

RECOMMANDATION UIT-R P.1238-3

Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunication destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments et de réseaux locaux hertziens fonctionnant à des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz

(Question UIT-R 211/3)

(1997-1999-2001-2003)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que de nombreux nouveaux systèmes de communications personnelles de courte portée (inférieure à 1 km) actuellement mis au point sont destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments;
- b) qu'il y a une forte demande pour les réseaux locaux hertziens (RLAN) et les autocommutateurs privés hertziens, comme en témoignent la gamme des produits existants et l'intensité des activités de recherche;
- c) qu'il est souhaitable de définir, pour les RLAN, des normes qui soient compatibles avec les communications hertziennes et les communications câblées;
- d) que des systèmes de courte portée utilisant une très faible puissance présentent de nombreux avantages pour fournir des services mobiles et des services de communications personnelles;
- e) qu'il est essentiel de bien connaître les caractéristiques de propagation à l'intérieur des bâtiments et les phénomènes de brouillage liés à la présence de plusieurs utilisateurs dans une même zone pour bien concevoir les systèmes;
- f) qu'il est nécessaire de disposer de modèles généraux (indépendants du site) et d'avis en vue, dans un premier temps, de la planification des systèmes et de l'évaluation des brouillages ainsi que de modèles déterministes (ou adaptés au site) en vue d'évaluations détaillées,

notant

- a) que la Recommandation UIT-R P.1411 établit des directives en ce qui concerne la propagation, à courte portée, à l'extérieur de bâtiments pour la gamme de fréquences comprises entre 300 MHz et 100 GHz, et qu'il faudrait la consulter pour les cas où les conditions s'appliquent tant à l'intérieur qu'à l'extérieur de bâtiments,

recommande

- 1** d'adopter les données et les méthodes définies dans l'Annexe 1 pour évaluer les caractéristiques de propagation des systèmes de radiocommunication destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments, à des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz.

Annexe 1**1 Introduction**

Les prévisions de la propagation diffèrent sur certains points selon qu'il s'agit de systèmes de radiocommunication destinés à fonctionner à l'intérieur de bâtiments, ci-après désignés systèmes intérieurs, ou de systèmes destinés à fonctionner à l'extérieur de bâtiments, ci-après désignés systèmes extérieurs. Pour des systèmes intérieurs comme pour des systèmes extérieurs, les objectifs

sont en définitive d'assurer une bonne couverture de la zone souhaitée (ou la fiabilité du trajet dans le cas de systèmes point à point) et d'éviter les brouillages à l'intérieur d'un même système ou avec d'autres systèmes. Toutefois, dans le cas de systèmes intérieurs, l'étendue de la zone de couverture souhaitée est bien délimitée par la géométrie du bâtiment et les limites du bâtiment lui-même ont une incidence sur les phénomènes de propagation. La réutilisation des fréquences est pratiquée non seulement sur un même étage d'un bâtiment mais aussi souvent entre étages, ce qui ajoute une troisième dimension aux problèmes de brouillage. Enfin, pour de très courtes portées, en particulier lorsqu'on utilise des ondes millimétriques, de petites variations dans l'environnement immédiat du trajet radioélectrique peuvent modifier considérablement les caractéristiques de propagation.

Ces facteurs étant complexes, il faudrait donc, pour entreprendre la planification d'un système de radiocommunication intérieur, bien connaître le site considéré: géométrie, matériaux, meubles, utilisations que l'on pense en faire, etc. Toutefois, pour une première planification des systèmes, il faut estimer le nombre de stations de base dont on aura besoin pour desservir les stations mobiles réparties dans la zone et évaluer les brouillages que pourraient subir d'autres services ou les brouillages entre systèmes. Pour ces cas de planification, on a besoin de modèles qui représentent de façon générale les caractéristiques de propagation dans l'environnement. Dans le même temps, on ne devrait pas avoir besoin de trop de données entrées par l'utilisateur pour effectuer les calculs.

La présente Annexe décrit essentiellement des modèles généraux (indépendants du site) et donne des indications qualitatives sur les dégradations liées aux phénomènes de propagation que l'on observe dans le cas de systèmes intérieurs. Chaque fois que cela est possible, des modèles adaptés au site sont également présentés. Dans de nombreux cas, les données disponibles à partir desquelles pouvaient être établis les modèles étaient limitées, qu'il s'agisse des bandes de fréquences ou des conditions d'essai; les informations données dans la présente Annexe seront plus nombreuses dès lors que l'on disposera de plus de données. De même, les modèles seront plus précis lorsque l'on aura acquis une certaine expérience dans leur application, mais la présente Annexe regroupe toutes les informations disponibles actuellement.

2 Dégradations liées à la propagation et mesures de la qualité pour des systèmes intérieurs

Les dégradations d'un canal radioélectrique intérieur liées à la propagation sont dues essentiellement aux phénomènes suivants:

- réflexion sur, et diffraction par, les objets (y compris les murs et les planchers) à l'intérieur des pièces;
- affaiblissement de transmission par les murs, les planchers et d'autres obstacles;
- phénomènes de conduit aux fréquences élevées, en particulier dans les couloirs;
- mouvements de personnes et d'objets dans la pièce, y compris éventuellement de l'une ou de l'autre ou des deux extrémités de la liaison radioélectrique;

et donnant lieu à des dégradations telles que:

- affaiblissement sur le trajet – non seulement l'affaiblissement en espace libre, mais aussi un affaiblissement supplémentaire dû aux obstacles et à la transmission par les matériaux de construction et atténuation possible de l'affaiblissement en espace libre par les phénomènes de conduit;
- variation temporelle et spatiale de l'affaiblissement sur le trajet;
- propagation par trajets multiples provenant de la composante réfléchie et de la composante diffractée de l'onde;
- défaut de polarisation imputable à l'alignement aléatoire des terminaux mobiles.

Les services de communications hertziens en intérieur peuvent être décrits par les caractéristiques suivantes:

- débit de données élevé/moyen/faible;
- zone de couverture de chaque station de base (par exemple pièce, étage, bâtiment);
- mobile/portable/fixe;
- en temps réel/en temps différé/en temps quasi réel;
- topologie du réseau (pas exemple point à point, point à multipoint, chaque point à chaque point).

Il est utile de définir les caractéristiques de propagation d'un canal qui conviennent le mieux pour décrire sa qualité par différentes applications, communications vocales, transfert de données à différents débits, transfert d'images et services vidéo, par exemple. Le Tableau 1 récapitule les principales caractéristiques de services types.

TABLEAU 1
Services types et dégradations liées à la propagation

Services	Caractéristiques	Dégradations liées à la propagation qui entrent en jeu
Réseau local radioélectrique	Débit de données élevé, une ou plusieurs pièces, portable, en temps différé, point à multipoint ou chaque point à chaque point	Affaiblissement sur le trajet – distributions temporelle et spatiale Temps de propagation par trajets multiples Rapport signal utile/signal brouilleur
Autocommutateur privé hertzien	Débit de données moyen, plusieurs pièces, un ou plusieurs étages, en temps réel, mobile, point à multipoint	Affaiblissement sur le trajet – distributions temporelle et spatiale
Radiomessagerie en intérieur	Débit de données faible, plusieurs étages, en temps différé, mobile, point à multipoint	Affaiblissement sur le trajet – distributions temporelle et spatiale
Service vidéo hertzien en intérieur	Débit de données élevé, plusieurs pièces, en temps réel, mobile ou portable, point à point	Affaiblissement sur le trajet – distributions temporelle et spatiale Temps de propagation par trajets multiples

3 Modèles d'affaiblissement sur le trajet

Dans ce modèle d'affaiblissement de transmission en intérieur, on suppose que la station de base et le terminal portable sont à l'intérieur du même bâtiment. On peut utiliser des modèles généraux (indépendants du site) ou des modèles adaptés au site pour estimer l'affaiblissement sur le trajet radioélectrique intérieur station de base mobile/portable.

3.1 Modèles généraux (indépendants du site)

On considère que les modèles décrits dans le présent paragraphe sont des modèles généraux (indépendants du site) car ils ne font pas intervenir beaucoup de données relatives au trajet ou au site. L'affaiblissement sur un trajet radioélectrique en intérieur se compose d'un affaiblissement moyen sur le trajet et des valeurs des évanouissements par occultation qui lui sont associées.

Plusieurs modèles de ce type tiennent compte de l'affaiblissement du signal lié à la traversée de plusieurs murs et/ou étages. Le modèle, décrit dans le présent paragraphe, intègre l'affaiblissement lié à la traversée de plusieurs étages ainsi que des éléments comme la réutilisation des fréquences entre étages. Les coefficients d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance indiqués ci-après comportent une tolérance implicite pour la transmission à travers les murs et les obstacles et pour d'autres mécanismes d'affaiblissement que l'on observe très souvent sur le même étage d'un bâtiment. Des modèles adaptés au site offrent en général la possibilité de tenir compte explicitement de l'affaiblissement individuel par mur traversé et n'incluent pas une valeur globale de l'affaiblissement en fonction de la distance.

Le modèle de base a la forme suivante:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad \text{dB} \quad (1)$$

où:

N : coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance

f : fréquence (MHz)

d : distance (m) qui sépare la station de base du terminal portable (où $d > 1$ m)

L_f : coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration interétages (dB)

n : nombre d'étages entre la station de base et le terminal portable ($n \geq 1$).

Des valeurs courantes de ces différents paramètres basés sur des résultats expérimentaux sont données dans les Tableaux 2 et 3. Des informations complémentaires sont présentées à la fin de ce paragraphe.

TABLEAU 2

Coefficients d'affaiblissement de puissance, N , pour le calcul de l'affaiblissement de transmission en intérieur

Fréquence	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	–	33	20
1,2-1,3 GHz	–	32	22
1,8-2 GHz	28	30	22
4 GHz	–	28	22
5,2 GHz	–	31	–
60 GHz ⁽¹⁾	–	22	17

⁽¹⁾ Pour les valeurs à 60 GHz, on suppose une propagation à l'intérieur d'une seule pièce ou d'un seul espace et on ne prévoit aucune tolérance pour la transmission à travers les murs. L'absorption par les gaz au voisinage de 60 GHz est aussi, pour des distances supérieures à 100 m, un facteur important qui peut modifier notablement les distances de réutilisation des fréquences (voir la Recommandation UIT-R P.676).

TABLEAU 3

Coefficients d'affaiblissement dû à la pénétration interétages, L_f (dB), n étant le nombre d'étages traversés, pour le calcul de l'affaiblissement de transmission en intérieur ($n \geq 1$)

Fréquence	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	–	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)	–
1,8-2 GHz	$4n$	$15 + 4(n - 1)$	$6 + 3(n - 1)$
5,2 GHz	–	16 (1 étage)	–

Pour les différentes bandes de fréquences, lorsque le coefficient d'affaiblissement de puissance n'est pas indiqué pour les bâtiments résidentiels, on peut utiliser la valeur donnée pour les bureaux.

On notera que l'isolation que l'on observe en choisissant une configuration à plusieurs étages peut être limitée. Le signal peut en effet emprunter d'autres trajets extérieurs pour arriver au bout de la liaison avec un affaiblissement total inférieur à celui dû à la pénétration interétages.

Lorsque les trajets extérieurs sont exclus, des mesures effectuées à 5,2 GHz ont montré qu'à une incidence normale, l'affaiblissement additionnel moyen dû à un plancher en béton renforcé typique avec un faux plafond suspendu est de 20 dB, avec un écart type de 1,5 dB. Les appareils d'éclairage ont porté l'affaiblissement moyen à 30 dB avec un écart type de 3 dB, puis les tuyaux d'aération placés sous le plancher l'ont porté à 36 dB, avec un écart type de 5 dB. Il convient d'utiliser ces valeurs au lieu de L_f dans des modèles adaptés au site, comme le modèle de tracé de rayons.

La loi sur les évanouissements par occultation en intérieur suit une distribution log-normale; les valeurs de l'écart type (dB) sont données dans le Tableau 4.

TABLEAU 4

Loi sur les évanouissements par occultation, écart type (dB), pour le calcul de l'affaiblissement de transmission en intérieur

Fréquence (GHz)	Bâtiments résidentiels	Bureaux	Bâtiments commerciaux
1,8-2	8	10	10
5,2	–	12	–

Les mesures disponibles ont été faites dans des conditions diverses, ce qui rend toute comparaison directe difficile et des données ont été communiquées uniquement pour certaines bandes de fréquences; on peut toutefois tirer quelques conclusions générales, en particulier pour la bande 900-2000 MHz.

- Pour des trajets qui sont partiellement en visibilité directe, l'affaiblissement en espace libre est l'affaiblissement le plus important et le coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance est voisin de 20.

- Pour de vastes pièces peu encombrées, le coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance est aussi voisin de 20, ce qui s'explique peut-être par le fait que la majorité de l'espace dans ce type de pièces est en visibilité directe. A titre d'exemple, on peut citer les pièces situées dans de grands magasins de détail, les stades, les usines sans cloisons et les bureaux paysagers.
- Dans les couloirs, l'affaiblissement sur le trajet est moins important que l'affaiblissement en espace libre, le coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance étant voisin de 18. Les épiceries tout en longueur sont assimilables à des couloirs.
- La propagation par les obstacles et les murs augmente considérablement l'affaiblissement, ce qui pourrait porter le coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance à une valeur égale à environ 40 dans un environnement type. On peut citer, à titre d'exemple, les trajets entre pièces de bâtiments administratifs dans lesquels les bureaux sont séparés par des cloisons.
- Pour de longs trajets dégagés, on peut observer une rupture de pente de la première zone de Fresnel. A cette distance, le coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance peut passer d'environ 20 à environ 40.
- Le fait que, plus la fréquence est élevée, plus le coefficient d'affaiblissement sur le trajet est faible, dans le cas de bureaux (Tableau 2) n'est pas toujours observé ou ne s'explique pas facilement. D'une part, plus la fréquence est élevée, plus l'affaiblissement dû aux obstacles (par exemple murs, meubles) est élevé et moins la contribution des signaux diffractés à la puissance reçue est élevée; d'autre part, plus la fréquence est élevée, moins la zone de Fresnel est occultée et, par conséquent, plus l'affaiblissement est faible. L'affaiblissement réel sur le trajet dépend de ces mécanismes antagonistes.

3.2 Modèles adaptés au site

Pour évaluer l'affaiblissement sur le trajet ou le champ, les modèles adaptés au site sont aussi utiles. On dispose de modèles de prévision du champ en intérieur fondés sur la théorie uniforme de la diffraction et sur les techniques de tracé des rayons. Il est nécessaire d'avoir des informations détaillées sur la structure du bâtiment pour pouvoir calculer le champ à l'intérieur. Ces modèles combinent des éléments empiriques avec l'approche électromagnétique théorique de la théorie uniforme de la diffraction. Cette méthode, dans laquelle on prend en considération le rayon direct et les rayons résultant d'une seule diffraction ou d'une seule réflexion, peut être étendue à la diffraction ou réflexion multiple ainsi qu'à des combinaisons de rayons diffractés et réfléchis. L'inclusion des rayons réfléchis et diffractés permet d'avoir une prévision de l'affaiblissement sur le trajet beaucoup plus précise.

4 Modèles d'étalement du temps de propagation

4.1 Propagation par trajets multiples

Le canal de propagation radioélectrique mobile/portable varie en fonction du temps, de la fréquence et du déplacement dans l'espace. Même dans le cas statique, lorsque l'émetteur et le récepteur sont fixes, le canal peut être dynamique étant donné que les éléments diffuseurs et réflecteurs sont le plus souvent en mouvement. L'expression trajets multiples vient du fait que par réflexion, diffraction et diffusion, les ondes radioélectriques peuvent emprunter de nombreux trajets pour aller d'un émetteur à un récepteur. Un temps de propagation est associé à chacun de ces trajets et ce temps de propagation est proportionnel à la longueur du trajet. (On peut estimer très grossièrement le temps de propagation maximal auquel on peut s'attendre dans un environnement donné à partir

des dimensions de la pièce et en partant du fait que le temps (ns) que met une impulsion radioélectrique pour parcourir une distance d (m) est d'environ $3,3 d$.) Ces signaux retardés et leur amplitude constituent un filtre linéaire dont les caractéristiques temporelles varient.

4.2 Réponse impulsionnelle

La modélisation de canal a pour objectif de fournir des représentations mathématiques précises de la propagation des ondes radioélectriques que l'on utilisera dans les simulations des systèmes et des liaisons radioélectriques en vue de la modélisation de mise en place des systèmes. Etant donné que le canal radioélectrique est linéaire, il est amplement décrit par sa réponse impulsionnelle. Une fois la réponse impulsionnelle connue, on peut déterminer la réponse du canal radioélectrique à un paramètre d'entrée quelconque. C'est la base de la simulation de qualité de fonctionnement des liaisons.

La réponse impulsionnelle s'exprime généralement comme une densité de puissance en fonction d'un retard par rapport au premier signal détectable. Cette fonction est souvent appelée profil de retard en puissance. Un exemple en est donné à la Fig. 1 de la Recommandation UIT-R P.1407, la seule différence étant que les temps indiqués en abscisse pour les canaux en intérieur seraient exprimés en nanosecondes et non en microsecondes. Cette Recommandation contient également une définition de plusieurs paramètres qui caractérisent les profils de réponse impulsionnelle.

La réponse impulsionnelle d'un canal varie en fonction de la position du récepteur et peut également varier en fonction du temps. Elle est donc généralement mesurée et communiquée comme une moyenne de profils mesurée sur une longueur d'onde pour réduire les effets du bruit ou sur plusieurs longueurs d'onde pour déterminer une moyenne spatiale. Il est important de définir clairement ce que l'on entend par moyenne et comment cette moyenne est calculée. La procédure recommandée à cette fin consiste à établir un modèle statistique comme suit: pour chaque estimation de la réponse impulsionnelle (profil de retard en puissance) situer les temps avant et après le retard moyen T_D (voir la Recommandation UIT-R P.1407 au-delà desquels la densité en puissance ne dépasse pas des valeurs précises (-10, -15, -20, -25, -30 dB) par rapport à la densité de puissance en crête. La médiane et, si on le souhaite, le 90^{ème} percentile des distributions de ces temps constituent le modèle.

4.3 Étalement des retards (valeur efficace)

Les profils de retard en puissance sont souvent caractérisés par un ou plusieurs paramètres comme cela a été mentionné plus haut. Ces paramètres devraient être calculés à partir de profils moyennés sur une zone ayant les dimensions de plusieurs longueurs d'onde. (La caractéristique étalement des retards (valeur efficace) est parfois déduite de profils individuels, puis on calcule la moyenne des différentes valeurs obtenues, mais en général le résultat n'est pas le même que celui que l'on obtient à partir d'un profil moyenné.) Un seuil d'exclusion du bruit ou critère d'acceptation, par exemple 30 dB au-dessous de la crête du profil, doit être communiqué avec l'étalement des retards résultant qui dépend de ce seuil.

Bien que l'étalement des retards (valeur efficace) soit très largement utilisé, il ne caractérise pas toujours correctement le profil de retard. Dans les cas de propagation par trajets multiples où l'étalement des retards dépasse la durée de symbole, le taux d'erreur binaire pour la modulation par déplacement de phase ne dépend pas de l'étalement des retards (valeur efficace) mais du rapport de puissance à la réception de l'onde utile à l'onde brouilleuse, ce qui se vérifie pour les systèmes à fort débit de symboles mais vaut également pour de faibles débits de symboles où l'on observe un fort signal dominant parmi les composantes multitrajets (évanouissement de Rice).

Toutefois, si par hypothèse on peut prendre un profil à décroissance exponentielle, il suffit d'exprimer l'étalement des retards (valeur efficace) en lieu et place du profil de retard en puissance. Dans ce cas, une approximation de la réponse impulsionnelle s'exprime comme suit:

$$h(t) = \begin{cases} e^{-t/S} & \text{pour } 0 \leq t \leq t_{max} \\ 0 & \text{dans les autres cas} \end{cases} \quad (2)$$

où:

S : étalement des retards (valeur efficace)

t_{max} : retard maximal

$t_{max} \gg S$.

L'avantage qu'il y a à utiliser l'étalement des retards (valeur efficace) comme paramètre de sortie du modèle tient au fait que le modèle peut être représenté simplement sous forme d'un tableau. Des caractéristiques types d'étalement des retards, estimées à partir de valeurs moyennes de profils de retard, pour trois systèmes intérieurs, sont données au Tableau 5. Ces valeurs sont basées sur des mesures faites à 1 900 MHz et à 5,2 GHz avec des antennes omnidirectionnelles. (Rien ou presque ne permet d'affirmer que la fréquence a une forte incidence sur ces caractéristiques lorsqu'on utilise des antennes omnidirectionnelles. Pour d'autres types d'antennes, on se reportera au § 5.) Dans le Tableau 5, la colonne B représente des valeurs médianes qui sont fréquentes, la colonne A des valeurs plus faibles, mais non extrêmes, qui elles aussi sont fréquentes et la colonne C des valeurs extrêmement élevées qui sont rares. Les valeurs indiquées dans ce Tableau correspondent aux pièces les plus grandes que l'on trouve le plus souvent dans chacun des environnements pris en exemple.

TABLEAU 5

Paramètres d'étalement des retards (valeur efficace)

Fréquence	Environnement	A (ns)	B (ns)	C (ns)
1 900 MHz	Bâtiments résidentiels, en intérieur	20	70	150
1 900 MHz	Bureaux, en intérieur	35	100	460
1 900 MHz	Bâtiments commerciaux, en intérieur	55	150	500
5,2 GHz	Bureaux, en intérieur	45	75	150

A l'intérieur d'un bâtiment donné, l'étalement des retards a tendance à augmenter lorsque la distance séparant les antennes augmente et donc à augmenter lorsque l'affaiblissement sur le trajet augmente. Lorsque la distance séparant les antennes est plus importante, on observe très fréquemment que le trajet comporte des obstacles et que le signal reçu se compose intégralement de signaux propagés par diffusion.

S , valeur efficace de l'étalement des retards, est pratiquement proportionnelle à F_s , aire de la surface au sol. Elle est donnée par:

$$10 \log S = 2,3 \log(F_s) + 11,0 \quad (3)$$

où F_s est exprimée en m^2 et S en ns.

Cette équation est fondée sur des mesures effectuées dans la bande des 2 GHz pour plusieurs types de pièces (bureaux, halls, couloirs ou gymnases, par exemple). La valeur maximale de F_s utilisée pour les mesures est de 1000 m². La valeur médiane et l'écart type de l'erreur d'estimation sont respectivement égaux à -1,6 ns et 24,3 ns.

L'écart type de la grandeur S exprimée en dB varie entre environ 0,7 et 1,2 dB.

4.4 Modèles statistiques

Des modèles statistiques résument les résultats d'un nombre important de mesures de façon à pouvoir utiliser ces résultats pour la simulation de la transmission. On peut, par exemple, procéder à une simulation en utilisant une modélisation de canal discrète stationnaire de deuxième ordre, trajets multiples non corrélés (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scattering*). Une façon de procéder consiste à ramener les nombreux signaux propagés par diffusion que peut acheminer un canal réel à un tout petit nombre N de composantes multitrajets dans le modèle. Un processus gaussien complexe variant en fonction du temps $g_n(t)$ modélise alors la superposition des composantes multitrajets non résolues présentant différents angles d'incidence et des retards proches du retard τ_n de la $n^{\text{ième}}$ composante multitrajet du modèle. La réponse impulsionnelle $h(t)$ est alors donnée par la formule suivante:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{p_n} g_n(t) \delta(t - \tau_n) \quad (4)$$

où p_n est la puissance reçue de la $n^{\text{ième}}$ composante multitrajet du modèle. Pour un modèle statistique de ce type, il faut pour chaque composante des paramètres appropriés.

4.5 Modèles adaptés au site

Alors que les modèles statistiques sont utiles pour établir des directives de planification, les modèles déterministes (ou adaptés au site) sont extrêmement utiles pour les concepteurs de systèmes. Plusieurs méthodes déterministes peuvent être définies pour la modélisation de la propagation. Pour les applications en intérieur, deux méthodes, la méthode temporelle des différences finies et la méthode d'optique géométrique ont été plus particulièrement étudiées. La méthode d'optique géométrique donne de meilleurs résultats sur le plan des calculs que la méthode temporelle des différences finies.

Il y a deux techniques fondamentales dans la méthode d'optique géométrique, la technique des images et la technique de lancer de rayons. La première utilise les images du récepteur par rapport à toutes les surfaces réfléchissantes de l'environnement. Les coordonnées de toutes les images sont calculées et les rayons sont tracés vers ces images.

Dans la technique de lancer de rayons, un certain nombre de rayons sont lancés uniformément dans l'espace autour de l'antenne de l'émetteur. On calcule le tracé géométrique de chaque rayon depuis le point d'émission jusqu'au point de réception ou jusqu'à ce que l'amplitude du rayon tombe au-dessous d'un seuil spécifié. La technique de lancer de rayons, comparée à la technique des images, offre une plus grande souplesse car les rayons diffractés et les rayons diffusés peuvent être traités parallèlement aux réflexions spéculaires. De plus, si l'on utilise la technique variationnelle (sélection par séparation des rayons intéressants), on peut réduire le temps de calcul tout en maintenant une résolution suffisante. La technique de lancer de rayons convient pour la prévision de la réponse impulsionnelle du canal sur des surfaces importantes; par contre, on utilisera la technique des images pour une prévision point à point.

Les modèles déterministes comportent en général des hypothèses concernant l'incidence des matériaux de construction à la fréquence considérée (voir le § 7 sur les propriétés des matériaux de construction). Un modèle adapté au site devrait tenir compte de la géométrie de l'environnement, de la réflexion, de la diffraction et de la transmission à travers les murs. La réponse impulsionnelle en un point donné peut s'exprimer comme suit:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \left[\left(\prod_{u=1}^{M_{rn}} \Gamma_{nu} \times \prod_{v=1}^{M_{pn}} P_{nv} \right) \frac{1}{r_n} \cdot e^{-j\omega\tau_n} \cdot \delta(t - \tau_n) \right] \quad (5)$$

où:

$h(t)$: réponse impulsionnelle

N : nombre de rayons incidents

M_{rn} : nombre de réflexions du rayon n

M_{pn} : nombre de pénétration du rayon n

Γ_{nu} : coefficient de réflexion sur le $u^{\text{ième}}$ mur du rayon n

P_{nv} : coefficient de pénétration dans le $v^{\text{ième}}$ mur du rayon n

r_n : longueur du trajet du rayon n

τ_n : temps de propagation du rayon n .

On calcule les rayons réfléchis sur les murs ou d'autres surfaces et ceux qui ont pénétré dans les murs ou d'autres surfaces à l'aide des équations de Fresnel. Il faut donc connaître au départ la permittivité complexe des matériaux de construction. Les valeurs mesurées de la permittivité de certains d'entre eux sont données au § 7.

Il faut tenir compte des rayons réfléchis et des rayons qui ont pénétré (voir l'équation (5)) mais aussi des rayons diffractés et diffusés pour obtenir une bonne modélisation du signal reçu. C'est en particulier le cas à l'intérieur de couloirs présentant des angles et pour d'autres cas de propagation similaires. On peut utiliser la théorie uniforme de la diffraction pour calculer les rayons diffractés.

5 Incidence de la polarisation et du diagramme de rayonnement de l'antenne

En intérieur, il y a non seulement un trajet direct mais aussi un trajet réfléchi et un trajet diffracté entre l'émetteur et le récepteur. Les caractéristiques de réflexion d'un matériau de construction dépendent de la polarisation, de l'angle d'incidence et de la permittivité complexe du matériau (voir les équations de Fresnel sur la réflexion). Les angles d'incidence des composantes se répartissent en fonction de l'ouverture de faisceau de l'antenne, des éléments de structure et de l'emplacement de l'émetteur et du récepteur. Par conséquent, la polarisation et le diagramme de rayonnement équivalent de l'antenne peuvent modifier nettement les caractéristiques de propagation en intérieur.

5.1 Cas d'un trajet en visibilité directe

Il est largement admis que dans le cas de canaux en visibilité directe, l'étalement des retards (valeur efficace) est moins important avec des antennes directives qu'avec des antennes omnidirectionnelles et avec une polarisation circulaire qu'avec une polarisation rectiligne. L'utilisation d'une antenne directive à polarisation circulaire permet donc en l'occurrence de réduire nettement l'étalement des retards.

L'influence de la polarisation s'explique essentiellement par le fait que lorsque l'angle d'incidence sur une surface réfléchissante du signal à polarisation circulaire est plus petit que l'angle de Brewster, le sens de polarisation du signal réfléchi à polarisation circulaire est inversé. L'inversion du sens de polarisation de ce signal à chaque réflexion signifie que les composantes multitrajets arrivant après une réflexion présentent une polarisation orthogonale par rapport à la composante en visibilité directe, ce qui élimine une partie importante du brouillage dû à la propagation par trajets multiples. Ce phénomène est indépendant de la fréquence, comme le laissaient prévoir les études théoriques et comme l'ont montré les expériences de propagation en intérieur faites dans la gamme de fréquences 1,3-60 GHz et vaut pour des systèmes intérieurs et extérieurs. Etant donné que tous les matériaux de construction existants ont un angle de Brewster supérieur à 45°, la propagation par trajets multiples due à des réflexions uniques (c'est-à-dire la principale source des composantes multitrajets) est supprimée dans la plupart des pièces, quels que soient la structure de la pièce et les objets qui s'y trouvent. Les exceptions possibles sont les environnements dans lesquels une très grande proportion des signaux propagés par trajets multiples présentent des angles incidents importants (par exemple, un long couloir). La variation de l'étalement des retards (valeur efficace) sur une liaison mobile est également réduite lorsqu'on utilise des antennes à polarisation circulaire.

Etant donné que les composantes de propagation par trajets multiples se répartissent selon leur angle d'incidence, les composantes situées en dehors de l'ouverture de faisceau de l'antenne sont atténuées ou supprimées (effet de la directivité) de sorte que l'étalement des retards peut être réduit. Des mesures de la propagation en intérieur et des simulations par tracé de rayons effectuées à 60 GHz avec une antenne d'émission omnidirectionnelle et quatre types différents d'antennes de réception (omnidirectionnelle, à large faisceau, à cornet normalisé, à faisceau étroit) pointées en direction de l'antenne d'émission montrent que la suppression des composantes retardées est meilleure avec des ouvertures de faisceau plus étroites. Le Tableau 6 donne des exemples de l'influence de la directivité de l'antenne sur l'étalement des retards (valeur efficace) dans des conditions statiques, lorsque ce paramètre n'est pas dépassé au 90^{ème} percentile et déduit de simulations par tracé de rayons faites à 60 GHz pour un bureau vide. On notera qu'une réduction de l'étalement des retards (valeur efficace) n'est pas nécessairement toujours souhaitable car elle peut entraîner une augmentation des dynamiques dans le cas d'évanouissement de signaux large bande, en raison bien sûr de l'absence de diversité en fréquence. On notera en outre que certaines techniques de transmission tirent parti des effets de la propagation par trajets multiples.

TABLEAU 6

Exemple de l'influence de la directivité de l'antenne sur l'étalement des retards (valeur efficace) dans des conditions statiques

Fréquence (GHz)	Antenne d'émission	Ouverture de faisceau de l'antenne de réception (degrés)	Etalement des retards (valeur efficace) dans des conditions statiques (90 ^{ème} percentile) (ns)	Dimensions de la pièce (m)	Remarques
60	Omnidirectionnelle	Omnidirectionnelle	17	13,5 × 7,8	Tracé de rayons
		60	16	Bureau vide	
		10	5		
		5	1		

5.2 Cas d'un trajet avec occultation

Lorsque le trajet direct comporte des obstacles, l'influence de la polarisation et de la directivité de l'antenne sur l'étalement des retards peut être plus complexe que celle que l'on observe dans le cas d'un trajet en visibilité directe. Les résultats expérimentaux concernant des trajets avec occultation sont peu nombreux mais ceux obtenus à 2,4 GHz donnent à penser que l'influence de la polarisation et de la directivité de l'antenne sur l'étalement des retards n'est pas la même, loin s'en faut, dans le cas d'un trajet avec occultation et dans le cas d'un trajet en visibilité directe. On a obtenu, par exemple, en utilisant une antenne d'émission omnidirectionnelle à polarisation horizontale et une antenne de réception directive à polarisation circulaire, le plus faible étalement des retards (valeur efficace) et le plus faible temps de propagation maximal sur le trajet avec occultation.

5.3 Orientation de la station mobile

Dans le cas de systèmes portatifs, les phénomènes de propagation sont essentiellement des phénomènes de réflexion et de diffusion du signal. L'onde émise est souvent diffusée et sa polarisation d'origine devient une polarisation orthogonale. Dans ces conditions, le couplage de polarisations croisées augmente la probabilité d'une bonne réception avec des récepteurs portatifs dont l'antenne est orientée de façon aléatoire. Les mesures du couplage de polarisations croisées effectuées à 816 MHz ont fait apparaître un niveau élevé de couplage.

6 Influence de l'emplacement de l'émetteur et du récepteur

Les recherches et les études théoriques relatives à l'influence de l'emplacement de l'émetteur et du récepteur sur les caractéristiques de propagation en intérieur sont peu nombreuses. En général, on peut toutefois faire valoir que la station de base devrait être placée aussi haut que possible, à proximité du plafond de la pièce afin de pouvoir, dans la mesure du possible, se retrouver en situation de visibilité directe. Dans le cas de systèmes portatifs, la position du système de l'utilisateur dépendra bien sûr des mouvements de cet utilisateur et non des contraintes de conception du système. Pour des systèmes non portatifs, la hauteur d'antenne devrait être suffisante pour que la station de base soit, chaque fois que cela est possible, en visibilité directe. Le choix de l'emplacement de la station est également très important pour la configuration du système (diversité spatiale, configuration de la zone, etc.).

7 Influence des matériaux de construction et du mobilier

La réflexion sur les matériaux de construction et la transmission à travers ces mêmes matériaux ont une influence sur les caractéristiques de la propagation en intérieur. Les caractéristiques de réflexion et de transmission de ces matériaux dépendent de leur permittivité complexe. Lorsqu'on utilise des modèles de prévision de la propagation adaptés au site, il peut être utile de disposer d'informations sur les permittivités complexes des matériaux de construction et sur celles des éléments de structure, qui constituent autant de paramètres d'entrée fondamentaux.

Les valeurs de la permittivité complexe de matériaux de construction types, déduites d'expériences faites à 1, 57,5, 78,5 et 95,9 GHz, sont données dans le Tableau 7. Ces valeurs font apparaître des différences importantes d'un matériau à l'autre et montrent que les variations en fonction de la fréquence sont faibles entre 60 et 100 GHz, sauf dans le cas de panneaux pour revêtement de plancher pour lesquels la variation observée est de 10%.

TABLEAU 7

Permittivité complexe de matériaux de construction en intérieur

	1 GHz	57,5 GHz	78,5 GHz	95,9 GHz
Béton	7-j0,85	6,5-j0,43	–	6,2-j0,34
Béton léger	2-j0,5	–	–	–
Panneaux pour revêtement de plancher (résine synthétique)	–	3,91-j0,33	3,64-j0,37	3,16-j0,39
Placoplâtre	–	2,25-j0,03	2,37-j0,1	2,25-j0,06
Panneaux pour revêtement de plafond (laine de verre)	1,2-j0,01	1,59-j0,01	1,56-j0,02	1,56-j0,04
Verre	7-j0,1	6,81-j0,17	–	–
Fibre de verre	1,2-j0,1	–	–	–

Les coefficients de réflexion et de transmission définis ci-après permettent d'évaluer les caractéristiques de réflexion et de transmission:

$$R_N = \frac{E_N^r}{E_N^i}, \quad R_P = \frac{E_P^r}{E_P^i}, \quad T_N = \frac{E_N^t}{E_N^i}, \quad T_P = \frac{E_P^t}{E_P^i} \quad (6a)-(6d)$$

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. 1 pour la configuration géométrique). Les champs électriques incidents et réfléchis 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 incidents, réfléchis et transmis sont tous identiques.

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

$$R_N = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta}} \quad \text{(Composante du champ électrique normale au plan de réflexion)} \quad (7a)$$

$$R_P = \frac{\cos \theta - \sqrt{\eta - \sin^2 \theta / \eta^2}}{\cos \theta + \sqrt{\eta - \sin^2 \theta / \eta^2}} \quad \text{(Composante du champ électrique parallèle au plan de réflexion)} \quad (7b)$$

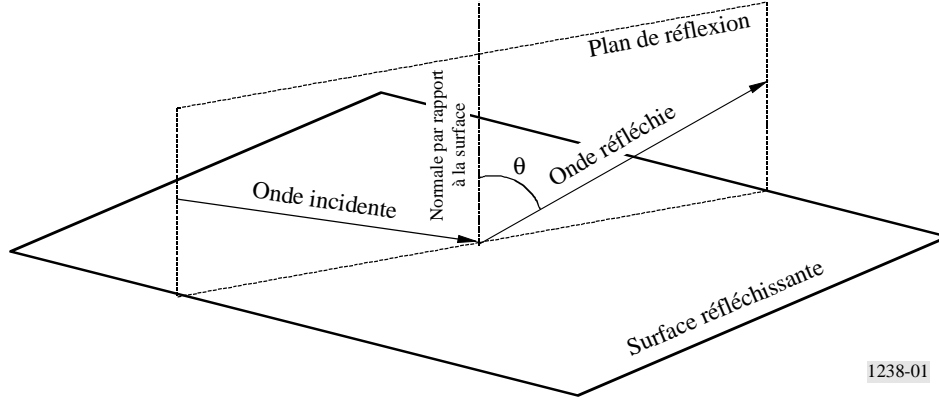
où θ est l'angle entre le rayon incident et la normale à la surface de réflexion (voir la Fig. 1).

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:

$$R_C = \frac{R_N + R_P}{2} \quad \text{(Polarisation circulaire)} \quad (7c)$$

FIGURE 1

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



1238-01

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:

$$R_N = \frac{B_0}{A_0}, \quad R_P = \frac{G_0}{F_0}, \quad T_N = \frac{1}{A_0}, \quad T_P = \frac{1}{F_0} \quad (8a)-(8d)$$

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

$$A_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1+Y_{m+1}) + B_{m+1}(1-Y_{m+1})] \quad (9a)$$

$$B_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [A_{m+1}(1-Y_{m+1}) + B_{m+1}(1+Y_{m+1})] \quad (9b)$$

$$F_m = \frac{\exp(\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1+W_{m+1}) + G_{m+1}(1-W_{m+1})] \quad (9c)$$

$$G_m = \frac{\exp(-\delta_m)}{2} [F_{m+1}(1-W_{m+1}) + G_{m+1}(1+W_{m+1})] \quad (9d)$$

$$A_{N+1} = 1, \quad B_{N+1} = 0, \quad F_{N+1} = 1, \quad G_{N+1} = 0 \quad (10a)-(10d)$$

$$W_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_m}{\eta_{m+1}}}, \quad Y_{m+1} = \frac{\cos \theta_{m+1}}{\cos \theta_m} \sqrt{\frac{\eta_{m+1}}{\eta_m}}, \quad \eta_0 = \eta_{N+1} = 1 \quad (11a)-(11c)$$

$$\delta_m = jk_m d_m \cos \theta_m, \quad k_m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\eta_m}, \quad k_0 = k_{N+1} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (12a)-(12c)$$

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'aire à droite de la dernière limite plane.

Dans le cas particulier où il n'existe qu'une seule couche, les formules (8) peuvent être simplifiées comme suit:

$$R = \frac{1 - \exp(-j2\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} R' \quad (\text{Coefficient de réflexion}) \quad (13a)$$

$$T = \frac{(1 - R'^2) \exp(-j\delta)}{1 - R'^2 \exp(-j2\delta)} \quad (\text{Coefficient de transmission}) \quad (13b)$$

où:

$$\delta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\eta - \sin^2 \theta} \quad (14)$$

et d est l'épaisseur du matériau de construction. Dans les formules (13a) et (13 b), R' est donné par R_N ou R_P , en fonction de la polarisation du champ E incident.

R_N et R_P (respectivement T_N et T_P) peuvent être utilisés comme coefficient de réflexion Γ_{nu} (respectivement comme coefficient de pénétration P_{mv}) défini au § 4.5 si tous les plans de réflexion le long d'un trajet de rayon sont identiques, ce qui est le cas par exemple pour un modèle déterministe bidimensionnel. Γ_{nu} ne peut être remplacé par R_C que pour la première réflexion sur le trajet, puisqu'une réflexion transforme généralement une onde à polarisation circulaire en une onde à polarisation elliptique. On décompose en principe le champ électrique incident en une composante normale et une composante parallèle au plan de réflexion, auxquelles on applique les coefficients R_N et T_N ou R_P et T_P (selon le cas), pour déterminer le champ électrique réfléchi et le champ électrique transmis.

Pour les bandes d'ondes millimétriques, un matériau de finition tel que la peinture doit être considéré comme l'une des couches diélectriques.

Les réflexions spéculaires liées aux matériaux pour revêtement de plancher (lattes et panneaux en béton) sont nettement réduites dans les bandes d'ondes millimétriques lorsque les matériaux sont recouverts de tapis ou de moquette avec des surfaces non lisses. On peut observer des réductions du même ordre lorsqu'il y a des tentures aux fenêtres. On peut donc penser que les effets propres à chaque matériau seront plus importants au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Outre les éléments de structure, les meubles et d'autres appareils peuvent modifier sensiblement les caractéristiques de propagation en intérieur. Ils peuvent être assimilés à des obstacles et relèvent donc du modèle d'affaiblissement sur le trajet décrit au § 3.

On trouvera dans l'Appendice 1 une nouvelle 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.

8 Influence du mouvement des objets dans la pièce

Les déplacements de personnes ou d'objets à l'intérieur d'une pièce entraînent des variations temporelles des caractéristiques de propagation en intérieur. Ces variations sont toutefois très lentes si on les compare au débit de données qui sera le plus souvent utilisé; elles peuvent donc être traitées pour ainsi dire comme une variable aléatoire indépendante du temps. Les déplacements non seulement des personnes se trouvant à proximité des antennes ou sur le trajet direct, mais aussi des personnes se trouvant dans des bureaux ou d'autres lieux à l'intérieur ou au voisinage du bâtiment ont des conséquences négligeables sur les caractéristiques de propagation.

Des mesures effectuées lorsque les deux extrémités de la liaison considérée sont fixes font apparaître que les évanouissements se présentent sous forme de salves (les données de mesure révèlent une proportion importante de configurations non statiques) et sont imputables, soit à la perturbation de signaux multitrajets dans les zones voisines de la liaison, soit au phénomène d'occultation dû à la présence de personnes qui coupent le trajet de la liaison.

Des mesures effectuées à 1,7 GHz montrent qu'une personne coupant le trajet d'un signal en visibilité directe entraîne une baisse de 6 à 8 dB du niveau de puissance du signal reçu; en outre, la valeur K de la distribution de Nakagami-Rice est nettement réduite. Dans le cas de trajets qui ne sont pas en visibilité directe, les mouvements de personnes se déplaçant à proximité des antennes n'ont pas de conséquences importantes sur le canal.

Dans le cas d'un système portable, la proximité de la tête et du corps de l'utilisateur a une influence sur le niveau du signal reçu. Des mesures effectuées à 900 MHz, avec une antenne dipôle, montrent que le niveau du signal reçu baisse de 4 à 7 dB quand le système est au niveau de la taille de l'utilisateur ou de 1 à 2 dB quand le système est à proximité de la tête de l'utilisateur, par rapport à la puissance du signal reçu lorsque la distance séparant l'antenne du corps de l'utilisateur est de plusieurs longueurs d'ondes.

Lorsque la hauteur de l'antenne est inférieure à environ 1 m, par exemple dans le cas d'une application type utilisant des ordinateurs de bureau ou portable, le trajet en visibilité directe peut être occulté par des personnes se déplaçant au voisinage du terminal de l'utilisateur. Pour de telles applications de données, la profondeur et la durée des évanouissements sont toutes deux importantes. Des mesures faites à 37 GHz dans le hall d'entrée d'un bâtiment de bureaux ont montré que des évanouissements de 10 à 15 dB étaient souvent observés. La durée de ces évanouissements dus à l'occultation par des personnes – ces personnes se déplaçant continuellement et obstruant le trajet en visibilité directe de manière aléatoire – suit une distribution log-normale, la moyenne et l'écart type étant fonction de la profondeur d'évanouissement. Pour ces mesures, avec une profondeur d'évanouissement de 10 dB, la durée moyenne était de 0,11 s et l'écart type de 0,47 s. Avec une profondeur d'évanouissement de 15 dB, la durée moyenne était de 0,05 s et l'écart type de 0,15 s.

Appendice 1 à l'Annexe 1

Nouvelle 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 de nouvelles formules, fondées sur l'établissement d'une matrice ABCD, qui remplacent les équations (8) à (14) du § 7, 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 § 7.

$$R_N = \frac{B/Z_N - CZ_N}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (15a)$$

$$R_P = -\frac{B/Z_P - CZ_P}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (15b)$$

$$T_N = \frac{2}{2A + B/Z_N + CZ_N} \quad (15c)$$

$$T_P = \frac{2}{2A + B/Z_P + CZ_P} \quad (15d)$$

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

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \quad (16a)$$

où:

$$A_m = \cos(\beta_m d_m), \quad B_m = jZ_m \sin(\beta_m d_m) \quad (16b)-(16c)$$

$$C_m = \frac{j \sin(\beta_m d_m)}{Z_m}, \quad D_m = A_m \quad (16d)-(16e)$$

$$\beta_m = k_m \cos(\theta_m) = k_m [1 - (\frac{\eta_0}{\eta_m} \sin \theta_0)^2]^{1/2} \quad (16f)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad k_m = k_0 \sqrt{\eta_m} \quad (16g)-(16h)$$

Dans les équations (16b) à (16h), 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:

$$Z_N = \chi_m / \cos \theta_m \quad (17a)$$

et

$$Z_P = \chi_m \cos \theta_m \quad (17b)$$

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

$$\chi_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\eta_m}} \quad (17c)$$

où:

$$\eta_0 = \eta_{N+1} = 1, \quad \theta_0 = \theta_{N+1} = \theta \quad \text{et} \quad Z_0 = Z_{N+1}.$$
