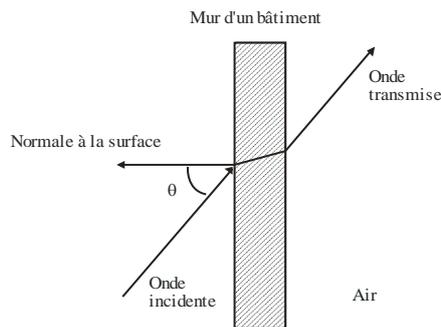
$$R_p \text{ (vecteur } E \text{ parallèle au plan de réflexion)} \tag{51}$$

où R_N et R_p sont les coefficients de réflexion de Fresnel pour l'interface entre l'air et un milieu diélectrique lorsque le champ électrique est respectivement perpendiculaire et parallèle au plan d'incidence.

2.2.2.1.2 Résultats de calcul

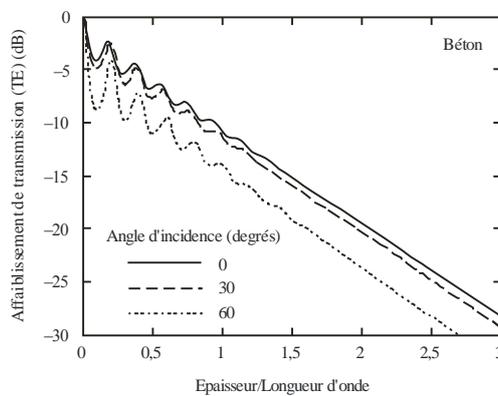
L'affaiblissement de transmission d'un mur diélectrique d'un bâtiment est calculé pour du béton présentant les permittivités complexes indiquées au § 7 de la Recommandation UIT-R P.1238. Les résultats sont présentés sur la Fig. 6. Sur cette figure, l'axe vertical correspond à l'affaiblissement de transmission en dB et l'axe horizontal à l'épaisseur du mur normalisé par la longueur d'onde en espace libre (d/λ). Les résultats sont représentés pour $\theta = 0^\circ, 30^\circ$ et 60° .

FIGURE 5
Configuration géométrique pour la transmission



P.2040-05

FIGURE 6
Résultats de calcul de l'affaiblissement de transmission d'un mur en béton monocouche dans le cas de l'incidence d'une onde TE
Béton de permittivité complexe $\eta = 7,0 - j0,85$ à 1 GHz



P.2040-06

2.2.2.2 Plaques multicouches

Dans l'hypothèse où le matériau de construction est une plaque multicouche diélectrique homogène de surface lisse, les caractéristiques de réflexion et de transmission peuvent être évaluées au moyen des coefficients de réflexion et de transmission basés sur la Recommandation UIT-R P.1238, qui sont définis comme suit:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i} \quad (52a)$$

$$R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i} \quad (52b)$$

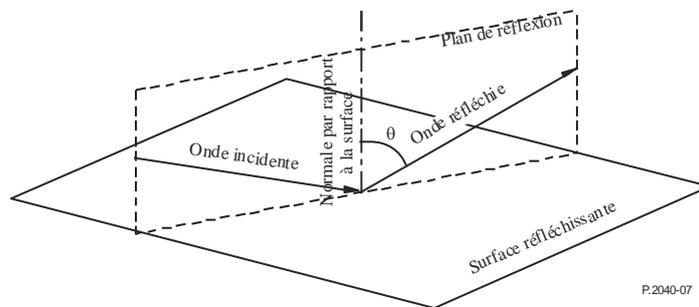
$$T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i} \quad (52c)$$

$$T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i} \quad (52d)$$

où E est l'amplitude complexe du champ électrique incident (exposant i), réfléchi (exposant r) ou transmis (exposant t). Les indices N et P désignent respectivement la composante normale et la composante parallèle au plan de réflexion, que l'on définit comme le plan comprenant le rayon incident et le rayon réfléchi. (Voir la Fig. 7 pour la configuration géométrique.) Les champs électriques incident et réfléchi sont définis sur la surface de réflexion, alors que le champ transmis est défini sur le côté opposé à cette surface. E_P , E_N et le sens de propagation forment toujours un trièdre orthogonal direct. Les sens des champs E_N incident, réfléchi et transmis sont tous identiques.

FIGURE 7

Configuration géométrique à prendre en considération pour calculer les caractéristiques de réflexion



P.2040-07

A partir de la permittivité complexe η , on obtient le coefficient de réflexion en appliquant les formules suivantes:

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad \text{(Composante du champ électrique normale au plan de réflexion)} \quad (53a)$$

$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{(\eta - \sin^2 \theta) / \eta^2}} \quad \begin{array}{l} \text{(Composante du champ électrique} \\ \text{parallèle au plan de réflexion)} \end{array} \quad (53b)$$

où θ est l'angle entre le rayon incident et la normale à la surface de réflexion (voir la Fig. 7).

Dans le cas particulier d'un champ électrique incident à polarisation circulaire, les variations d'amplitude et de phase du signal reçu, consécutives à la réflexion du champ électrique, peuvent être exprimées grâce au coefficient R_C de réflexion en polarisation circulaire:

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad \text{(Polarisation circulaire)} \quad (53c)$$

Les formules ci-dessus s'appliquent lorsque l'affaiblissement dû à la pénétration des matériaux de construction est si important qu'aucune onde significative n'est renvoyée vers la surface réfléchissante. Dans le cas contraire, l'effet de plusieurs réflexions internes à l'intérieur des matériaux de construction doit être pris en compte.

Lorsque le matériau de construction est représenté par N plaques diélectriques et que l'épaisseur et la permittivité complexe de la $m^{\text{ième}}$ couche ($m = 1, 2, \dots, N$) sont données respectivement par d_m et η_m , les coefficients de réflexion et de transmission sont donnés par:

$$R_N = \frac{B_0}{A_0} \quad (54a)$$

$$R_P = \frac{G_0}{F_0} \quad (54b)$$

$$T_N = \frac{1}{A_0} \quad (54c)$$

$$T_P = \frac{1}{F_0} \quad (54d)$$

Dans le cas présent, A_0, B_0, F_0 et G_0 sont déterminés comme suit à partir des formules de récursion:

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1+Y_{m+1}) + B_{m+1}(1-Y_{m+1})] \quad (55a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1-Y_{m+1}) + B_{m+1}(1+Y_{m+1})] \quad (55b)$$

$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})] \quad (55c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})] \quad (55d)$$

$$A_{N+1} = 1 \quad (56a)$$

$$B_{N+1} = 0 \quad (56b)$$

$$F_{N+1} = 1 \quad (56c)$$

$$G_{N+1} = 0 \quad (56d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}} \quad (57a)$$

$$Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}} \quad (57b)$$

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (57c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m \quad (58a)$$

$$k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m} \quad (58b)$$

$$k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (58c)$$

où:

λ : longueur d'onde en espace libre

θ_m : angle de réfraction dans la $m^{\text{ième}}$ couche

θ_{N+1} : angle de réfraction dans l'air à droite de la dernière limite plane.

On trouvera dans l'Appendice 1 une autre méthode permettant de calculer les caractéristiques de réflexion et de transmission pour les matériaux à couches multiples, fondée sur l'utilisation d'une matrice ABCD.

2.2.2.3 Réflexion interne totale

La relation entre l'angle de réfraction θ_2 et l'angle d'incidence θ_1 suit la loi de Snell comme indiqué dans la formule (30)

$$\frac{1}{c_1} \sin \theta_1 = \frac{1}{c_2} \sin \theta_2 \quad (59)$$

où c_1 et c_2 sont les vitesses respectives des ondes dans les deux milieux comme indiqué sur la Fig. 3.

Si on intègre les indices de réfraction $n_1 = c/c_1$ et $n_2 = c/c_2$ dans la formule (59), on obtient:

$$\frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 = \sin \theta_2 \quad (60)$$

Si $n_1 > n_2$, alors $\sin \theta_1 < \sin \theta_2$. Autrement dit, $\sin \theta_2$ atteindra la valeur maximale de 1 avant $\sin \theta_1$. La valeur maximale de θ_1 est alors donnée par:

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (61)$$

où θ_c est appelé angle d'incidence critique.

Lorsque l'angle d'incidence dépasse l'angle d'incidence critique, l'onde incidente est complètement réfléchi; on parle dans ce cas de "réflexion interne totale".

2.2.2.4 Divergence et focalisation des ondes

On considère le champ électrique total de l'onde incidente et de l'onde réfléchie dans le milieu 1 de la Fig. 3. Pour le cas I, on considère le cas particulier de l'espace libre dans le milieu 1 et d'un conducteur parfait dans le milieu 2, la composante de champ électrique étant normale au plan d'incidence comme indiqué sur la Fig. 3.

Le champ électrique de l'onde incidente et celui de l'onde réfléchie peuvent s'exprimer comme suit:

$$\text{Incidente: } E_y^i = E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)} \quad (62)$$

$$\text{Réfléchie: } E_y^r = \check{E}_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)} \quad (63)$$

où k_0 est le nombre d'onde dans le vide.

Le coefficient de réflexion d'un conducteur parfait est de -1 , par conséquent

$$\check{E}_1 = -E_1 \quad (64)$$

Le champ électrique total de l'onde incidente et de l'onde réfléchie en espace libre s'exprime alors comme suit:

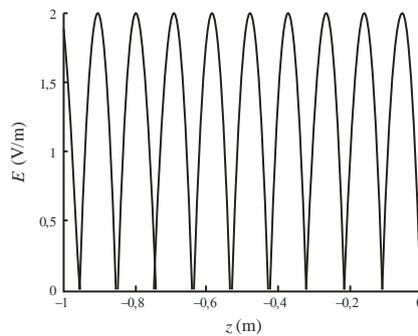
$$E = E_y^i + E_y^r = E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1)} - E_1 e^{-jk_o(x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1)} \quad (65)$$

$$E = -2jE_1 \sin(k_o z \cos \theta_1) e^{-jk_o x \sin \theta_1} \quad (66)$$

Dans le milieu 1, lorsque la valeur de x est maintenue constante, la variation du champ électrique sur l'axe des z se traduit par la divergence et la focalisation de l'onde indépendamment du temps. Cette onde est appelée onde stationnaire; elle est le résultat de l'interférence entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. Pour illustrer cet effet, on représente sur la Fig. 8 l'amplitude du champ électrique total pour $E_1 = 1$, $k_0 = 30$, $x = 0$ et un angle d'incidence de 10° .

FIGURE 8

Amplitude du champ électrique total pour le cas I dans le milieu 1



P.2040-08

2.2.3 Effets de structures non uniformes

2.2.3.1 Diffusion par des objets périodiques (structures régulières)

Lors de l'incidence d'une onde électromagnétique plane sur une structure périodique, comme illustré sur la Fig. 9, et du passage de cette onde à travers les ouvertures, la puissance des ondes sortant des ouvertures périodiques est maximale dans le cas (67) et minimale dans le cas (68).

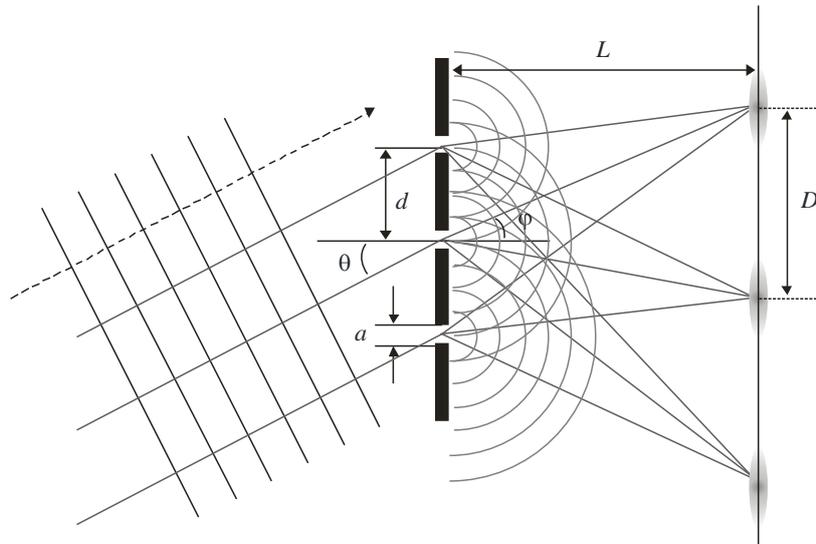
$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = n\lambda \text{ et} \quad (67)$$

$$d(\sin \theta + \sin \varphi) = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda \quad (68)$$

où:

- d : distance entre les ouvertures
- θ : angle d'incidence
- φ : angle de départ
- λ : longueur d'onde
- n : un entier.

FIGURE 9
Diffusion par des objets périodiques



P.2040-09

Le cycle des maxima peut être estimé à l'aide de la formule (69) pour $L \gg d$.

$$D = \frac{\lambda L}{d} \quad (69)$$

Pour $\theta = 0$, l'intensité de l'onde I est donnée par:

$$I = \frac{I_0}{m^2} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right) \sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)}{\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right)^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)^2} \quad (70)$$

où:

- I_0 : intensité pour $\theta = 0$
- m : nombre d'ouvertures
- a : largeur d'une ouverture.

2.2.3.2 Pénétration d'une onde électromagnétique plane à travers des ouvertures et des structures

2.2.3.2.1 Simulation selon la théorie uniforme de la diffraction (TUD) et résultats de mesure

2.2.3.2.1.1 Introduction

En règle générale, une fenêtre dans un mur de bâtiment peut être considérée comme une ouverture, car l'affaiblissement de pénétration est généralement plus faible à travers une fenêtre en verre qu'à travers les murs environnants constitués d'autres matériaux (par exemple pierre, briques ou béton).

Il existe de nombreuses méthodes empiriques ou théoriques permettant d'évaluer l'influence de l'ouverture sur l'affaiblissement dû à la pénétration dans un bâtiment. Dans les exemples ci-dessous, on utilise l'optique géométrique pour effectuer l'évaluation.

On définit une boîte tridimensionnelle (3D) avec une ouverture, et on calcule les résultats pour différentes dimensions de l'ouverture. Ces résultats calculés sont comparés aux résultats mesurés.

2.2.3.2.1.2 Méthode

Le modèle supposé est présenté sur la Fig. 10. L'angle θ est l'angle entre le rayon incident et la normale au plan de l'ouverture ($0 \leq \theta \leq 90^\circ$). La Fig. 11 montre le modèle géométrique utilisé pour évaluer l'influence de l'ouverture sur l'affaiblissement dû à la pénétration dans le bâtiment. On utilise un modèle tridimensionnel (3D). En haut et en bas de la Fig. 11, sont représentés respectivement le plan au sol et le schéma en élévation.

FIGURE 10
Modèle supposé

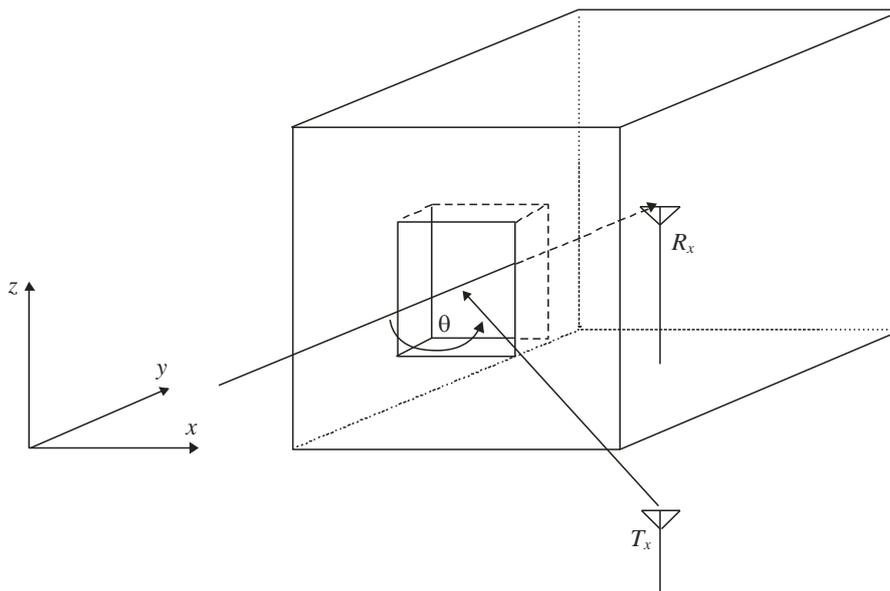
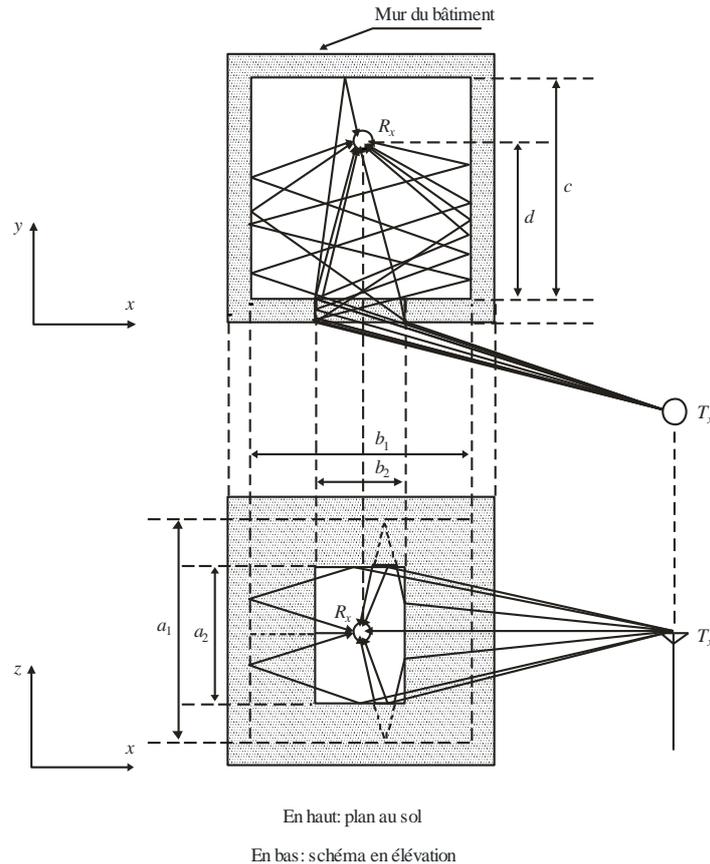


FIGURE 11

Modèle géométrique utilisé pour évaluer l'influence de l'ouverture sur l'affaiblissement dû à la pénétration dans le bâtiment



P.2040-11

Les paramètres indiqués sur la Fig. 11 sont les suivants.

- d : distance du récepteur R_x par rapport à l'ouverture du bâtiment
- T : épaisseur de mur du bâtiment (tous les murs sont supposés être identiques)
- a_1 : dimension verticale de la pièce
- a_2 : dimension verticale de l'ouverture
- b_1 : dimension horizontale de la pièce
- b_2 : dimension horizontale de l'ouverture
- c : profondeur de la pièce par rapport à l'ouverture.

On suppose que l'ouverture est située au centre du mur du bâtiment.

Dans l'analyse, on prend en considération les ondes suivantes:

- 1) Onde directe (zone en visibilité directe).
- 2) Ondes réfléchies de 1 à 4 fois sur n'importe quelle surface.
- 3) Ondes diffractées par les coins de l'ouverture.
- 4) Ondes diffractées-réfléchies par un coin de l'ouverture et le mur de la pièce.
- 5) Ondes réfléchies-diffractées par le mur de la pièce et un coin de l'ouverture.

2.2.3.2.1.3 Résultats de calcul

On considère deux cas, A et B. La différence entre les deux tient à la taille de l'ouverture. Les dimensions de l'ouverture et de la pièce sont données dans le Tableau 1. La fréquence est de 5 GHz. On considère une polarisation verticale. On suppose que les murs du bâtiment sont en béton et que leur permittivité complexe est de $7,0-j0,85$. Les coefficients de réflexion et de diffraction utilisés en optique géométrique 3D sont respectivement le coefficient de réflexion de Fresnel et le coefficient de diffraction de la TUD. L'angle θ est de 40° . L'antenne de réception (Rx) est déplacée le long d'une droite qui passe par le centre de l'ouverture et qui est parallèle à l'axe des y représenté sur la Fig. 11. La hauteur est la même pour l'antenne d'émission et pour l'antenne de réception.

Les résultats sont présentés sur la Fig. 12. Sur cette figure, l'axe vertical représente l'affaiblissement supplémentaire par rapport à l'affaiblissement en espace libre pour $d = 0$ m et l'axe horizontal la distance par rapport à l'ouverture, d . Les résultats sont présentés pour le cas A et pour le cas B.

TABLEAU 1

Dimensions utilisées pour le calcul

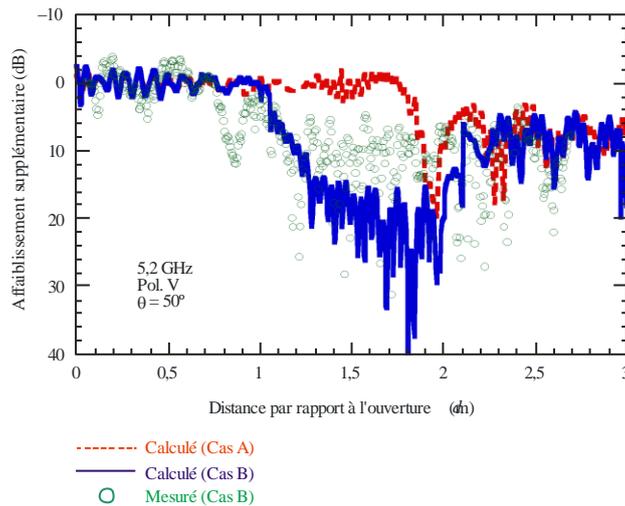
	Cas A	Cas B
d (distance de déplacement par rapport à l'ouverture) (m)	0-3 (pas de 5 cm)	0-3 (pas de 5 cm)
T (cm)	5	5
a_1 (m)	2,32	2,32
a_2 (m)	2,32	1,3
b_1 (m)	2,64	2,64
b_2 (m)	2,64	1,3s
c (m)	3,6	3,6
θ ($^\circ$)	50	50
Superficie de l'ouverture (m^2)	6,12	1,69

2.2.3.2.1.4 Mesure

Les mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans le bâtiment ont été réalisées dans un appartement ordinaire. La configuration géométrique utilisée pour les mesures est analogue à celle représentée sur les Figs 10 et 11. Les dimensions de la pièce et de l'ouverture sont analogues à celles données dans le Tableau 1. Toutefois, seules les dimensions de l'ouverture correspondant au cas B sont utilisées pour les mesures. L'angle θ est de 50° . La fréquence est de 5,2 GHz. L'antenne d'émission est une antenne directive dont l'ouverture du faisceau dans le plan horizontal est de 60° et l'antenne de réception est une antenne équidirective. La polarisation est verticale. Les résultats de mesure sont présentés sur la Fig. 12 avec les résultats calculés pour les cas A et B. Les résultats calculés pour le cas B semblent surestimer l'affaiblissement supplémentaire au milieu de l'intervalle de " d " par rapport aux résultats mesurés, mais ils présentent une bonne concordance avec les résultats mesurés en termes de tendance, à savoir que l'affaiblissement de pénétration diminue à mesure que " d " augmente dans la zone sans visibilité directe. Il est évident que ces phénomènes dépendent fortement de nombreux facteurs tels que les dimensions de la pièce ou l'emplacement de l'antenne de réception; il est néanmoins possible de se faire une idée de l'influence de l'ouverture sur l'affaiblissement dû à la pénétration dans le bâtiment.

FIGURE 12

Affaiblissement dû à la pénétration dans le bâtiment à 5,2 GHz
Fréquence de 5,2 GHz, polarisation verticale et $\theta = 50^\circ$



P.2040-12

2.2.3.2.2 Théorie uniforme de la diffraction (TUD) pour un obstacle en coin

2.2.3.2.2.1 Méthode

La théorie uniforme de la diffraction peut être utilisée pour prévoir l'affaiblissement de diffraction dû à un dièdre de conductivité finie. Elle peut s'appliquer de manière appropriée pour l'étude de la diffraction par l'angle d'un bâtiment, l'arête d'un toit ou lorsque le terrain peut se caractériser par une colline présentant un profil en coin. Cette méthode nécessite de connaître la conductivité et la constante diélectrique relative du dièdre, et repose sur l'hypothèse de l'absence de transmission à travers cet obstacle.

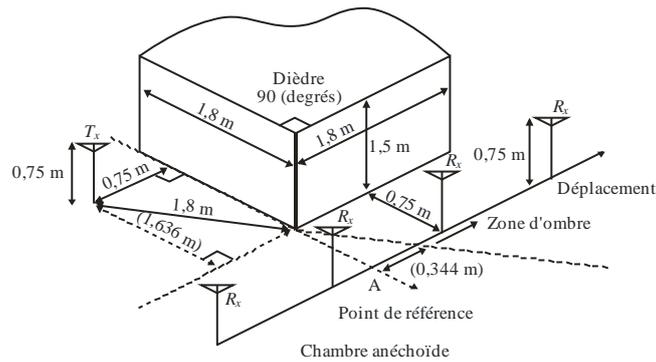
La méthode de calcul de l'affaiblissement de diffraction dû à un dièdre de conductivité finie est donnée dans la Recommandation UIT-R P.526. Elle tient compte de la diffraction tant dans la zone d'ombre que dans la zone en visibilité directe, et une méthode est fournie pour une transition progressive entre ces zones.

2.2.3.2.2.2 Comparaison des résultats mesurés et calculés

Des mesures simples de l'affaiblissement de diffraction dû à un dièdre conducteur de 90° ont été réalisées dans une chambre anéchoïde. La configuration géométrique du montage de mesure est représentée sur la Fig. 13. L'antenne d'émission, Tx, est fixe et l'antenne de réception, Rx, est déplacée de la zone en visibilité directe vers la zone d'ombre. La fréquence est de 5,2 GHz, et les mesures ont été réalisées à la fois pour une polarisation verticale et pour une polarisation horizontale. Les résultats mesurés sont représentés sur la Fig. 14 avec les résultats calculés selon la TUD.

FIGURE 13

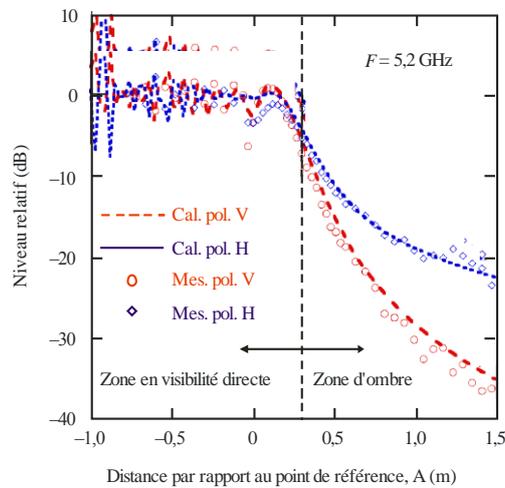
Configuration géométrique utilisée pour la mesure



P.2040-13

FIGURE 14

Résultats mesurés et calculés de l'affaiblissement de diffraction dû à un dièdre conducteur



P.2040-14

Les résultats mesurés présentent une très bonne concordance avec les résultats calculés selon la TUD aussi bien pour la polarisation verticale que pour la polarisation horizontale.

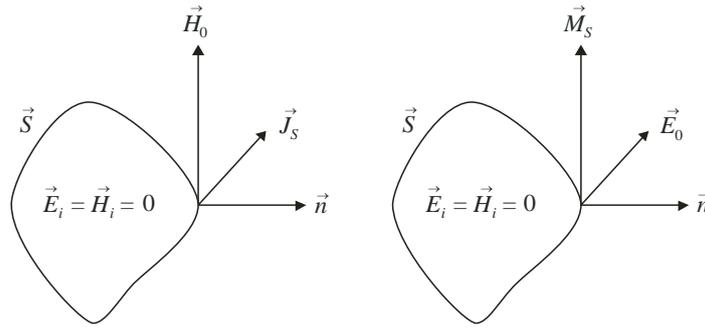
2.2.3.2.3 Principe d'équivalence électromagnétique

Pour estimer un champ électromagnétique, on utilise le principe d'équivalence électromagnétique; le concept est illustré sur la Fig. 15.

Les champs électrique et magnétique sont respectivement rayonnés par un courant électrique et un courant magnétique dans les limites de la frontière virtuelle S . Dans le cas présent, le champ électrique et le champ magnétique sont représentés par \vec{E}_i et \vec{H}_i dans les limites de la frontière virtuelle S et par \vec{E}_0 et \vec{H}_0 au-delà de cette frontière.

FIGURE 15

Courant électromagnétique équivalent



P.2040-15

a) Champ magnétique et courant électrique équivalent

b) Champ électrique et courant magnétique équivalent

D'après la condition aux limites, le champ électrique et le champ magnétique doivent être continus à la frontière virtuelle \vec{S} . Les formules suivantes sont données.

$$\begin{aligned} \vec{n} \times (\vec{H}_0 - \vec{H}_i) &= 0 \\ -\vec{n} \times (\vec{E}_0 - \vec{E}_i) &= 0 \end{aligned} \quad (71)$$

Dans le cas présent, à partir du produit vectoriel des courants électrique et magnétique à la frontière \vec{S} et du vecteur normal à la frontière \vec{S} , le courant électrique équivalent \vec{J}_s et le courant magnétique équivalent \vec{M}_s s'expriment comme suit:

$$\begin{aligned} \vec{J}_s &= \vec{n} \times \vec{H}_0 \\ \vec{M}_s &= -\vec{n} \times \vec{E}_0 \end{aligned} \quad (72)$$

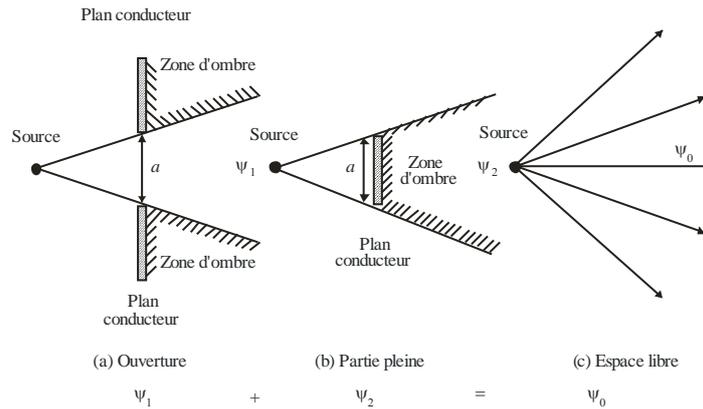
Par conséquent, en l'absence d'informations concernant la source électromagnétique, le champ électromagnétique au-delà de la frontière peut être estimé à partir des informations concernant le champ électromagnétique à la frontière.

2.2.3.2.4 Principe de Babinet

D'après le principe de Babinet, les diagrammes de diffraction de deux écrans complémentaires tels que représentés sur la Fig. 16 – à savoir les ouvertures de l'un correspondent aux parties pleines de l'autre et inversement – sont tels que la somme des vecteurs des amplitudes diffractées respectives, ψ_1 et ψ_2 , (pas les intensités) en un point quelconque est égale à l'amplitude de l'onde d'origine lorsqu'aucun écran n'est présent, ψ_0 . Par conséquent, si on connaît le diagramme de diffraction d'une certaine ouverture, on peut obtenir facilement le diagramme pour l'obstacle correspondant.

FIGURE 16

Principe de Babinet



P.2040-16

2.2.3.3 Guides d'ondes et cavités résonnantes

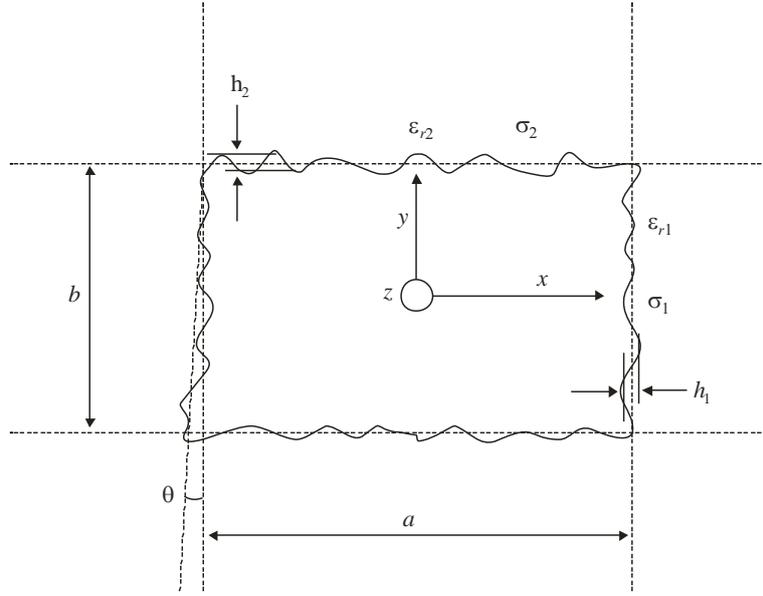
2.2.3.3.1 Théorie relative à la constante d'affaiblissement en fonction des caractéristiques de fréquence d'un guide d'ondes

Un guide d'ondes peut être constitué de matériaux diélectriques avec pertes entourant un espace creux. S'agissant des constructions, un couloir, une galerie marchande souterraine ou un tunnel peuvent être considérés comme des guides d'ondes. La puissance des ondes radioélectriques qui se propagent dans un guide d'ondes est affaiblie en fonction de la distance. On sait parfaitement que les caractéristiques de fréquence d'un guide d'ondes, par exemple la fréquence de coupure, varient en fonction de la forme. Dans la présente section, on donne une formule permettant de déterminer la constante d'affaiblissement en fonction des caractéristiques de fréquence d'un guide d'ondes.

La section transversale d'un guide d'ondes carré est représentée sur la Fig. 17. Dans ce cas, les constantes intrinsèques des matériaux diélectriques avec pertes sont différentes pour les murs latéraux et pour le plafond et le plancher.

FIGURE 17

Section transversale d'un guide d'ondes et constantes des matériaux



P.2040-17

Sur la Fig. 17, a est la largeur et b est la hauteur du guide d'ondes (m), h_1 et h_2 sont les valeurs quadratiques moyennes de rugosité de la distribution gaussienne du niveau de la surface, et θ est la valeur quadratique moyenne de l'inclinaison (rad). Les valeurs de permittivité complexe pour les matériaux ϵ_{ri}^* sont calculées comme suit.

$$\epsilon_{ri}^* = \epsilon_{ri} - j \left(\epsilon_{ri}'' + \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_0} \right), \quad i = 1, 2 \quad (73)$$

où ϵ_{ri} est la constante diélectrique relative et σ_i est la conductivité. La grandeur ϵ_{ri}'' est le facteur de dissipation des matériaux, ω est la pulsation et ϵ_0 est la permittivité de l'espace libre.

La constante d'affaiblissement de base est formulée comme suit.

$$L_{basic_h} = K_h \lambda^2 \left[\operatorname{Re} \left(\frac{\epsilon_{r1}^*}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{1}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left(\frac{|\epsilon_{r1}^*|^2}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{1}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right] \quad (74)$$

$$L_{basic_v} = K_v \lambda^2 \left[\operatorname{Re} \left(\frac{1}{a^3 \sqrt{\epsilon_{r1}^* - 1}} + \frac{\epsilon_{r2}^*}{b^3 \sqrt{\epsilon_{r2}^* - 1}} \right) - \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{Im} \left(\frac{1}{a^4 (\epsilon_{r1}^* - 1)} + \frac{|\epsilon_{r2}^*|^2}{b^4 (\epsilon_{r2}^* - 1)} \right) \right]$$

K_h et K_v sont des constantes dont les valeurs dépendent de la forme de la section. Ces valeurs sont données dans le Tableau 2.

TABLEAU 2

Valeurs des constantes pour diverses formes de section transversale

Forme	Cercle	Ellipse	Carré	Arche
K_h	5,09	4,45	4,34	5,13
K_v	5,09	4,40	4,34	5,09

Les formules mentionnées ci-dessus sont valables compte tenu de la contrainte exprimée par la formule (75).

$$\lambda \ll \frac{\pi a \sqrt{\epsilon_{r1} - 1}}{\epsilon_{r1}} \quad (\text{m}) \quad (75)$$

$$\lambda \ll \pi b \sqrt{\epsilon_{r2} - 1}$$

Caractéristiques propres au cas de la forme carrée

La constante d'affaiblissement due à la rugosité, correspondant aux variations locales du niveau de la surface par rapport au niveau moyen de la surface d'un mur, est donnée par la formule (76).

$$L_{roughness,h} = K_h \pi^2 \lambda \left[\left(\frac{h_1}{a} \right)^2 + \left(\frac{h_2}{b} \right)^2 \right] \quad (\text{dB/m}) \quad (76)$$

$$L_{roughness,v} = K_v \pi^2 \lambda \left[\left(\frac{h_1}{a} \right)^2 + \left(\frac{h_2}{b} \right)^2 \right]$$

La constante d'affaiblissement due à l'inclinaison du mur est donnée par la formule (77).

$$L_{tilt,h} = K_h \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda} \quad (\text{dB/m}) \quad (77)$$

$$L_{tilt,v} = K_v \frac{\pi^2 \theta^2}{\lambda}$$

Par conséquent, la constante d'affaiblissement totale dans le cas d'une forme carrée est la somme des affaiblissements indiqués ci-dessus.

$$L_h = L_{basic,h} + L_{roughness,h} + L_{tilt,h} \quad (\text{dB/m}) \quad (78)$$

$$L_v = L_{basic,v} + L_{roughness,v} + L_{tilt,v}$$

2.2.3.3.2 Applicabilité de la théorie du guide d'ondes

La théorie du guide d'ondes donne une bonne concordance avec les caractéristiques de propagation mesurées dans un couloir dans la gamme de fréquences 200 MHz - 12 GHz en l'absence de piétons dans le couloir.

Effet de la présence de piétons

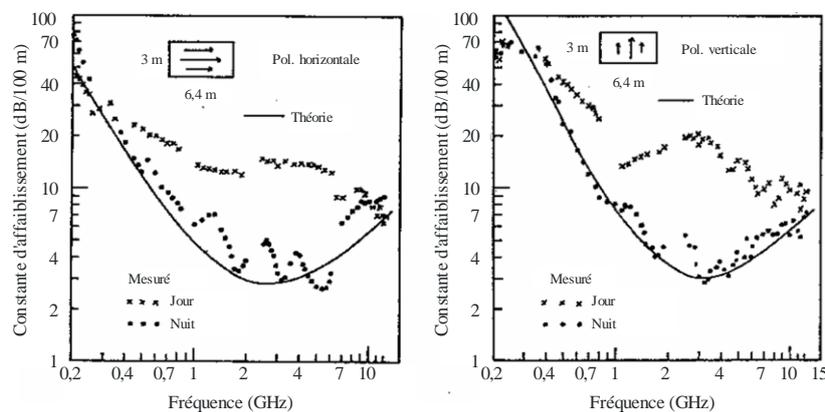
La Fig. 18 présente une comparaison des valeurs théoriques et mesurées de la constante d'affaiblissement entre le jour (lorsque des piétons sont présents) et la nuit (lorsque le couloir est vide). Les valeurs théoriques sont calculées sur la base des paramètres donnés dans le Tableau 3.

TABLEAU 3
Paramètres utilisés pour le calcul dans un souterrain

	Largeur (m)	Hauteur (m)	Inclinaison n (degrés)	Rugosité		Constante des matériaux			
				h_1	h_2	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	σ_1	σ_2
Souterrain	6,4	3,0	0,35	0,4	0,2	15	10	0,5	0,1

FIGURE 18

Comparaison de la constante d'affaiblissement entre le jour et la nuit



P.2040-18

La Fig. 18 montre que la théorie du guide d'ondes permet d'obtenir des caractéristiques de propagation réalistes dans le couloir dans la gamme de fréquences 200 MHz-12 GHz pendant la nuit, mais pas pendant la journée, en raison d'un affaiblissement de la puissance reçue en présence de piétons.

Par conséquent, la théorie du guide d'ondes s'applique dans les cas où il n'y a pas d'effet d'écran causé par des obstacles.

2.3 Théorie et résultats pour des matériaux dont la surface est sélective en fréquence

2.3.1 Surfaces sélectives en fréquence

La puissance des ondes de diffusion varie en fonction de la rugosité des surfaces. La présente section décrit une théorie permettant de calculer les champs diffusés par une surface présentant une série de formes convexes arrondies. En premier lieu, pour paramétrer la rugosité de la surface, la surface rugueuse est définie par une série de formes convexes arrondies, formée en disposant régulièrement des cylindres circulaires. En deuxième lieu, on définit le coefficient de réflexion des champs diffusés en utilisant les sommes de réseau caractérisant une disposition régulière de diffuseurs et la matrice T pour une série de cylindres circulaires. En troisième lieu, on présente un

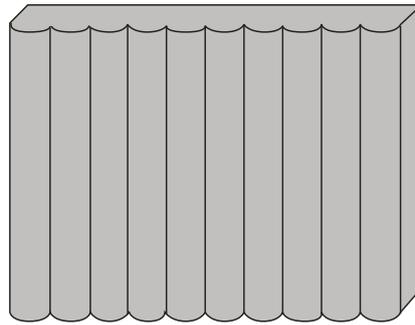
résultat numérique qui montre la caractéristique de la réflexion sur la surface à formes convexes arrondies en fonction de la fréquence. Enfin, on présente un résultat de mesure qui montre que la puissance des ondes de diffusion varie en fonction de la fréquence de l'onde incidente lorsque la surface d'un bâtiment présente une série de formes convexes arrondies.

2.3.2 Théorie de la propagation des ondes au voisinage d'une surface présentant une série de formes convexes arrondies

Une surface de bâtiment présentant une série régulière de formes convexes arrondies, comme illustré sur la Fig. 19, permet de contrôler davantage les ondes de réflexion/diffusion que dans le cas d'une surface plate. La théorie permettant de calculer les ondes diffusées par des séries régulières de cylindres circulaires peut être utilisée pour définir la propagation des ondes au voisinage d'une surface présentant une série de formes convexes.

FIGURE 19

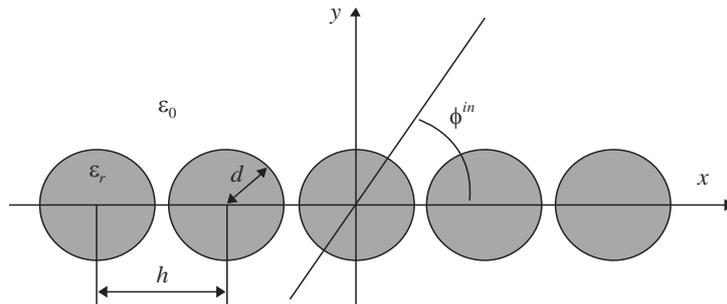
Surface présentant une série de formes convexes arrondies



P.2040-19

FIGURE 20

Configuration géométrique d'une série régulière de cylindres circulaires



P.2040-20

Lorsque les cylindres circulaires identiques sont disposés régulièrement sur un axe des *x* comme illustré sur la Fig. 20, le coefficient de réflexion de la puissance *R_v* pour le *v*^{ème} mode de propagation avec *k_v* > 0 est donné par:

$$R_v = \frac{k_v}{k_0 \sin \varphi^{in}} |\mathbf{p}_v^T \cdot \mathbf{a}_0^{sc}|^2 \tag{79}$$

où *k*₀ = 2π / λ₀, λ₀ est la longueur d'onde des ondes arrivant avec un angle d'incidence φⁱⁿ. Dans la formule (79), *p_v^T* et *a₀^{sc}* sont obtenus comme suit:

$$\mathbf{p}_v = \begin{bmatrix} \frac{2(j)^m (k_{xv} + jk_v)^m}{hk_v k_0^m} (m \geq 0) \\ \frac{2(-j)^{|m|} (k_{xv} - jk_v)^{|m|}}{hk_v k_0^{|m|}} (m < 0) \end{bmatrix} \quad (80)$$

$$\mathbf{a}_0^{\text{sc}} = (\bar{\mathbf{I}} - \bar{\mathbf{T}} \cdot \bar{\mathbf{L}})^{-1} \cdot \bar{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{a}^{\text{in}} \quad (81)$$

où $\bar{\mathbf{I}}$ est la matrice unité, $k_{xv} = -k_0 \cos \varphi^{\text{in}} + 2\nu\pi/h$, $k_v = \sqrt{k_0^2 - k_{xv}^2}$ et h est l'espace entre deux formes convexes arrondies. $\bar{\mathbf{L}}$ est une matrice carrée dont les éléments sont définis en fonction des sommes de réseau suivantes:

$$L_{mn} = \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 lh) e^{jk_0 lh \varphi^{\text{in}}} + (-1)^{m-n} \sum_{l=0}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}(k_0 lh) e^{-jk_0 lh \varphi^{\text{in}}} \quad (82)$$

où $H_m^{(2)}$ est la fonction de Hankel d'ordre m du premier type. $\bar{\mathbf{T}}$ est la matrice T pour les champs diffusés et est donnée par la matrice diagonale suivante pour le champ électrique incident E_z^{in} et le champ magnétique incident H_z^{in} , respectivement.

$$T_{mn}^E = -\frac{\sqrt{\varepsilon_r} J'_m(kd) J_m(k_0 d) - J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{\sqrt{\varepsilon_r} J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - J_m(kd) H_m'^{(1)}(k_0 d)} \delta_{mn} \quad (83)$$

$$T_{mn}^H = -\frac{J'_m(kd) J_m(k_0 d) - \sqrt{\varepsilon_r} J_m(kd) J'_m(k_0 d)}{J'_m(kd) H_m^{(1)}(k_0 d) - \sqrt{\varepsilon_r} J_m(kd) H_m'^{(1)}(k_0 d)} \delta_{mn} \quad (84)$$

où ε_r est la permittivité relative du cylindre diélectrique, J_m est la fonction de Bessel d'ordre m , le signe prime désigne la dérivée par rapport à l'argument, et δ_{mn} désigne le delta de Kronecker. \mathbf{a}^{in} désigne un vecteur colonne dont les éléments représentent les amplitudes inconnues du champ incident.

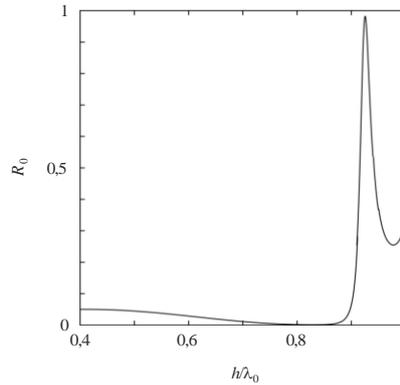
$$\mathbf{a}^{\text{in}} = [(j)^n e^{-jn\varphi^{\text{in}}}] \quad (85)$$

2.3.3 Résultats de calcul

Les résultats de calcul du coefficient de réflexion de la puissance sont présentés sur la Fig. 21. Les résultats sont calculés à l'aide de la formule (79) dans le cas où le champ électrique E_z^{in} est transmis selon l'angle $\varphi^{\text{in}}=90^\circ$ par rapport à une surface diélectrique présentant des formes convexes arrondies dont le diamètre est $d=0,3h$ et la permittivité est $\varepsilon_r=2,0$. Les résultats font apparaître qu'il existe une bande de fréquences dans laquelle l'onde incidente est réfléchi presque complètement par la surface même si celle-ci est constituée d'un matériau diélectrique sans perte.

FIGURE 21

Coefficient de réflexion de la puissance R_0 en fonction de la longueur d'onde normalisée h/λ_0 pour un champ électrique E_z^{in} en incidence normale



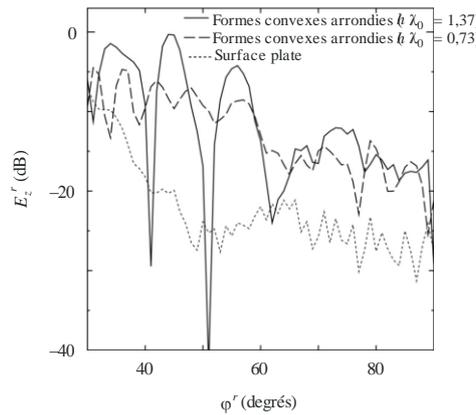
P.2040-21

2.3.4 Mesure

On a réalisé des mesures des ondes diffusées par une surface de bâtiment présentant une série de formes convexes arrondies. La Fig. 22 présente la comparaison des ondes diffusées par le bâtiment dans le cas d'une surface plate et dans le cas d'une surface présentant une série de formes convexes arrondies. Les ondes diffusées par le bâtiment ont été mesurées pour divers angles de réflexion φ^r compris entre 30° et 90° , le champ électrique étant transmis selon l'angle φ^{in} . L'angle d'incidence et l'angle de réflexion sont définis comme illustré sur la Fig. 23.

FIGURE 22

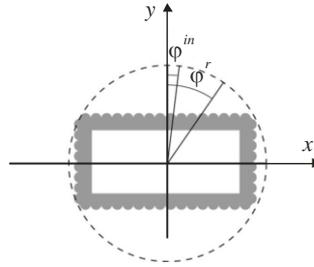
Configuration géométrique d'une série régulière de cylindres circulaires



P.2040-22

FIGURE 23

Figure plane montrant la configuration utilisée pour les mesures



P2040-23

Les résultats de mesure montrent que la puissance du champ diffusé par la surface présentant une série de formes convexes arrondies est supérieure à celle diffusée par la surface plate, et peut être contrôlée par l'espace entre deux formes convexes arrondies et le diamètre de ces formes. Il est à noter que l'on a estimé que la permittivité relative du matériau de construction ϵ_r était égale à 6,0 et que sa conductivité σ était égale à 0,1 S/m.

3 Compilations des propriétés électriques des matériaux

Il peut être difficile de trouver des données représentatives concernant les propriétés électriques des matériaux, car les caractéristiques sont exprimées à l'aide de différentes combinaisons de paramètres, et il se peut que la permittivité relative soit indiquée pour des fréquences qui sont éloignées de la fréquence considérée. Un tableau des valeurs représentatives des propriétés des matériaux a donc été compilé à l'aide de la technique d'ajustement de courbe décrite au § 2.1.4.

Les données de huit ensembles de propriétés électriques des matériaux (plus de 90 caractéristiques distinctes au total) figurant dans des publications ont été recueillies, converties dans un format standard et regroupées par catégories de matériaux. Pour chaque groupe, des expressions simples de la variation de la permittivité relative, ϵ_r' , et de la conductivité, σ , en fonction de la fréquence ont été obtenues. Ce sont:

$$\epsilon_r' = a f_{\text{GHz}}^b \quad (86)$$

et:

$$\sigma = c f_{\text{GHz}}^d \text{ S/m} \quad (87)$$

où f_{GHz} est la fréquence en GHz et σ est exprimé en S/m. (ϵ_r' est sans dimension.) Les valeurs de a , b , c et d sont données dans le Tableau 4. L'absence de valeur pour b ou d indique que la valeur de ϵ_r' ou de σ est constante (pour la valeur de a ou c) quelle que soit la fréquence. Cela revient à mettre à zéro la valeur de b ou d .

Si nécessaire, la partie imaginaire de la permittivité relative ϵ_r'' peut être obtenue à partir de la conductivité et de la fréquence:

$$\epsilon_r'' = 17,98 \sigma / f \quad (88)$$

TABLEAU 4
Propriétés des matériaux

Matériau	Permittivité relative		Conductivité		Gamme de fréquences GHz
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	
Béton	5,31	0	0,0326	0,8095	1-100
Brique	3,75	0	0,038	0	1-10
Placoplâtre	2,94	0	0,0116	0,7076	1-100
Bois	1,99	0	0,0047	1,0718	0,001-100
Verre	6,27	0	0,0043	1,1925	0,1-100
Panneaux pour plafond	1,50	0	0,0005	1,1634	1-100
Panneaux agglomérés	2,58	0	0,0217	0,7800	1-100
Panneaux pour plancher	3,66	0	0,0044	1,3515	50-100
Métal	1	0	10 ⁷	0	1-100
Sol très sec	3	0	0,00015	2,52	1-10 uniquement
Sol moyennement sec	15	-0,1	0,035	1,63	1-10 uniquement
Sol humide	30	-0,4	0,15	1,30	1-10 uniquement

Les limites de fréquences données dans le Tableau 4 ne sont pas des limites strictes mais sont représentatives des limites de fréquences correspondant aux données qui ont été utilisées pour définir les modèles, à l'exception des trois types de sol, pour lesquels les limites de fréquences 1-10 GHz ne doivent pas être dépassées. Des valeurs types de la permittivité relative et de la conductivité pour différents types de sol, en fonction de la fréquence dans la gamme 0,01 MHz - 100 GHz sont données dans la Recommandation UIT-R P.527.

Les valeurs du facteur de dissipation pour tous les matériaux diélectriques mentionnés dans le Tableau 4 sont inférieures à 0,5 sur les gammes de fréquences spécifiées. On peut donc utiliser les approximations de limite pour un diélectrique en ce qui concerne le taux d'affaiblissement donné dans les formules (24) et (27) pour estimer l'affaiblissement d'une onde électromagnétique à travers les matériaux:

$$A_{dielectric} = 1636 \frac{\sigma}{\epsilon_r} \text{ dB/m} \quad (89)$$

où ϵ_r et σ sont données par les formules (86) et (87).

4 Mesures des affaiblissements dans les bâtiments

4.1 Affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments

4.1.1 Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments (Europe)

Des mesures ont été réalisées en Allemagne et au Royaume-Uni pour déterminer les valeurs de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments et d'autres paramètres à utiliser pour la planification de la réception de services de radiodiffusion en intérieur.

En Allemagne, les mesures ont été réalisées sur deux fréquences de la bande d'ondes métriques utilisées pour la radiodiffusion audionumérique et deux fréquences de la bande d'ondes décimétriques. Sur l'ensemble des mesures réalisées dans des bâtiments types en Allemagne, les valeurs médianes de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments sont de 9,1 dB à 220 MHz, 8,5 dB à 223 MHz, 7,0 dB à 588 MHz et 8,5 dB à 756 MHz.

L'affaiblissement de pénétration depuis la façade d'un bâtiment (coté où le niveau du signal est le plus élevé) jusque dans une pièce du côté opposé présente des valeurs médianes de 14,8 dB à 220 MHz, 13,3 dB à 223 MHz, 17,8 dB à 588 MHz et 16 dB à 756 MHz.

Sur l'ensemble des mesures, les valeurs médianes des écarts types de la variation en fonction de l'emplacement sont de 3,5 dB pour des signaux à 220 et 223 MHz avec une largeur de bande de 1,5 MHz et de 5,5 dB pour des signaux à 588 et 756 MHz avec une largeur de bande de 120 kHz.

Au Royaume-Uni, les mesures ont été réalisées sur un certain nombre de fréquences de la bande des ondes décimétriques.

On a relevé une valeur médiane de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments dans la bande d'ondes décimétriques de 8,1 dB avec un écart type de 4,7 dB. Toutefois, la valeur pour les pièces situées du côté du bâtiment le plus éloigné de l'émetteur est de 10,3 dB, tandis que la valeur correspondante pour les pièces situées du côté du bâtiment le plus proche de l'émetteur est de 5,4 dB, soit une différence d'environ 5 dB.

Une valeur médiane de 13,5 dB a été mesurée pour un gain de hauteur à l'extérieur compris entre 1,5 et 10 m. Les mesures ont été effectuées en zone suburbaine.

On a relevé une valeur médiane de la différence de champ entre les pièces au rez-de-chaussée et au premier étage de 5,4 dB.

L'écart type de la variation du champ à l'intérieur des pièces est d'environ 3 dB.

L'écart type de la variation du champ mesuré sur un étage d'une maison est d'environ 4 dB.

Malgré les différences de fréquences et de largeurs de bande, les mesures réalisées en Allemagne et au Royaume-Uni présentent une très bonne concordance.

4.1.2 Mesures de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments (Japon)

Des mesures de l'affaiblissement de pénétration ont été réalisées au Japon dans 12 immeubles de bureaux à des distances par rapport à l'émetteur allant jusqu'à 1 km.

On a mesuré l'affaiblissement supplémentaire sur le trajet jusqu'en des points à l'intérieur d'un bâtiment par rapport au champ extérieur moyenné le long du trajet au voisinage du bâtiment à une hauteur de 1,5 m. Il est à noter que l'utilisation d'une référence de hauteur fixe ne correspond pas à la définition de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments donnée au § 1.2, et conduira à des valeurs négatives de l'affaiblissement de pénétration pour les étages supérieurs du bâtiment.

L'ajustement des données obtenues lors de ces mesures a donné lieu à l'expression suivante de l'affaiblissement supplémentaire sur le trajet par rapport à la valeur moyennée à 1,5 m:

$$\Delta Loss(\text{dB}) = 0,41 \cdot d - 0,5 \cdot h - 2,1 \cdot \log(f) - 0,8 \cdot LoS + 11,5 \quad (90)$$

où:

d : 0 à 20 m; distance par rapport à la fenêtre (m)

h : 1,5 à 30 m; hauteur par rapport au sol (m)

f : 0,8 à 8 GHz; fréquence (GHz)

LoS : 1 pour la visibilité directe, $LoS = 0$ pour l'absence de visibilité directe.

4.1.3 Affaiblissement de pénétration dans les bâtiments – mesures relatives à un trajet oblique

4.1.3.1 Mesures de signaux en ondes décimétriques transmis par satellite (860 MHz-2,6 GHz)

Le Tableau 5 donne l'affaiblissement représentatif des signaux en ondes décimétriques transmis par satellite, observé dans des pièces adjacentes à un mur extérieur d'une habitation privée charpentée en bois. Pour les pièces de l'intérieur, il faut majorer de 0,6 dB les valeurs inscrites dans le tableau. Dans les bâtiments charpentés en bois, l'affaiblissement varie peu selon les conditions météorologiques ou l'angle d'élévation mais, comme l'indique le tableau, l'affaiblissement varie systématiquement avec la fréquence, la polarisation, les matériaux de construction, l'isolation et la position à l'intérieur de la structure. L'affaiblissement dû à certains matériaux de construction ou d'isolation (feuille d'aluminium) peut atteindre 20 dB.

TABLEAU 5
Affaiblissement (dB) des signaux en ondes décimétriques
traversant des bâtiments charpentés en bois*

Constitution du bâtiment		Fréquence (MHz) et polarisation (horizontale: H, verticale: V)			
Gros œuvre	Présence d'une isolation autre que métallique		860 V	1 550 V	2 569 V
Tout en bois	Plafond seulement	4,7	2,9	5,0	5,8
	Plafond et murs	6,3	4,5	6,6	7,4
Parements	Plafond seulement	5,9	4,1	6,2	7,0
Briques	Plafond et murs	7,5	5,7	7,8	8,6

* Ce tableau est applicable à des pièces adjacentes à un mur extérieur; pour des pièces limitées par des cloisons intérieures, il faut ajouter 0,6 dB aux valeurs indiquées.

4.1.3.2 Mesures relatives à un trajet oblique depuis des tours ou des bâtiments de grande hauteur

Des mesures d'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments ont été effectuées dans les bandes de 700 MHz à 1,8 GHz et de 500 MHz à 3 GHz. On a utilisé des tours de 18 à 20 m de hauteur pour simuler un émetteur de satellite. Il s'agissait de déterminer l'affaiblissement moyen et les variations spatiales à l'intérieur de bâtiments de divers types. On ne dispose pas de suffisamment de données pour établir des méthodes de prévision précises, mais on trouvera des indications utiles dans les Tableaux 6 et 7.

TABLEAU 6

**Distribution des niveaux du signal (position moyenne et meilleure position)
dans certains types de bâtiments (fréquences comprises entre 700 et 1 800 MHz)**

Numéro du bâtiment	Type de construction	Angle d'élévation	Position moyenne		Meilleure position	
			Affaiblissement moyen (dB)	Ecart type (dB)	Affaiblissement moyen (dB)	Ecart type (dB)
1	Bureau d'extrémité, grandes fenêtres, bâtiment en rez-de-chaussée. Murs en plots de béton, placoplâtre, double-vitrage. Toit en béton sur poutrelles métalliques	27,5° (visibilité directe à travers la fenêtre, angle d'azimut entre le mur et le trajet de visibilité directe: 50°)	7,9	5,5	4,2	4,2
2	Petite pièce, fenêtres occupant 5/8 de la surface du mur extérieur	18° (trajet de visibilité directe à travers la fenêtre, angle d'azimut entre le mur et le trajet de visibilité directe: 50°)	9,1	4,4	5,4	3,7
3	Hall d'extrémité, large porte en verre réfléchissant occupant la moitié d'un mur extérieur. Murs extérieurs en béton, parois intérieures en placoplâtre sur cadre métallique	16° (trajet de visibilité directe à travers la fenêtre, angle d'azimut entre un mur et le trajet de visibilité directe: 45°, les deux murs extérieurs étant illuminés par l'émetteur)	15,4	8,4	9,7	6,7
4	Abri en tôle, intérieur en contreplaqué. Une petite fenêtre sans volet sur chacun des deux côtés, porte doublée métal	25° (angle d'azimut entre un mur et le trajet de visibilité directe: 60°)	9,7	6,3	5,2	4,9
5	Maison en bois à un étage, matériau isolant: laine minérale (murs et grenier); revêtement placoplâtre, sans écran thermique métallique. Pas de volets métalliques sur les fenêtres. Toiture: tuiles de bois	25° (angle d'azimut entre un mur et le trajet de visibilité directe: 45°)	9,0	4,5	5,4	3,7
6	Mobile home vide, parois métalliques, fenêtres à menuiserie métallique, volets métalliques	25° (angle d'azimut entre les parois et le trajet de visibilité directe: 45°)	24,9	3,8	19,8	3,4

TABLEAU 7

**Affaiblissement médian en position moyenne et en meilleure position dans un bâtiment,
en fonction de la fréquence**

(Mêmes caractéristiques de construction et angles d'élévation que dans le Tableau 9)

Numéro du bâtiment	Position moyenne	Meilleure position
(Idem Tableau 6)	750-1 750 MHz	750-1 750 MHz
1	5-11 dB	2-6 dB
2	5-14 dB	2-5 dB
3	17-18 dB	12-13 dB
4	9-11 dB	5-6 dB
5	5-11 dB	3-5 dB
6	20 à > 24 dB	16-22 dB

TABLEAU 8

**Distribution des niveaux du signal en position moyenne dans des bâtiments
(estimations pour la gamme de fréquences 500-3 000 MHz)**

Numéro du bâtiment	Type de construction	Angle d'élévation (degrés)	Position moyenne	
			Affaiblissement moyen (dB)	Ecart type (dB)
1	Hall d'entrée, bâtiment en rez-de-chaussée, murs en panneaux de béton préfabriqué, toit goudronné	18	13	10
2	Bureau administratif, bâtiment en rez-de-chaussée – murs de brique, toit goudronné	38	9	7
3	Ferme à structure en bois, un étage, toit métallique, sans écran thermique en aluminium	33	5	4
4	Hall et salle de séjour de maison de bois, un étage, toit métallique, écran thermique en aluminium	41	19,5	12
5	Chambre de motel, bâtiment à un étage, briques, toit en matériau composite	37	13	6
6	Hall d'entrée d'un bâtiment à un étage, verre et béton, toit goudronné	26	12	5

S'agissant du premier ensemble de mesures (Tableaux 6 et 7), dans le cas des trois premiers bâtiments, l'angle d'élévation était tel que la pièce était illuminée par un signal à travers une fenêtre en vue directe de l'émetteur. Les angles d'élévation étaient inférieurs à 30°, de sorte que les bâtiments étaient également illuminés par les côtés.

Dans le cas du bâtiment N° 3, la porte de verre réfléchissant, lorsqu'elle était fermée, occasionnait un surcroît d'affaiblissement de 15 dB.

Une autre étude a donné des résultats analogues, avec des niveaux d'affaiblissement moyens (dans la gamme de fréquences 500-3000 MHz) compris entre 5 dB (maison à structure en bois, toit en métal, sans écran thermique en aluminium) et 20 dB (maison de même type mais dotée d'un écran thermique en aluminium). Les valeurs d'affaiblissement moyennes mesurées sont résumées au Tableau 11.

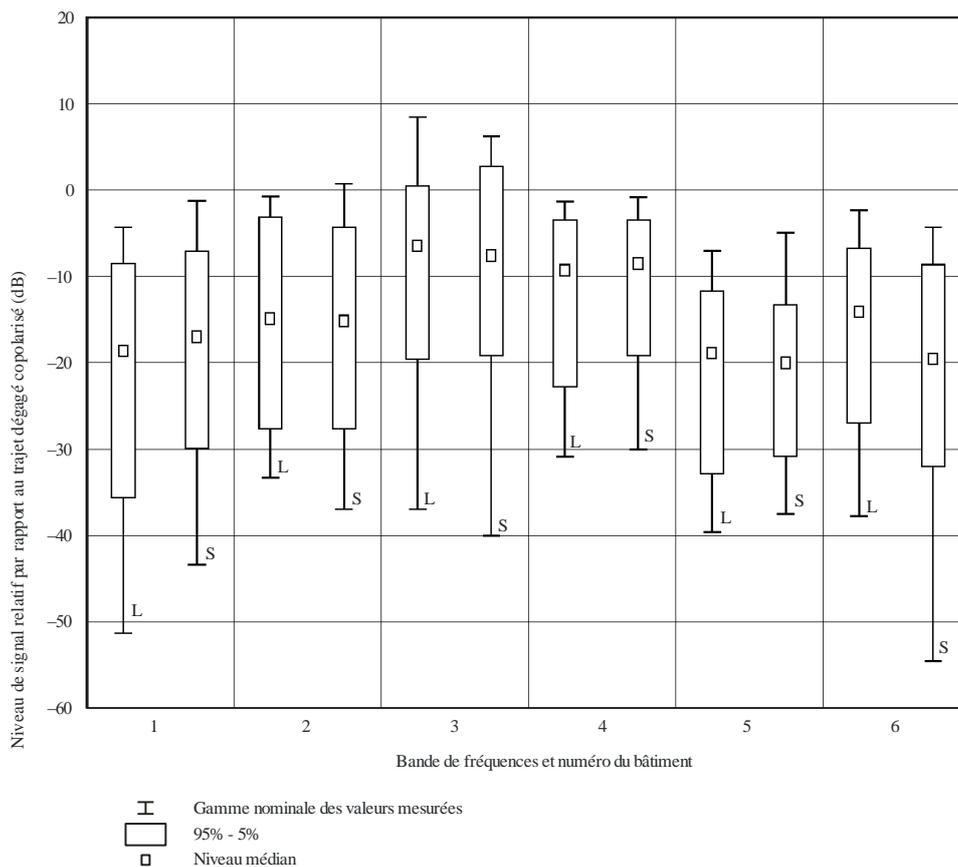
Il convient de noter que, dans certains cas, les valeurs moyennes indiquées tiennent compte des mesures effectuées à proximité d'une fenêtre ou d'une porte ouverte. Dans le motel (bâtiment N° 6), l'affaiblissement augmentait de 15 à 30 dB, par rapport à un trajet en visibilité directe, lorsque le trajet direct passait par une paroi de briques. Les niveaux relevés à l'intérieur du bâtiment N° 4 étaient inférieurs de 25 à 45 dB aux valeurs de visibilité directe, en raison du toit métallique et de l'écran thermique en aluminium.

Il convient par ailleurs de noter que les mesures ont été effectuées sur des trajets stationnaires. Il semblerait que certains effets de propagation par trajets multiples de proximité donnent lieu à des fluctuations du niveau du signal reçu lorsque l'émetteur, ou le récepteur, n'est pas fixe, et cette observation a certaines conséquences, notamment pour les systèmes en orbite terrestre basse (LEO, *low Earth-orbiting*), puisque dans de telles configurations l'émetteur se déplace rapidement par rapport au récepteur.

Les mesures font apparaître que l'affaiblissement s'accroît en fonction de la fréquence d'environ 1 à 3 dB par GHz dans les bâtiments N° 1, 2, 4 et 6 et de 6 dB par GHz dans le bâtiment où l'affaiblissement est le moins important (bâtiment N° 3), tandis que, dans le cas du bâtiment N° 5, aux parois de verre, on n'observe pour ainsi dire aucune variation en fonction de la fréquence. Du fait que les valeurs indiquées ci-dessus sont des moyennes dans la gamme de fréquences de 500 MHz à 3 GHz, ces valeurs devraient être légèrement optimistes pour la gamme 1-3 GHz.

Pour les six bâtiments mentionnés dans le Tableau 8, des mesures à 1,6 GHz et à 2,5 GHz ont été réalisées et analysées afin de déterminer les niveaux médians, à 5% et à 95% de la perte relative du signal lorsque les antennes sont déplacées horizontalement sur des intervalles multiples de 80 cm. Les bâtiments étaient illuminés sur le côté et les signaux reçus à l'intérieur du mur extérieur (pénétration à travers un seul mur). Des antennes omnidirectionnelles en azimut ont été utilisées pour recevoir les signaux émis. Les statistiques tirées de ces mesures sont résumées à la Fig. 24. Ces données indiquent l'amplitude et les variations de l'évanouissement auquel peut être soumise l'émission d'un signal à travers les murs d'un bâtiment. A noter que, parfois, la propagation par trajets multiples conduit à des niveaux relatifs dépassant 0 dB.

FIGURE 24



Niveaux médians, à 5% et à 95% de perte de puissance d'entrée dans les bâtiments en fonction d'une propagation sans obstacle en visibilité directe à 1,6 GHz et 2,5 GHz pour les six bâtiments mentionnés au Tableau 5 (désignés par les chiffres 1 à 6 dans la Figure). Pour chaque bâtiment, les statistiques correspondant à 1,6 GHz (L) et à 2,5 GHz (S) sont indiquées séparément.

P.2040-24

Aucune des mesures effectuées dans des bandes de fréquence inférieures à 3 GHz ne donne des informations pour les angles d'élévation supérieurs à 41°. Toutefois, les importantes valeurs d'affaiblissement observées dans le cas de structures métalliques (bâtiment N° 6 des Tableaux 6 et 7, bâtiment N° 4 du Tableau 8) donnent à penser que l'affaiblissement, dans le cas d'un trajet direct à travers un toit métallique, sera de l'ordre de 20 dB. Les valeurs de 15 à 30 dB indiquées dans le cas du bâtiment N° 4 du Tableau 8 (mur de briques) s'appliquent également aux valeurs d'angle d'élévation supérieures.

La variation de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments en fonction de l'angle d'élévation a également été mesurée dans la bande des 5 GHz pour deux angles d'élévation différents, en utilisant des bâtiments de grande hauteur pour simuler la réception de signaux de satellite. Dans une pièce de type bureau, les valeurs médianes mesurées pour l'affaiblissement supplémentaire de pénétration dans les bâtiments étaient respectivement de 20 et 35 dB pour des angles d'élévation de 15° et 55°.

4.1.3.3 Mesures dans un immeuble de bureaux de signaux émis depuis un hélicoptère

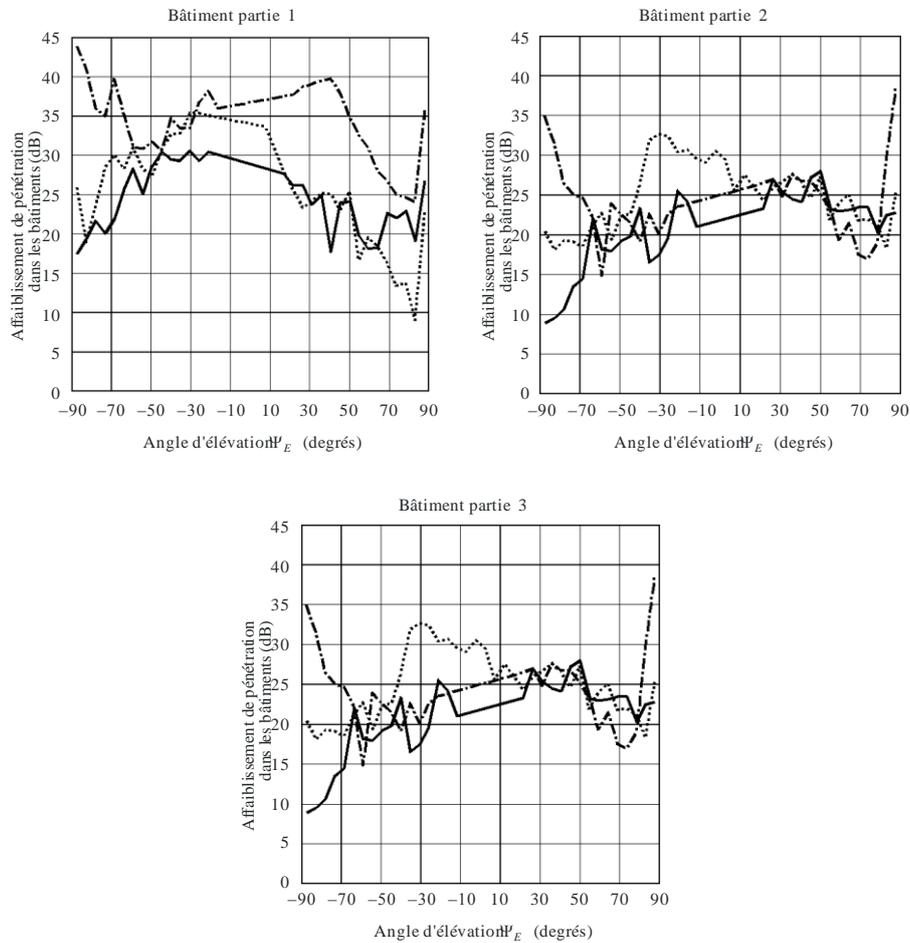
Les variations de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments en fonction des angles d'élévation et d'azimut dans la bande de fréquences des 5 GHz ont été mesurées pour différentes positions dans un bâtiment de huit étages, sur trois étages différents. On a utilisé un hélicoptère pour simuler un émetteur de satellite. Le signal reçu a été enregistré de façon continue, ainsi que la position de l'hélicoptère repérée par un récepteur de système mondial de radiorepérage (GPS)

différentiel. Les conditions expérimentales et les résultats correspondant aux moyennes des mesures sont résumés dans le Tableau 9. La Fig. 25 indique la variation de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments en fonction de l'angle d'élévation du trajet. La Fig. 26 présente la variation de cet affaiblissement en fonction de l'azimut, pour des angles d'élévation de 15° et de 30° .

FIGURE 25

Affaiblissement de pénétration dans les bâtiments à 5,1 GHz pour les parties 1, 2 et 3 des étages numéros 2, 5 et 6. L'angle Ψ_E est défini positivement vers le nord et négativement vers le sud

$$|\Psi_E| = 90^\circ - \varepsilon \text{ où } \varepsilon \text{ est l'angle d'élévation}$$



--- Etage 2
 Etage 5
 ——— Etage 6

Bâtiment partie 1: pièces avec fenêtres faisant face à l'hélicoptère à bord duquel est embarqué l'émetteur.

Bâtiment partie 2: centre du couloir.

Bâtiment partie 3: pièces avec fenêtres ne faisant face à l'hélicoptère à bord duquel est embarqué l'émetteur.

FIGURE 26

Affaiblissement de pénétration dans les bâtiments à 5,1 GHz pour des angles d'élévation de 15° et 30°, pour quatre positions d'antenne différentes à l'intérieur du bâtiment. Les positions 1 et 2 correspondent à des emplacements proches du mur extérieur, alors que les positions 3 et 4 sont situées dans le couloir

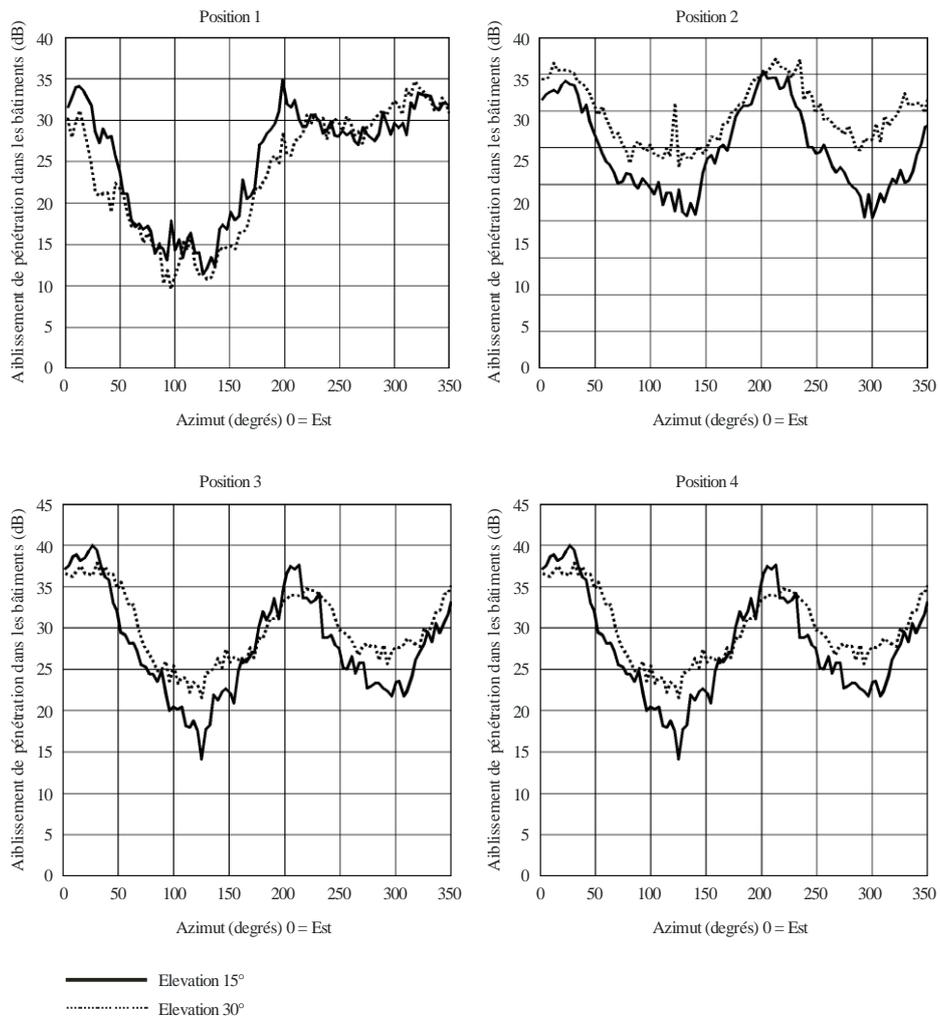


TABLEAU 9

Moyenne des valeurs médianes de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments, et intervalle observé des valeurs médianes de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments. Mesures effectuées à 5,1 GHz pour différentes positions dans un bâtiment de type bureaux administratifs

	Type de mesures: (trajectoire de l'hélicoptère)	Moyenne des valeurs médianes de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments pour différentes positions du récepteur dans le bâtiment (dB)	Intervalle observé des valeurs médianes de l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments (dB)
Bâtiment de huit étages avec sept étages au-dessus du sol et un étage supplémentaire situé sur le toit, des murs de brique et des fenêtres se succédant par rangée: derrière le mur de brique se trouve un mur en béton de 10 cm d'épaisseur; des fenêtres constituées de deux couches de verre plat non thermique, des étages séparés de 3,5 m avec 2,5 m entre le sol et le plafond, deux couches de plâtre séparées par des lattes de bois séparent les pièces; les murs intérieurs faisant face au couloir sont pour la plupart en verre, les pièces étant meublées de façon classique par des bureaux et des étagères; chaque étage comprend trois parties, un couloir avec des bureaux de chaque côté	Mesures en fonction de l'angle d'élévation (linéaire, perpendiculaire à la longueur du bâtiment)	19,1	~ 5-45
	Mesures en fonction de l'angle d'azimut (circulaire, à des angles d'élévation de 15° et 30°)	22,3	~ 10-42

Des mesures à 2,57 GHz et 5,2 GHz avec une trajectoire de vol en forme d'igloo ont été réalisées à l'intérieur de trois bâtiments de type différent, l'un situé dans la région de Graz (Autriche) et les deux autres dans la région de Vienne (Autriche). L'émetteur, équipé d'une antenne hélicoïdale orientable, était à bord d'un hélicoptère. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un sondeur de canal utilisant une séquence pseudo-aléatoire, à haute résolution, avec un débit d'éléments de 100 Méléments/s et une largeur de bande de 200 MHz. L'antenne d'émission était à polarisation circulaire droite (RHCP) tandis que l'antenne de réception utilisée pour le sondeur de canal était constituée d'un ensemble d'antennes à plaque avec deux polarisations linéaires orthogonales couvrant une surface quasiment demi-sphérique.

Le Tableau 10 présente les emplacements utilisés à l'intérieur des bâtiments.

TABLEAU 10

Bâtiments dans lesquels les mesures ont été réalisées

Bâtiment		Emplacement	Emplacements du récepteur	Matériaux des façades/du toit
Gratte-ciel Millennium Tower	22 ^{ème} étage	Vienne	2	Support métallique et panneaux de verre, verre traité avec couche de protection solaire/béton armé
	44 ^{ème} étage		2	
Aéroport de Graz	Salle d'embarquement	Feldkirchen près de Graz	4	Acier, éléments de construction métalliques, verre traité avec couche de protection solaire/acier, tôles, couche de gravier
	Salle de conférence		1	
Immeuble de bureaux FFG	Etage le plus haut à l'intérieur de l'immeuble de bureaux situé en ville	Vienne	2	Béton armé/fenêtres traitées

Pour calculer l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments indiqué dans le Tableau 11, on a soustrait le profil de puissance moyenne en fonction du retard obtenu par une mesure de référence à l'extérieur, du profil de puissance moyenne en fonction du retard mesuré à l'intérieur des bâtiments. L'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments pour diverses distances par rapport à la fenêtre exposée à l'émetteur à 5,2 GHz est présenté dans le Tableau 12.

TABLEAU 11

Affaiblissement de pénétration (dB) pour différents angles d'élévation et d'azimut relatif à 2,57 et 5,2 GHz

Bâtiment	Azimut relatif par rapport à la normale à la façade	2,57 GHz				5,2 GHz			
		Elévation				Elévation			
		15	30	45	60	15	30	45	60
Millennium Tower 44 ^{ème} étage	0	22,86	24,42	21,53	23,95	30,40	27,65	32,09	29,77
	-30	22,13	22,17	25,21	24,59	28,34	30,42	32,43	33,31
	-60	24,44	23,71	25,91	24,60	29,00	31,31	33,57	34,97
	-90	25,40	29,24	27,21	26,77	32,65	34,23	37,24	38,21
Millennium Tower 22 ^{ème} étage	0	28,04	28,31	28,13	28,28	36,53	37,55	35,38	39,45
	-30	28,70	29,60	29,60	27,59	31,84	36,57	37,51	35,34
	-60	32,26	33,17	33,66	35,38	35,19	37,12	35,90	39,65
	-90	35,30	42,22	37,80	-	43,20	43,80	47,02	46,52

TABLEAU 11 (fin)

Bâtiment	Azimut relatif par rapport à la normale à la façade	2,57 GHz				5,2 GHz			
		Élévation				Élévation			
		15	30	45	60	15	30	45	60
Immeuble de bureaux	0	21,69	29,23	26,18	31,40	26,52	31,13	34,13	35,28
	30	26,49	34,90	31,10	33,00	33,12	33,49	36,51	34,08
	60	27,43	–	35,90	36,13	34,29	34,16	36,30	35,73
	90	–	38,09	–	–	–	–	–	–
Aéroport – salle d'embarquement	0	18,18	–	23,68	23,00	28,36	35,76	–	37,97
	–30	15,09	21,12	19,11	27,10	–	–	–	37,98
	–60	18,25	26,13	21,96	25,42	27,67	37,76	–	–
	–90	–	27,71	23,69	24,61	34,31	–	–	–
Aéroport – salle de conférence	0	11,81	12,62	–	10,84	15,19	19,68	19,37	19,09
	–30	11,69	–	15,05	13,63	17,73	19,37	20,03	–
	–60	16,65	17,87	17,66	16,35	22,79	–	24,70	22,38
	–90	18,52	20,10	17,43	–	25,17	24,32	23,43	–

TABLEAU 12

Affaiblissement de pénétration (dB) à 5,2 GHz pour différents angles d'élévation et distances par rapport à la fenêtre exposée à l'émetteur situé à un angle d'azimut relatif de 0 degrés par rapport à la normale à la façade

Bâtiment	Distance par rapport à la fenêtre (m)	Élévation			
		15	30	45	60
Millenium Tower 44ème étage	1,4	–	25,30	31,41	27,80
	2,4	–	27,34	31,16	27,81
	3,4	–	29,72	31,64	30,58
	4,4	–	25,6	32,19	28,88
	5,4	30,40	29,08	33,43	30,34
Aéroport – salle d'embarquement	0,5	30,63	35,07	–	38,72
	2,5	30,28	35,01	–	37,09
	4,5	29,97	35,96	–	38,03
	6,5	16,40	36,85	–	–

4.1.3.4 Mesures dans des bâtiments résidentiels de signaux émis depuis un ballon (1-6 GHz)

Des mesures de l'affaiblissement de pénétration dans différents bâtiments résidentiels de construction traditionnelle ont été réalisées au Royaume-Uni à 1,4 GHz, 2,4 GHz et 5,8 GHz, et pour différents angles d'élévation grâce à l'utilisation d'un ballon captif.

Les emplacements de mesure sont décrits en détail dans le Tableau 13.

TABLEAU 13

Bâtiment	Date	Emplacements de mesure
Petits bureaux/appartements (3 niveaux)	1985	Mesures réalisées dans deux bureaux (1er étage)
Maison individuelle (3 niveaux)	1905	Cuisine (rez-de-chaussée) et chambre (1er étage)
Maison mitoyenne (2 niveaux et combles)	1880	Salle de séjour (rez-de-chaussée), chambre (1er étage) et bureau (2ème étage)
Maison mitoyenne (2 niveaux)	1965	Salle à manger & salle de séjour (rez-de-chaussée), palier (1er étage)

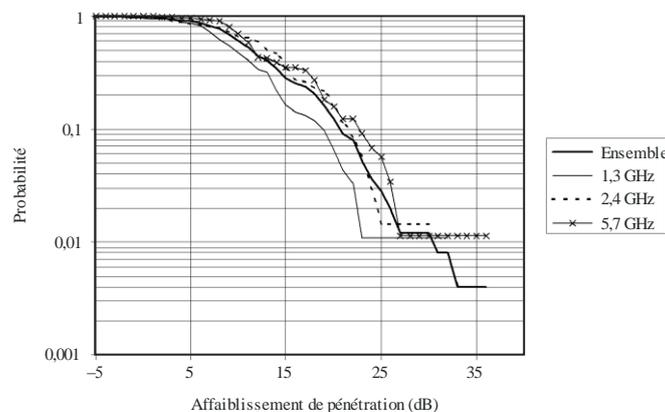
Les mesures ont été réalisées à l'aide d'émetteurs en ondes entretenues suspendus à un ballon captif gonflé à l'hélium, ce qui a permis de balayer des angles d'élévation jusqu'à environ 70°. Le récepteur a été commuté entre une antenne de mesure à l'intérieur et une antenne de référence à l'extérieur. L'antenne de mesure a fait l'objet d'un déplacement géré par ordinateur le long d'une trajectoire d'1 m, pour pouvoir faire une moyenne spatiale des mesures.

Des antennes équidirectives ont été utilisées à la fois au niveau de l'émetteur et du récepteur, et des corrections ont été appliquées pour les diagrammes de rayonnement verticaux des antennes, et la différence d'affaiblissement en espace libre entre l'antenne de référence et l'antenne de mesure.

Les corrections décrites ci-dessus ont permis d'obtenir un ensemble de données donnant l'affaiblissement de pénétration moyen pour chaque emplacement de mesure. La fonction de distribution cumulative de ces résultats est représentée à la Fig. 27; elle correspond aux statistiques d'affaiblissement local moyen pour les 11 emplacements du récepteur et pour tous les angles d'élévation. Les emplacements du récepteur ont été choisis au hasard et pratiquement aucun n'était en visibilité directe du ballon.

FIGURE 27

Statistiques d'ensemble de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments

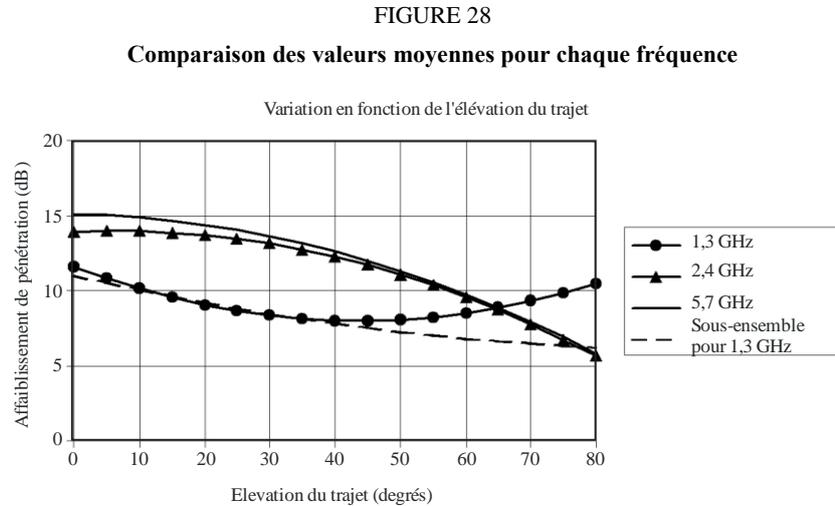


P.2040-27

La valeur moyenne de l'affaiblissement dû à la pénétration dans les bâtiments, pour toutes les fréquences, est de 11,2 dB. Les résultats présentés sur la Fig. 27 font apparaître une légère variation

des résultats en fonction de la fréquence. Les valeurs moyennes de l'affaiblissement de pénétration sont de 9,2 dB à 1,3 GHz, 11,2 dB à 2,4 GHz et 12,7 dB à 5,7 GHz.

La Figure 28 montre la variation des mesures en fonction de l'élévation (courbes polynomiales ajustées aux points de mesure).



P.2040-28

Les résultats à 1,3 GHz font apparaître une augmentation anormale de l'affaiblissement de pénétration aux angles d'élévation élevés. Il ressort d'un examen des données de mesure que cet effet est dû à l'un des ensembles de mesures; si on exclut ces données, on obtient la courbe en pointillés.

On constate que, sauf pour la fréquence la plus basse, l'affaiblissement de pénétration diminue légèrement aux angles d'élévation élevés, ce qui va à l'encontre des hypothèses formulées dans les modèles précédents. Il se peut que ce comportement soit caractéristique des bâtiments résidentiels, dont les planchers et plafonds ont généralement une structure légère en bois.

Les résultats moyennés font apparaître une certaine variation en fonction de l'étage du bâtiment, l'affaiblissement pour le rez-de-chaussée et le premier étage étant généralement supérieur de 5 à 8 dB à celui observé pour le deuxième étage. Il convient toutefois d'avoir à l'esprit qu'un seul ensemble de mesures a été réalisé à un deuxième étage, et qu'il s'agit de combles aménagées en bureau.

4.2 Affaiblissements à l'intérieur des bâtiments

Les études consacrées à la propagation de Terre à l'intérieur des bâtiments indiquent qu'à 2 GHz, dans un bâtiment de type bureaux administratifs, la formule de calcul de l'affaiblissement (dB) à travers les étages est de la forme $15 + 4(n - 1)$ où n est le nombre de niveaux. Dans le cas d'un bâtiment de type résidentiel, l'affaiblissement est en général de 4 dB par étage, et l'on peut utiliser cette valeur pour estimer l'affaiblissement additionnel subi par un signal provenant d'un satellite pénétrant dans un bâtiment selon un angle d'élévation important.

4.3 Mesures de l'affaiblissement dû à la sortie des bâtiments

4.3.1 Configuration des mesures

La Figure 29 montre une photo de la maison utilisée pour les mesures. Il s'agit d'une maison japonaise type à ossature en bois et à deux niveaux. Les dimensions sont d'environ 11 m × 12 m.

Les murs extérieurs ont deux ou trois fenêtres sur chaque côté. Ils sont recouverts de planches de bois peintes à l'extérieur et de placoplâtre à l'intérieur. Un isolant en fibre de verre est utilisé à l'intérieur. Une antenne d'émission est installée près du centre du rez-de-chaussée, à une hauteur de 1,5 m au-dessus du sol. Une onde entretenue à 5,2 GHz est transmise depuis une antenne-doublet à polarisation verticale. Un récepteur raccordé à une antenne-doublet est installé sur un chariot, qui est déplacé autour de la maison. L'antenne de réception est placée à une hauteur de 2,2 m au-dessus du sol afin d'être à la même hauteur que l'antenne d'émission. Avant de réaliser les mesures à l'extérieur, le niveau reçu est mesuré en plusieurs endroits à l'intérieur de la maison.

4.3.2 Résultats des mesures

La Figure 30 présente une carte de contour du niveau reçu. Les niveaux élevés sont représentés par des couleurs foncées et les niveaux faibles par des couleurs claires. La carte montre que des ondes radioélectriques de forte intensité se propagent par les fenêtres jusqu'à des distances relativement importantes. Sur cette figure, la partie blanche en haut à droite correspond à une zone dans laquelle il n'a pas été possible de réaliser des mesures en raison de la présence d'une grange. L'autre partie blanche, en haut à gauche, correspond à l'emplacement d'une haie.

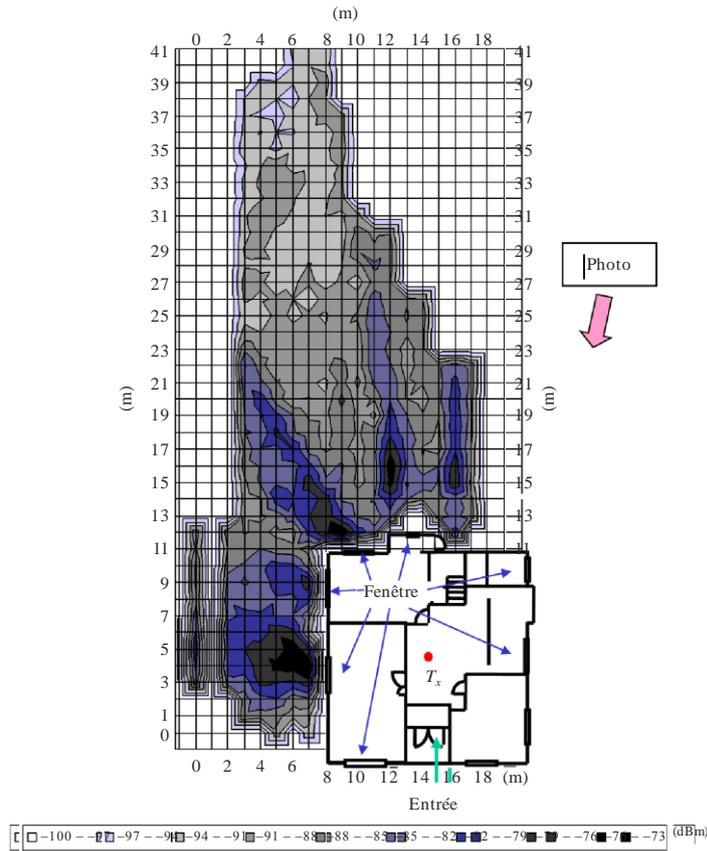
FIGURE 29

Photo de la maison



P.2040-29

FIGURE 30
Carte de contour du niveau reçu



P.2040-30

La Figure 31 montre la variation de l'affaiblissement sur le trajet en fonction de la distance. Pour les abscisses, on utilise une échelle linéaire. Les cercles bleus représentent les données à l'extérieur et les triangles rouges représentent les données à l'intérieur. Une valeur approchée de l'affaiblissement sur le trajet est donnée par la formule suivante.

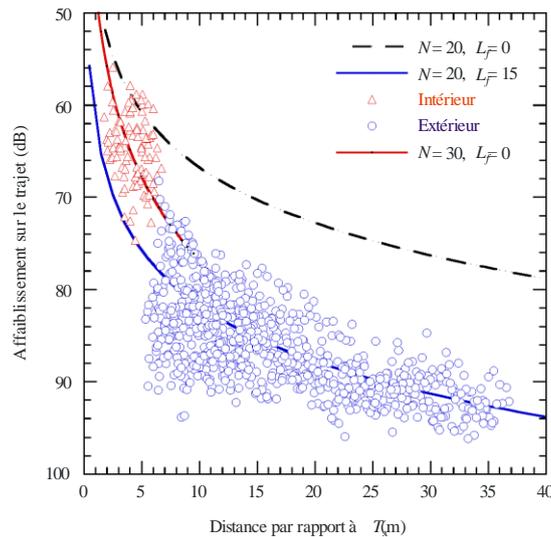
$$L(\text{dB}) = 20\log(f(\text{MHz})) + N\log(d(\text{m})) - 27,55 + L_f(\text{dB}) \quad (91)$$

où N est le coefficient d'affaiblissement pour la distance et L_f est l'affaiblissement supplémentaire dû par exemple à la pénétration par les murs. Lorsque N est égal à 20 et L_f à 0, cette formule donne l'affaiblissement sur le trajet en espace libre.

Trois courbes calculées sont représentées sur la Fig. 31. La courbe en pointillés noirs correspond à l'affaiblissement sur le trajet en espace libre à 5,2 GHz. La courbe en trait plein rouge est une approximation de l'ensemble des données à l'intérieur, avec L_f égal à zéro mais N égal à 30, la diminution étant importante par rapport à celle observée pour l'espace libre. La courbe en trait plein bleu correspond à $N = 20$ et $L_f = 15$. Elle est parallèle à celle pour l'espace libre mais l'affaiblissement est inférieur de 15 dB. Ces résultats indiquent que l'affaiblissement sur le trajet augmente lorsque N augmente à l'intérieur de la maison et qu'il présente ensuite une augmentation moins forte à l'extérieur de la maison, ce qui est clairement observable sur la Fig. 31.

FIGURE 31

Variations de l'affaiblissement sur le trajet en fonction de la distance (échelle linéaire)

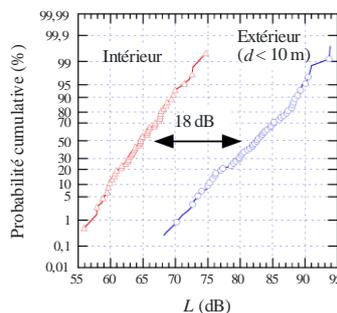


P.2040-31

A partir de ces données, on en déduit des probabilités cumulatives de l'affaiblissement sur le trajet, représentées sur la Fig. 32. La différence entre les deux probabilités est d'environ 18 dB, ce qui signifie que les ondes radioélectriques sortent de la maison avec un affaiblissement d'environ 18 dB et se propagent avec le même coefficient d'affaiblissement en distance que dans le cas de l'espace libre.

FIGURE 32

Probabilités cumulatives à partir des données mesurées d'affaiblissement sur le trajet



P.2040-32

4.4 Mesures de l'affaiblissement dû à l'effet d'écran des bâtiments

Des mesures ont été réalisées en Australie pour déterminer les valeurs de l'affaiblissement dû à l'effet d'écran des bâtiments à utiliser pour la planification du partage des fréquences entre le service fixe par satellite et le service fixe.

L'affaiblissement dû à l'effet d'écran d'un bâtiment est défini comme étant l'affaiblissement de transmission à travers un bâtiment.

La fréquence est de 11 GHz. La polarisation est verticale ou horizontale.

Le Tableau 14 montre les résultats moyens des mesures à 11 GHz pour différents types de bâtiments.

TABLEAU 14

Moyenne et écart type de l'affaiblissement en fonction de la polarisation et du type de bâtiment

Emplacement des mesures	Affaiblissement moyen (pol. V)	Ecart type	Affaiblissement moyen (pol. H)	Ecart type
1. Bâtiment en bois (dans le sens de la longueur)	26,4 dB	7,1	–	–
1A. Bâtiment en bois (dans le sens de la largeur)	10,0 dB	7,0	8,3 dB	5,0
2. Bâtiment en béton/briques	30,1 dB	5,0	28,6 dB	5,5
3. Hangar métallique	36,4 dB	4,1	35,0 dB	3,2

Les mesures montrent qu'il existe une variation importante en fonction des matériaux de construction pour ce qui est de la détermination:

- du mode de propagation principal; et
- du niveau de l'affaiblissement dû à l'obstacle.

L'affaiblissement moyen est le plus faible pour les structures en bois, compris entre 10,0 et 25,0 dB; il va de 25,0 à 35,0 dB pour les briques et le béton et de 35,0 à 40,0 dB pour les structures métalliques. Le mode de propagation principal pour les structures en bois et en béton est la transmission, tandis que le mode de propagation dominant pour les structures métalliques est la propagation par diffraction.

En ce qui concerne la propagation par diffraction, on a relevé une variation importante en fonction de l'angle de diffraction. Au fur et à mesure de l'augmentation de l'angle de diffraction par rapport aux coins (c'est-à-dire en direction du centre de la zone d'ombre du bâtiment), le niveau de l'affaiblissement dû à la diffraction augmente (de l'ordre de 5,0 à 10,0 dB).

On a relevé une variation en fonction de la polarisation à chaque point de mesure, mais la variation en fonction de la polarisation ou de la longueur du trajet est faible voire nulle du point de vue des données moyennées. La variation de l'affaiblissement moyen entre la polarisation horizontale et la polarisation verticale est inférieure à 1,5 dB.

Appendice 1 (au § 2.2.2.2)

Autre méthode de calcul des coefficients de réflexion et de transmission pour les matériaux de construction constitués de N plaques diélectriques, fondée sur l'utilisation d'une matrice ABCD

On trouvera ci-après d'autres formules, fondées sur l'établissement d'une matrice ABCD, qui remplacent les formules (54) à (58) du § 2.2.2.2, et permettent de calculer les coefficients de réflexion (R) et de transmission (T) dans le cas d'un matériau de construction constitué de N plaques diélectriques. On suppose que les deux régions délimitées par ce matériau sont des zones de propagation en espace libre. Il convient de noter que les résultats obtenus par cette méthode sont absolument identiques à ceux que l'on obtient après avoir appliqué les équations du § 2.2.2.2.

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (92a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (92b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (92c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (92d)$$

A , B , et C sont ici les éléments de la matrice ABCD suivante:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (93a)$$

où:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m) \quad (93b)$$

$$B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m) \quad (93c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m} \quad (93d)$$

$$D_m = A_m \quad (93e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m \left[1 - \left(\frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0 \right)^2 \right]^{1/2} \quad (93f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (93g)$$

$$k_m = k_0 \sqrt{n_m} \quad (93h)$$

Dans les formules (93b) à (93h), λ est la longueur d'onde en espace libre, k_0 est le nombre d'onde en espace libre, η_m et k_m sont la permittivité complexe et le nombre d'onde de la $m^{\text{ième}}$ plaque, β_m est la

constante de propagation perpendiculairement au plan de la plaque et d_m est la largeur de la $m^{\text{ième}}$ plaque.

Les impédances d'onde Z_N et Z_P des composantes du champ électrique normal et parallèle au plan de réflexion sont données par:

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (94a)$$

et:

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m \quad (94b)$$

où χ_m est l'impédance intrinsèque de la $m^{\text{ième}}$ plaque:

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}} \quad (94c)$$

où:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (94d)$$

$$\theta_0 = \theta_{N+1} = \theta \quad (94e)$$

$$Z_0 = Z_{N+1} \quad (94f)$$
