

RECOMMANDATION UIT-R F.1093-1*

**EFFETS DE LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES SUR LA
CONCEPTION ET LE FONCTIONNEMENT DES FAISCEAUX
HERTZIENS NUMÉRIQUES EN VISIBILITÉ DIRECTE**

(Question UIT-R 122/9)

(1994-1997)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples entraîne parfois une distorsion et une réduction de la puissance des signaux reçus sur les trajets en visibilité directe et, en conséquence, provoque une dégradation de la qualité de fonctionnement des faisceaux hertziens;
- b) que des contre-mesures telles que la réception en diversité et l'égalisation adaptative peuvent être employées pour atténuer les effets des évanouissements par trajets multiples sur la qualité de fonctionnement des systèmes;
- c) qu'il est nécessaire d'utiliser des méthodes permettant de prévoir les effets de l'évanouissement par trajets multiples sur la qualité en matière d'erreur d'un faisceau hertzien pour assurer la planification des liaisons ou comparer des variantes de conception,

recommande

- 1 d'inclure des mesures préventives de lutte contre les évanouissements par trajets multiples dans les faisceaux hertziens, le cas échéant, afin d'améliorer la qualité en matière d'erreur;
- 2 de s'inspirer des méthodes de prévision décrites dans l'Annexe 1 pour la planification des liaisons radio-électriques;
- 3 de tenir compte des considérations exposées dans l'Annexe 1 dans le choix de la réception en diversité et de l'égalisation adaptative pour un faisceau hertzien numérique et, en outre, de tenir compte de la Recommandation UIT-R F.752 relative aux techniques de diversité pour les faisceaux hertziens.

ANNEXE 1

**Effets de la propagation par trajets multiples sur la
conception et le fonctionnement des faisceaux
hertziens numériques en visibilité directe****1 Introduction**

La présente Annexe a pour objet de fournir, à partir de renseignements puisés dans les textes publiés par la Commission d'études 3 des radiocommunications et de mesures faites par les administrations, des directives concernant les phénomènes de propagation qui ont une incidence sur la conception et sur le fonctionnement des faisceaux hertziens numériques. La première partie de l'Annexe explique le rôle des évanouissements par trajets multiples en tant que facteur de propagation dominant pour les faisceaux hertziens numériques fonctionnant à des fréquences inférieures à 10 GHz environ. Les paragraphes qui suivent examinent comment les techniques de diversité et d'égalisation adaptative peuvent réduire la dégradation subie par les canaux. On y trouve, pour terminer, une prévision de la qualité de fonctionnement des faisceaux hertziens en fonction de facteurs précédemment évoqués.

Le Manuel sur les faisceaux hertziens numériques contient des renseignements plus détaillés sur l'application des directives fournies dans la présente Annexe.

* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 3 des radiocommunications.

2 Considérations relatives à la propagation

Les textes établis par la Commission d'études 3 des radiocommunications contiennent une somme de renseignements sur les phénomènes de propagation dont il convient de tenir compte pour la conception et la mise en œuvre des faisceaux hertziens. En particulier, la Recommandation UIT-R P.530 s'intéresse spécialement aux «données de propagation et aux méthodes de prévision pour les faisceaux hertziens à visibilité directe». Cette Recommandation présente les renseignements selon les effets de propagation à étudier. Les renseignements météorologiques pertinents concernant les mécanismes de propagation sont donnés dans d'autres Recommandations de la série P et notamment dans les Recommandations UIT-R P.834 et UIT-R P.676.

Les conditions de propagation varient d'un mois à l'autre et d'une année à l'autre, et la probabilité d'apparition de ces phénomènes peut varier de plusieurs ordres de grandeur. En conséquence, il faut parfois entre trois et cinq années pour formuler des conclusions adéquates sur les résultats d'une expérience de propagation. Toutefois, lorsqu'il s'agit d'établir les caractéristiques des systèmes, on ne dispose pas toujours d'un délai aussi important, raison pour laquelle des modèles de variabilité de certains paramètres ont été examinés dans la Recommandation UIT-R P.841.

A partir de renseignements sur la propagation, il a été établi que, pour un trajet bien conçu, non exposé à des évanouissements par diffraction ou à des réflexions sur le sol, la propagation par trajets multiples est le facteur dominant à l'origine des évanouissements au-dessous de 10 GHz. Au-dessus de cette fréquence, les effets des précipitations ont de plus en plus tendance à déterminer la longueur acceptable du trajet en fonction des objectifs de disponibilité fixés pour le faisceau hertzien. La réduction de la longueur du trajet qu'impose une élévation de la fréquence diminue la gravité des évanouissements par trajets multiples. Normalement, les deux principales causes d'évanouissements s'excluent mutuellement. Vu la distinction faite entre disponibilité et objectifs de qualité en matière d'erreur, on peut dire que les précipitations contribuent essentiellement à l'indisponibilité alors que la propagation par trajets multiples influe surtout sur la qualité en matière d'erreur. Un autre effet des précipitations, la rétrodiffusion due à la pluie, peut intervenir dans le choix de la disposition des canaux radioélectriques.

Les effets de propagation dus à diverses formes de précipitations ne sont généralement pas dispersifs en fréquence alors que la propagation par trajets multiples provoquée par les couches de la troposphère peut l'être, ce qui risque de provoquer une grave distorsion des signaux porteurs d'information. Le développement rapide qu'ont connu les systèmes numériques de télécommunication a nécessité une meilleure compréhension de ces effets et a conduit à trouver des solutions pour y remédier.

3 Mesures préventives pour lutter contre les effets de propagation

Deux types de mesures préventives sont couramment employés pour lutter contre la distorsion de propagation: les techniques de diversité et les égaliseurs de canaux adaptatifs, qui s'efforcent de lutter contre les affaiblissements et les distorsions imputables au milieu de propagation. L'efficacité d'une contre-mesure appliquée à l'évanouissement s'exprime, en général, par un coefficient d'amélioration. Sur un trajet unique, le coefficient d'amélioration est le rapport du temps d'interruption (voir la Note 1) sans contre-mesure et du temps d'interruption avec contre-mesure. Le coefficient d'amélioration dépend du seuil d'interruption choisi.

NOTE 1 – Le temps d'interruption est une expression générale indiquant la durée pendant laquelle le système dépasse un seuil de taux d'erreur binaire (TEB) choisi.

3.1 Techniques de diversité

Les techniques les plus répandues sont la diversité de fréquence et la diversité d'espace. La Recommandation UIT-R F.752 présente d'autres techniques.

3.1.1 Diversité d'espace

La diversité d'espace est une des méthodes les plus efficaces de lutte contre les évanouissements dus aux trajets multiples. Pour les faisceaux hertziens numériques, ce sont les objectifs de qualité qui peuvent être difficiles à atteindre en raison des distorsions que les effets des trajets multiples provoquent sur les signaux, et la conception des faisceaux hertziens doit alors souvent reposer sur un recours à la diversité d'espace.

Dans les systèmes utilisant la diversité d'espace, il est rare que les signaux reçus par deux antennes à séparation verticale subissent simultanément des évanouissements profonds. Le facteur d'amélioration susceptible d'être obtenu pour un système à l'aide de ces deux signaux dépend à la fois des facteurs de propagation et de la configuration du faisceau

hertzien, c'est-à-dire de sa vulnérabilité par rapport aux pertes de puissance et à la distorsion due aux trajets multiples que subissent les signaux ainsi qu'à la méthode utilisée pour le traitement des signaux. Afin d'évaluer les améliorations que peut offrir la diversité d'espace, on utilise couramment le facteur d'amélioration des évanouissements sur une seule fréquence (voir la Recommandation UIT-R P.530) ou des moyens analogues vérifiés pour les applications régionales, en particulier lorsqu'il s'agit de considérations relatives au bruit thermique dans le calcul des probabilités d'interruption (voir le § 4).

En réduisant l'apparition effective des évanouissements profonds, la diversité d'espace permet de réduire les effets de différents types de brouillages, parmi lesquels on citera en particulier les effets à court terme des brouillages causés par les canaux à polarisations croisées opérant sur la même fréquence ou sur des fréquences adjacentes, les effets des brouillages occasionnés par d'autres systèmes et ceux des brouillages propres au système considéré.

La dispersion d'amplitude linéaire (LAD) est une composante importante de la distorsion des signaux et des effets de diaphonie de quadrature qui peut être réduite par l'emploi de la diversité d'espace. Des méthodes de combinaison spécialement conçues pour réduire au minimum la LAD (voir la Recommandation UIT-R F.752) comptent parmi celles qui sont particulièrement efficaces contre ces distorsions.

L'amélioration obtenue par la diversité d'espace dépend de la manière dont les deux signaux sont traités dans le récepteur. Les commutateurs sans à-coup et les combineurs à variation de phase sont deux exemples de techniques (voir la Recommandation UIT-R F.752). Le commutateur sans à-coup assure la commutation vers le récepteur dont l'œil est le plus ouvert ou dont le taux d'erreur est le moins élevé, et les combineurs utilisent, soit la même phase, soit divers types d'algorithmes qui ont pour effet de réduire la dispersion au minimum. La commutation sans à-coups et la combinaison utilisant la même phase présentent des facteurs d'amélioration très semblables.

3.1.2 Diversité de fréquence

L'amélioration par diversité de fréquence sur un bond de faisceaux hertziens numériques à configuration 1 + 1 dépend de la corrélation qui existe entre les dégradations (profondeur d'évanouissement, dispersion de l'amplitude et dispersion du temps de propagation de groupe par exemple) dans les deux canaux radioélectriques. Les résultats de certaines expériences indiquent qu'il existe une faible corrélation de dispersion d'amplitude entre deux canaux de 30 MHz espacés de 60 MHz. La meilleure amélioration découlant de la méthode par diversité de fréquence peut généralement être obtenue à l'aide de la diversité de fréquence à bandes croisées.

Dans les systèmes $N + 1$, l'amélioration obtenue par diversité de fréquence qui est applicable à un canal actif est inversement proportionnelle au nombre de canaux en service. Lorsque l'on envisage de faire appel à la diversité de fréquence dans une section de commutation comportant plusieurs bonds, il convient de tenir compte du fait que l'amélioration obtenue par diversité de fréquence dépend de la corrélation de la dégradation qui existe entre les canaux radioélectriques d'un même bond et de celle qui existe dans les autres bonds qui constituent la section de commutation.

Pour obtenir l'amélioration attendue avec la méthode par diversité de fréquence dans des faisceaux hertziens numériques, il faut disposer d'un système de commutation sans à-coups. En outre, la procédure globale de commutation doit être effectuée avant l'apparition d'une dégradation sensible du canal utilisé. Un temps de réponse de l'ordre de 10 ms ou moins est convenable.

3.2 Egalisation adaptative des canaux

Sous une certaine forme, un dispositif d'égalisation du récepteur est généralement nécessaire dans le canal radioélectrique. L'égaliseur doit être doté d'une commande adaptative pour suivre les variations des caractéristiques de transmission à mesure que les conditions de propagation évoluent. Les techniques d'égalisation employées peuvent se répartir en deux groupes, selon que leur mode de fonctionnement est décrit plus naturellement dans le domaine des fréquences ou dans celui du temps, à savoir: «égalisation dans le domaine fréquentiel» et «égalisation dans le domaine temporel».

3.2.1 Egalisation du domaine fréquentiel

Ce type d'égaliseur comprend un ou plusieurs réseaux linéaires dont les réponses aux amplitudes et aux temps de propagation de groupe permettent de compenser les dégradations de transmission qui semblent les plus susceptibles d'entraîner une détérioration de la qualité de fonctionnement du faisceau hertzien pendant les périodes d'évanouissements dus à une propagation par trajets multiples. Diverses structures ont été proposées, d'après les divers modèles de canaux à propagation par trajets multiples exposés au § 4 (voir le Tableau 1).

TABLEAU 1

Type générique	Description de l'égaliseur		Complexité d'application	Caractéristique de l'évanouissement et position d'affaiblissement maximal			
				A phase minimale		A phase non minimale	
				Hors bande	Dans la bande	Hors bande	Dans la bande
Egaliseur dans le domaine fréquentiel	F1	Inclinaisons d'amplitude	Simple	2	1	2	1
	F2	F1 + amplitude parabolique	Simple	2	2	2	2
	F3	F2 + inclinaison du retard de groupe	Complexe (moyennement complexe)	3	2	3(1)	2(1)
	F4	F3 + retard de groupe parabolique (Pour F3 et F4, les indications entre parenthèses correspondent à des hypothèses de commande en phase minimale)	Complexe (moyennement complexe)	3	3	3(1)	3(0)
	F5	Circuit accordé unique («Crevasse mobile»)	Simple	3	3	1	0
Egaliseur dans le domaine temporel	T1	Egaliseur binaire transversal à deux dimensions	Moyennement complexe/complexe	3	2	3	2
	T2	Egaliseur récursif avec couplage croisé	Moyennement complexe	3	3	2	1
	T3	Egaliseur T1 + T2 dans le domaine temporel	Complexe	3	3	3	2

Efficacité d'égalisation

- 3: produit une réponse bien égalisée
- 2: produit une réponse moyennement égalisée
- 1: produit une réponse partiellement égalisée
- 0: pas efficace.

3.2.2 Egalisation dans le domaine temporel

Avec les faisceaux hertziens numériques, on peut considérer que le traitement des signaux dans le domaine temporel est la technique d'égalisation la plus indiquée puisqu'elle vise à combattre directement les brouillages intersymboles. L'information de commande est obtenue par corrélation du brouillage qui apparaît à l'instant de décision avec les divers symboles adjacents qui en sont à l'origine et sert à régler les lignes de retard à prises multiples pour fournir les signaux de suppression appropriés. Ce type d'égaliseur permet de traiter simultanément et indépendamment les distorsions que les variations d'amplitude et de temps de propagation de groupe provoquent dans le canal où se produit l'évanouissement, ce qui assure une compensation des caractéristiques soit à phase minimale soit à phase non minimale (voir le Tableau 1).

Dans les faisceaux hertziens employant la modulation en quadrature, on sait que les effets fortement perturbateurs des évanouissements sont liés à la diaphonie qu'engendrent les asymétries dans les voies. Ainsi donc, pour bien remplir son rôle, il faut qu'un égaliseur dans le domaine du temps puisse fournir les moyens de compenser les distorsions de quadrature.

3.2.3 Facteurs permettant d'améliorer la qualité de fonctionnement

Les interruptions de fonctionnement des faisceaux hertziens numériques sont provoquées par la combinaison de trois grands types de dégradations: les brouillages, le bruit thermique et la distorsion du signal; l'égalisation ne donne généralement de bons résultats que pour le dernier type. C'est pourquoi dans l'étude des améliorations que l'emploi d'égaliseurs adaptatifs permet d'obtenir, on observera les réductions du temps d'interruption les plus importantes sur les bonds pour lesquels on sait que les défaillances sont essentiellement dues à une distorsion des signaux.

Le Tableau 1 donne une vue synoptique des résultats obtenus pour différentes classes d'égaliseurs adaptatifs examinés dans le présent paragraphe. Il est tenu compte de la complexité de mise en œuvre ainsi que de l'efficacité de l'égalisation et les évaluations ont été faites pour des caractéristiques à phase minimale et pour des caractéristiques à phase non minimale.

3.3 Egaliseurs adaptatifs associés à des combineurs de diversité d'espace

Il est possible d'obtenir des réductions spectaculaires de la fréquence des interruptions dues aux trajets multiples si la technique des égaliseurs adaptatifs de canaux est associée à la diversité d'espace. Les améliorations mesurées dépassent généralement le produit des améliorations correspondantes obtenues séparément par diversité et par égalisation, ce qui montre qu'un phénomène synergétique important intervient.

L'amélioration obtenue avec la diversité d'espace et l'égalisation est à peu près égale au produit de l'amélioration par diversité d'espace et du carré de l'amélioration obtenue par l'égaliseur. Cette remarque semble particulièrement s'appliquer au cas de la diversité avec commutation.

3.4 Considérations relatives à la conception du système en présence de propagation par conduits

On sait que, dans certaines zones géographiques, il existe des conduits à des altitudes pouvant atteindre ou dépasser 1 000 m. Dans les emplacements où l'on sait qu'il existe des conduits, il convient pour la conception des faisceaux hertziens numériques appelés à y fonctionner de tenir compte des facteurs suivants:

- le pointage et la position de l'antenne,
- la largeur du faisceau de l'antenne nécessaire pour réduire au minimum la quantité d'énergie rayonnée vers les couches réfléchissantes et le sol ou provenant de ces couches et du sol,
- le schéma de modulation employé, afin d'augmenter la durée des symboles,
- la géométrie du trajet nécessaire pour réduire au minimum la probabilité de réflexions destructrices.

4 Calcul des probabilités d'interruption

Dans les systèmes numériques, les interruptions sont provoquées par la distorsion des signaux imputable aux évanouissements sélectifs en fréquence, aux brouillages et au bruit thermique. La durée d'interruption totale dépend de ces trois éléments. Pour le calcul du temps d'interruption des systèmes numériques, il existe différentes méthodes que nous allons brièvement évoquer dans le présent paragraphe. Les paramètres types pris en considération pour ces méthodes sont les suivants:

- longueur du trajet,
- fréquence de fonctionnement,
- diagramme de rayonnement de l'antenne,
- paramètres de diversité,
- irrégularité du sol,
- dégagement du trajet,
- zone climatique.

Un autre élément entrant en ligne de compte dans certaines méthodes de prévision est le modèle de propagation par trajets multiples. Les modèles utilisés comprennent:

- a) Modèles à rayons
 - modèle à échos multiples;
 - modèle général à trois rayons;
 - modèle à deux rayons avec déphasage et affaiblissement uniforme (appelé aussi «modèle simplifié à trois rayons»);
 - caractérisation conjointe d'un couple de canaux en diversité d'espace avec un modèle simplifié à trois rayons;
 - modèle amélioré à deux rayons avec temps de propagation aléatoire, affaiblissement uniforme et amplitude de l'écho aléatoire;
 - modèle à deux rayons normalisé.
- b) Modèles polynomiaux dans le domaine fréquentiel
 - modèles polynomiaux complexes;
 - modèles polynomiaux réels représentant l'amplitude et le temps de propagation de groupe.
- c) Modèles paramétriques
 - méthode à deux points avec espacement fixe des fréquences.

La méthode classique de calcul des temps d'interruption pour des systèmes analogiques repose sur la notion d'évanouissements à une seule fréquence: elle n'est donc pas directement applicable aux faisceaux hertziens numériques à capacité élevée. Une augmentation de la marge contre les évanouissements qui, dans les faisceaux hertziens analogiques, tend à réduire l'effet du bruit thermique, n'améliore pas le fonctionnement des faisceaux hertziens numériques si un évanouissement dû à des trajets multiples a déjà ramené l'amplitude du diagramme de l'œil à zéro. Il s'ensuit que l'on ne peut recourir à une augmentation de la puissance d'émission pour que les faisceaux hertziens numériques satisfassent aux objectifs fixés en matière d'interruption.

Trois méthodes générales ont servi à l'élaboration des méthodes de prévision des interruptions: les méthodes de la marge contre les évanouissements, les méthodes des courbes de signature et les méthodes utilisant la LAD. A ce jour, il n'existe pas de données suffisantes pour conclure que l'une des méthodes précitées est nettement supérieure aux autres. Toutefois, la Recommandation UIT-R P.530 renferme un ensemble de méthodes, exposées par étapes, qui s'appliquent aux systèmes protégés et non protégés (diversité d'espace, de fréquence et angulaire), y compris les systèmes fonctionnant en double polarisation dans le même canal. La méthode de signature permet d'estimer la réduction de la qualité de fonctionnement due à la distorsion. Les méthodes détaillées dans la Recommandation UIT-R P.530 sont recommandées, à moins que d'autres, réputées comme étant plus précises, soient disponibles pour telle ou telle région.

On trouvera ci-après une description des méthodes générales, l'objectif étant de les expliciter et d'indiquer les nombreuses variantes existant dans les différents pays et différentes régions du monde.

4.1 Méthodes de la marge contre les évanouissements

L'emploi de marges contre les évanouissements en tant que caractéristiques des faisceaux hertziens découle de la loi bien connue relative aux évanouissements dus aux trajets multiples sur une seule fréquence. Le temps T dans un mois à forts évanouissements où le niveau de la tension à la réception est égal ou inférieur à L , par rapport à une valeur unité en espace libre est donné par $T = AL^2$ où A est une constante de proportionnalité déterminée par le nombre de secondes dans un mois et par les caractéristiques du trajet.

Le fonctionnement des faisceaux hertziens numériques n'est pas uniquement déterminé par la marge contre les évanouissements uniformes: la notion de marge «nette» ou «effective» contre les évanouissements pour les faisceaux hertziens numériques doit être utilisée. En remplaçant la marge contre les évanouissements uniformes par la marge nette contre les évanouissements, on peut obtenir approximativement le temps d'interruption sur le bond en s'inspirant de la Recommandation UIT-R P.530. La marge «nette» contre les évanouissements est définie comme la profondeur d'évanouissement à une seule fréquence (dB) qui est dépassée pendant le même nombre de secondes qu'un certain seuil du TEB de, par exemple, 1×10^{-3} .

La méthode de la marge composite contre les évanouissements tient compte, sur un bond, de la dispersion due aux évanouissements, car elle utilise les rapports de dispersion, ce qui permet de disposer d'un paramètre pour comparer la dispersion pour différents bonds par rapport aux évanouissements à une seule fréquence. La marge nette contre les évanouissements résulte des effets du bruit thermique, du brouillage entre symboles imputable à la dispersion due aux trajets multiples et des brouillages dus à d'autres faisceaux hertziens. Au niveau du démodulateur du faisceau hertzien, ces trois sources se traduiront, pendant les évanouissements, par trois composantes de la tension qui s'ajouteront en puissance car elles sont indépendantes. Ainsi, le temps d'interruption total correspond à la somme des contributions des évanouissements à une seule fréquence, de la dispersion et du brouillage.

On peut déterminer la marge contre les évanouissements dus à la dispersion (DFM) d'après une marge nette mesurée en corrigeant cette dernière pour tenir compte le cas échéant de toute contribution du bruit thermique ou du brouillage. Etant donné que la marge contre les évanouissements dus à la dispersion rend compte de l'effet sur le faisceau hertzien de la dispersion due aux trajets multiples, sa valeur doit dépendre des évanouissements et du système. La première étape consiste à déterminer la marge contre les évanouissements dus à la dispersion sur un trajet radioélectrique où le rapport de dispersion DR_0 est connu. Cette valeur (dB) sert de marge de référence contre les évanouissements dus à la dispersion (DFMR). La marge contre les évanouissements dus à la dispersion mesurée ou estimée sur un trajet où le rapport de dispersion est DR , est alors donnée par:

$$DFM = DFMR - 10 \log (DR/DR_0) \quad (1)$$

Des calculs faits selon ce principe ont montré une bonne concordance avec les mesures du comportement des faisceaux hertziens en fonctionnement réel en présence de brouillage aussi bien qu'avec les estimations détaillées établies d'après des modèles de propagation.

Le rapport de dispersion DR est donné par la relation:

$$DR = \frac{T_{IBPD}}{T_{SFF} \cdot BF^2} \quad (2)$$

où:

T_{IBPD} : durée pendant laquelle une valeur donnée de la différence de puissance dans la bande, IBPD (c'est-à-dire l'importance de la dispersion sur un bond) est dépassée

T_{SFF} : durée pendant laquelle une valeur donnée de l'évanouissement sur une seule fréquence est dépassée

BF : facteur de correction de largeur de bande qui est le rapport de 22 MHz à la largeur de bande de mesure.

Les systèmes radioélectriques numériques modernes (par exemple MAQ-64) équipés d'égaliseurs adaptatifs dans le domaine temporel subissent des temps d'interruption (par exemple $TEB > 1 \times 10^{-3}$) dus à la distorsion de l'IBPD dans la région des 10 à 15 dB. Un seuil approprié pour comparer la dispersion serait donc de 10 dB. Les valeurs du rapport de dispersion mesurées sur un certain nombre de bonds en Amérique du Nord et en Europe sont comprises entre 0,09 et 8,1 pour des bonds allant de 38 à 112 km. Ce rapport est fondé sur une valeur de 10 dB pour l'IBPD et sur une valeur de 30 dB pour l'évanouissement à une seule fréquence.

4.2 Méthodes des courbes de signature

Les signatures peuvent servir à calculer les interruptions et à comparer la vulnérabilité respective de divers systèmes hertziens numériques aux effets des évanouissements sélectifs en fréquence.

4.2.1 Mesure des signatures

On peut mesurer les signatures en faisant une approximation des évanouissements réels au moyen d'un simulateur à deux rayons. Le modèle simplifié à trois rayons a comme fonction de transfert:

$$H(\omega) = a \left[1 - b \exp(-j(\omega - \omega_0) \tau) \right] \quad (3)$$

où l'on admet que le rayon direct a une amplitude égale à l'unité et que le rayon retardé a un retard τ et une amplitude b et où « a » est un facteur de proportionnalité. Le point le plus bas de cet évanouissement se trouve à une distance f_0 de la fréquence centrale de la voie et a une profondeur $B = -20 \log \lambda$ avec $\lambda = 1 - b$. La signature correspond à la courbe qui représente la valeur critique B_c en fonction de f_0 pour le taux d'erreur correspondant à une interruption. Bien qu'une valeur de 6,3 ns pour τ ait été utilisée par plusieurs administrations et que les distributions statistiques associées de b et f_0 aient été déterminées après étude d'un grand nombre d'évanouissements, les signatures sont parfois mesurées pour d'autres valeurs de τ . On peut utiliser la formule (3) pour tenir compte des évanouissements à phase non minimale à l'aide de valeurs négatives du temps de propagation τ .

Certaines méthodes de calcul des interruptions reposent sur l'hypothèse selon laquelle τ est une variable aléatoire continue. Dans ces conditions, des règles de similitude sont nécessaires pour estimer la variation de $b_c(\tau)$ en fonction de τ . Différentes règles de similitude ont été proposées pour $b_c(\tau)$. Selon la règle linéaire, applicable uniquement à des retards courts, la hauteur en longueurs d'onde (λ) est proportionnelle à τ . Des règles d'échelle plus précises peuvent aussi être appliquées.

La largeur de la signature, $W(f_0)$, reste pratiquement constante par rapport au retard, sauf lorsque celui-ci tend vers zéro: elle est alors multipliée par deux chaque fois que le temps de propagation est divisé par deux.

4.2.2 Calcul des interruptions à l'aide des signatures

La probabilité des interruptions dues aux évanouissements par trajets multiples, P , peut être calculée à partir de la probabilité d'interruption due aux évanouissements sélectifs, P_s , et de la probabilité d'interruption due au bruit thermique, P_f , à l'aide de la formule suivante:

$$P = \left(P_s^{\alpha/2} + P_f^{\alpha/2} \right)^{2/\alpha} \quad \text{où } \alpha = 1,5 \dots 2 \quad (4)$$

P_f est la probabilité de dépassement de la marge contre les évanouissements uniformes du système et peut être calculée conformément à la Recommandation UIT-R P.530. On peut considérer que l'effet des signaux brouilleurs équivaut à une réduction de la marge.

Plusieurs méthodes existantes font appel à la notion de signature pour le calcul de P_s , et quatre de ces méthodes (A, B, C et D) sont évoquées dans la suite du texte. (La méthode préconisée dans la Recommandation UIT-R P.530 est fondée sur la Méthode B.) Elles donnent toutes P_s comme le produit de la probabilité d'existence d'évanouissements par trajets multiples, η et de la probabilité d'interruption par les brouillages intersymboles pendant un évanouissement par trajets multiples, $P_{s/mp}$:

$$P_s = \eta \cdot P_{s/mp} \quad (5)$$

Pour calculer $P_{s/mp}$, on prend l'hypothèse d'un modèle d'évanouissement à écho unique avec les paramètres aléatoires suivants: l'amplitude relative de l'écho, b , le retard de l'écho, τ et le décalage de la fréquence de crevasse, f_0 . L'effet des caractéristiques de l'équipement sur la probabilité d'interruption est exprimé par les signatures du système.

Les différences entre les Méthodes de prédiction des interruptions A, B, C et D concernent la valeur de α dans la formule (4), la valeur de η dans la formule (5), les fonctions de densité de probabilité pour b , τ et f_0 ainsi que la configuration des signatures du système dans chaque méthode. Avec certaines méthodes, on choisit les fonctions de densité de probabilité pour b et τ de manière à tenir compte des occurrences relatives d'évanouissements avec phase minimale et phase non minimale.

- α : le facteur α permet de déterminer, selon la formule (4), si la probabilité d'interruption totale équivaut à la simple somme $P_s + P_f$ (c'est-à-dire avec $\alpha = 2$) ou si l'on obtient une valeur plus modeste ($\alpha = 1,5$). Les hypothèses sont les suivantes: $\alpha = 2$ pour les Méthodes B et D, et $\alpha = 1,5$ pour la Méthode C.
- η : le paramètre de propagation η dans l'équation (5) peut être théoriquement rapporté au facteur d'apparition des évanouissements profonds P_0 (Recommandation UIT-R P.530). Dans la Méthode C, η est rapporté à la valeur moyenne et à l'écart type des évanouissements lents simultanés. Une règle empirique simplifiée est appliquée à la fois dans la Méthode B et dans la Méthode D:

$$\eta = 1 - \exp\left[-0,2 \cdot P_0^{3/4}\right] \quad (6)$$

- $p_b(b)$: différentes hypothèses ont été proposées pour la fonction de densité de probabilité de l'amplitude relative de l'écho B: distribution uniforme (Méthode A), distribution exponentielle (Méthode B), distribution de Weibull (Méthode C) et distribution de Rayleigh-sur-Rayleigh (Méthode D).
- $p_\tau(\tau)$: on prend l'hypothèse de deux distributions différentes du retard de l'écho. Dans le premier cas, le temps de propagation de l'écho, τ , a une distribution exponentielle négative, et la valeur moyenne, τ_m , dépend de la longueur du trajet D . La relation empirique suivante entre τ_m (ns) et D (km) est utilisée pour les trajets ne présentant pas de réflexions par le sol significatives:

$$\tau_m = \tau_{m0} \cdot (D / 50)^n \quad (7)$$

où n est compris entre 1,3 et 1,5 et τ_{m0} est le retard relatif moyen pour un trajet type de 50 km. La valeur de τ_m caractérise l'ampleur de l'évanouissement.

Les Méthodes A, B et C, qui reposent sur l'hypothèse d'une distribution exponentielle des retards, donnent les résultats suivants: $\tau_{m0} = 1,0$ ns (Méthode A), 0,7 ns (Méthode B) et 0,5 ns (Méthode C). Dans le second cas, on prend l'hypothèse d'une distribution gaussienne, avec une valeur moyenne μ et une variance v^2 . Il est possible de choisir ces paramètres de manière indépendante afin d'obtenir pour des bonds individuels une concordance avec les fonctions de densité mesurées (ou calculées) plus précise que ne le permet le seul paramètre de la densité exponentielle. En l'absence de toute information propre au bond, l'hypothèse du modèle est la suivante:

$$\begin{aligned} \mu &= 0,70 \cdot (D / 50) && \text{ns} \\ v^2 &= 0,49 \cdot (D / 50) && \text{ns}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

La distribution gaussienne inclut à la fois les temps de propagation positifs et négatifs.

- $p_{f_0}(f_0)$: la distribution de f_0 est uniforme pour les quatre méthodes.
- Évanouissements avec phase minimale et phase non minimale: il faut ainsi tenir compte des occurrences relatives des conditions de phase minimale et de phase non minimale en calculant séparément la probabilité d'interruption quand les signatures pour la phase minimale et pour la phase non minimale sont différentes. Les Méthodes C et D permettent d'identifier les probabilités d'occurrence relatives à des évanouissements à phase minimale et à phase non minimale: pour les évanouissements profonds, les probabilités tendent à être égales, alors que pour les évanouissements peu profonds, le cas de la phase minimale prédomine.
- Signatures: les quatre méthodes font appel aux signatures pour exprimer l'effet des caractéristiques de l'équipement (par exemple, méthode de modulation, facteur d'arrondi et égalisation) sur la probabilité d'interruption, mais l'utilisation des signatures est différente pour chaque méthode.

Dans la Méthode D, l'effet des caractéristiques de l'équipement est exprimé directement par le résultat de la division de la zone de la signature mesurée (ou calculée), à un temps de propagation de référence arbitraire, par ce temps de propagation. On tient compte des conditions avec phase minimale ou phase non minimale pour l'évaluation de la zone de la signature. Dans les Méthodes A et B, l'effet des caractéristiques de l'équipement est exprimé par les valeurs du paramètre de système normalisé K_n , lorsque ce paramètre est évalué à partir de signatures de système mesurées. Théoriquement, on peut considérer que les paramètres normalisés du faisceau hertzien sont déterminés à partir d'une «signature normalisée du faisceau hertzien». Si l'on ramène les signatures du faisceau hertzien à une période d'apparition des symboles spécifiée (par exemple, 1 ns) et au retard relatif des échos (par exemple, 1 ns), alors les signatures ainsi obtenues, connues sous le nom de «signatures normalisées», caractérisent les paramètres du faisceau hertzien tels que la méthode de modulation, le facteur de décroissance et le type d'égaliseur, grâce à une approximation de la signature fondée sur l'utilisation du rectangle le plus approprié, on obtient K_n à l'aide de la formule suivante:

$$K_n = (T^2 \cdot W \cdot \lambda_a) / \tau_r \tag{9}$$

où:

T : durée symbole du système (ns)

W : largeur de la signature (GHz)

λ_a : valeur moyenne de la signature (linéaire) $\lambda_c(f) = 1 - b_c(f)$

τ_r : retard de référence pour λ_a (ns).

Le Tableau 2 donne des valeurs K_n pour des récepteurs dépourvus d'égalisation adaptative. L'utilisation d'égaliseurs adaptatifs transversaux dans la bande de base améliore la qualité du système, de sorte que les valeurs de la zone de signature normalisée K_n sont normalement réduites à 1/10 environ des valeurs mentionnées au Tableau 2.

TABLEAU 2

Valeurs de K_n pour diverses méthodes de modulation sans égalisation

Méthode de modulation	K_n
MAQ-64	15,4
MAQ-16	5,5
MDP-8	7,0
MDP-4	1,0

Le Tableau 3 présente un résumé des principales caractéristiques propres aux quatre méthodes.

TABLEAU 3

**Caractéristiques des quatre méthodes utilisables pour le calcul
de la probabilité d'interruption P à l'aide des signatures**

	A	B	C	D
$p_b(b)$	Distribution uniforme	Distribution exponentielle	Distribution de Weibull	Distribution de Rayleigh sur Rayleigh
$p_\tau(\tau)$	Distribution exponentielle	Distribution exponentielle	Distribution exponentielle	Distribution gaussienne
$p_{f_0}(f_0)$	Distribution uniforme	Distribution uniforme	Distribution uniforme	Distribution uniforme
Evanouissements avec phase minimale/phase non minimale	Non	Non	Oui	Oui
Signatures	K_n	K_n	K_n , ou valeur mesurée	Zone de la signature divisée par τ_r
η	–	$1 - \exp\left(-0,2 P_0^{3/4}\right)$	A partir des valeurs μ et σ d'évanouissements lents simultanés	Comme pour la Méthode B
α	–	2	1,5	2

Lorsqu'on utilise des signatures normalisées, toutes les méthodes aboutissent aux mêmes conclusions, qui peuvent être résumées par la relation:

$$P_{s/mp} = C \cdot p_b(1) \cdot K_n \cdot \langle \tau^2 \rangle / T^2 \quad (10)$$

où T et K_n correspondent aux définitions précédentes, et où

$\langle \tau^2 \rangle$: moment de deuxième ordre de $p_\tau(\tau)$ (ns²). Pour les retards à distribution exponentielle, $\langle \tau^2 \rangle$ équivaut à $2 \cdot \tau_m^2$ et, pour les retards à distribution gaussienne, $\langle \tau^2 \rangle = \mu^2 + \nu^2$

$p_b(1)$: valeur de $p_b(b)$ correspondant à $b = 1$

C : facteur constant.

Les Méthodes A, B et C donnent les mêmes résultats si $C \cdot p_b(1)$ prend la valeur 1,0 pour la Méthode A, 2,16 pour la Méthode B et 4,0 pour la Méthode C. Dans la Méthode D, on n'utilise pas K_n pour calculer $P_{s/mp}$, mais cette méthode débouche sur une approximation pour $P_{s/mp}$ analogue à la formule (10):

$$P_{s/mp} = p_b(1) \cdot \langle \tau^2 \rangle \cdot W \cdot (b_{cN} - b_{cM}) / \tau_r \quad (11)$$

où b_{cN} et b_{cM} correspondent respectivement aux valeurs critiques moyennes de l'amplitude de l'écho avec phase minimale ou phase non minimale au retard de référence τ_r .

Pour évaluer la validité et le domaine d'application des méthodes, il est utile de comparer les valeurs obtenues par le calcul du temps d'interruption totale. Une comparaison efficace a été effectuée en Europe sur la base de liaisons hypothétiques définies par une série de bonds et de paramètres de système. Cette comparaison a montré que, malgré les divergences d'approche dans le calcul des interruptions, les méthodes fournissaient des prévisions généralement concordantes à un ordre de grandeur près pour un canal non protégé, à condition de prendre l'hypothèse de statistiques identiques pour la profondeur d'évanouissements uniques. Les valeurs observées et prévues pour la durée d'interruption concordent selon un ordre de grandeur pouvant aller jusqu'à deux lorsque la distribution de la profondeur d'évanouissements mesurée pour un bond réel est appliquée à l'une des méthodes.

4.2.3 Calcul des interruptions en cas de diversité

Les méthodes de prévision des interruptions décrites au § 4.2.2 ont été étendues à des systèmes utilisant un type donné de correction par diversité (diversité d'espace, diversité en fréquence dans la bande et en bandes croisées) et employant une combinaison de bits dans la bande de base (commutation sans à-coups ou une combinaison en phase). Les résultats peuvent être résumés par la relation suivante:

$$P_{sdiv/MP} = (P_{s/MP})^2 / \Delta_{sel} \quad (12)$$

où Δ_{sel} est un facteur qui tient compte de la corrélation entre les canaux en diversité. Cette loi a été vérifiée expérimentalement.

Lorsque les effets de la sélectivité en fréquence dominant, la valeur de P_{sdiv} indiquée ci-dessus approche la probabilité d'interruption réelle P_{div} du système; à l'inverse, lorsque domine le bruit thermique:

$$P_{div} = P_{fdiv} \quad (13)$$

$$P_{fdiv} = P_f^2 / \Delta_{uniforme} \quad (14)$$

où:

P_f : probabilité d'interruption due au bruit thermique

$\Delta_{uniforme}$: facteur tenant compte de la corrélation entre les canaux de diversité.

4.3 Calcul des interruptions au moyen des statistiques de dispersion d'amplitude linéaire (LAD)

La distorsion de propagation est la combinaison de deux phénomènes, à savoir la distorsion d'amplitude et la distorsion du temps de propagation. La distorsion provoquée par un évanouissement dû à deux trajets revêt une forme complexe qui ne peut être composée seulement d'une LAD et d'une distorsion de quadrature. C'est toutefois la LAD qui, en l'occurrence, prédomine. La notion de seuil de LAD rend compte convenablement et avec précision des effets que d'autres distorsions, telles que la distorsion du temps de propagation ou des distorsions d'amplitude d'un ordre supérieur, ont sur les interruptions. Il s'ensuit qu'on peut estimer la probabilité d'interruptions provoquées par des évanouissements sélectifs en fréquence si l'on connaît la LAD équivalente et la récurrence des LAD. La probabilité de récurrence des LAD a fait l'objet d'études détaillées et une méthode tenant compte des particularités du profil du trajet a été mise au point.

Pour un évanouissement de Rayleigh, la probabilité d'interruption lorsque la LAD dépasse un seuil Z est donnée par la formule:

$$P_d = 2\alpha, \text{ en réception unique} \quad (15)$$

$$\alpha = 0,5 \left(1 - \frac{1 - Z^2}{\sqrt{(1 + Z^2)^2 - 4r Z^2}} \right) \quad (16)$$

où r est le coefficient de corrélation de fréquence.

La même méthode peut s'appliquer pour calculer la probabilité d'interruption lorsque l'on utilise un combineur en diversité d'espace utilisant le principe de combinaison à puissance maximale. On peut démontrer que:

$$P_{ds} = 6\alpha^2 - 4\alpha^3 \quad (\text{diversité d'espace}) \quad (17)$$

Pour pouvoir estimer l'ensemble des interruptions des faisceaux hertziens, il faut préciser les probabilités d'interruptions causées par un brouillage intersymboles, par le bruit thermique et par les effets synergétiques. Etant donné qu'il est facile de déterminer la marge contre les évanouissements thermiques, on peut calculer la probabilité d'interruption due au bruit thermique selon les méthodes de prévision de la distribution des évanouissements par trajets multiples et les mécanismes associés (Recommandation UIT-R P.530).

Une méthode de calcul de la probabilité d'interruption est décrite ci-après:

- En prenant les valeurs moyennes de b et τ pour un profil de trajet donné, on calcule un coefficient de corrélation en fréquence entre deux fréquences différentes quelconques.
- Quand un signal émis, caractérisé par un facteur de décroissance, un débit binaire ou un schéma de modulation, est donné, on détermine soit par calcul, soit expérimentalement, la LAD qui provoque les interruptions (Z). On peut estimer la probabilité d'interruptions P_d provoquées par une distorsion du signal en utilisant les formules (15) ou (17).

- On peut estimer la probabilité d'interruptions P_n provoquées par du brouillage ou du bruit thermique en calculant la probabilité d'occurrence de la marge contre les évanouissements thermiques F_s dans le faisceau hertzien pendant les évanouissements de Rayleigh.
- La probabilité globale d'interruptions P_0 est donnée par:

$$P_0 = P_r (1 + \eta) (P_d + P_n) \quad (18)$$

où:

P_r : probabilité qu'un évanouissement de Rayleigh se produise

η : effet synergétique.

Cette formule peut être simplifiée en:

$$P_0 = P_r \cdot \xi \cdot \text{Max}(P_d, P_n) \approx \begin{cases} P_d + P_n & \text{(réception unique)} \\ \left(\sqrt{P_{ds}} + \sqrt{P_n} \right)^2 & \text{(diversité d'espace)} \end{cases} \quad (19)$$

où ξ est le coefficient de correction et $\text{Max}(P_d, P_n)$ correspond à la valeur la plus élevée, soit P_d ou P_n . Pour le faisceau considéré, la marge nette est donnée par la valeur d'évanouissement, qui donne la probabilité P_0 pendant les évanouissements de Rayleigh. Cette méthode d'estimation peut également s'appliquer à la réception en diversité d'espace.
