Centre de recherches sur les communications

Mesure des caractéristiques des voies radioélectriques du service mobile de 800-900 MHz à angle de propagation élevé à travers un feuillage moyennement dense

par Robert J.C. Bultitude

RAPPORT CRC Nº 1398



Ottawa, février 1986

Gouvernement du Canada Ministère des Communications Mesure des caractéristiques des voies radioélectriques du service mobile de 800-900 MHz à angle de propagation élevé à travers un feuillage moyennement dense

> par Robert J.C. Bultitude

Direction de la Technologie du radar et des télécommunications

Industry Canada Library - Queen

AOUT 2 9 2012

Industrie Canada Bibliothèque - Queen



RAPPORT CRC Nº 1398

OTTAWA, FÉVRIER 1986

ATTENTION Il est entendu que les droits de propriété et de brevet applicables aux informations contenues dans le présent rapport seront respectés.

du sendos mobile de 800-800 MHz A angle de propagión deve é frances un feidage

1 t 02 12 t 8

This publication is also available in English.

Ministre des Approvisionnements et Services Canada 1987
N° de cat. Co24-3/2-1398F
ISBN 0-662-94509-3

TABLE DES MATIÈRES

résu	мé	••••		1	
1.	INTRODUCTION				
2.	MATÉRIEL				
	2.1 2.2 2.3	Système Antennes Installa	de mesure de la réponse impulsionnelle s d'émission et de réception ation d'émission	3 8 8	
3.	RÉDUCTION ET ANALYSE DES DONNÉES			12	
	3.1 3.2	Estimat: Analyse	ion de la puissance reçue maximale en laboratoire des données recueillies	12	
		sur le 1 3.2.1 3.2.2 3.2.3	terrain Extraction des données de base Analyses de l'angle d'arrivée Calculs de la fonction de corrélation des fréquences espacées	12 13 13 14	
		3.2.4	Analyses d'évanouissement d'enveloppe	18	
4.	RÉSUL	TATS	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	23	
	4.1 4.2 4.3	Mesures 4.1.1 4.1.2 Mesures 4.2.1 4.2.2 Mesures 4.3.1	dans le grand champ dégagé Été Automne dans la petite zone dégagée Été Automne le long de la route étroite	23 23 31 35 41 46 52 52	
		4.3.2	Automne	62	
5.	RÉSUM	É	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	73	
	5.1 5.2 5.3	Grand cl Petite z Route ét	hamp dégagé zone dégagée troite	73 74 75	
6.	DISCU	SSION ET	CONCLUSIONS	77	
7.	REMER	CIEMENTS		79	
8.	BIBLI	OGRAPHIE		80	
ANNE	XE : C	alculs du	ı bruit du système de réception	81	

PAGE

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES DES VOIES RADIOÉLECTRIQUES DU SERVICE

MOBILE DE 800-900 MHz À ANGLE DE PROPAGATION ÉLEVÉ À

TRAVERS UN FEUILLAGE MOYENNEMENT DENSE

par

Robert J.C. Bultitude

RÉSUMÉ

La capacité de transmission numérique des voies radioélectriques utilisant la propagation par trajets multiples à évanouissement aléatoire est limitée aux conditions pour lesquelles la largeur de bande de transmission est beaucoup plus petite que la largeur de bande de cohérence (B_c) de la voie. Aux fins de la conception, il est par conséquent important de déterminer la valeur de B_c pour les milieux de propagation dans lesquels on prévoit utiliser des systèmes radioélectriques numériques.

Le présent rapport décrit en détail des expériences qui ont été réalisées dans des conditions semblables à celles qui caractérisent généralement les voies du service mobile par satellite de la bande 800-900 MHz en milieux ruraux. On a évalué les fonctions de réponse impulsionnelle des voies sur lesquelles ont porté les mesures en utilisant une sonde pseudo-aléatoire d'une tour de 65 m à un récepteur placé à faible distance, en passant à travers des arbres à feuilles caduques. Les résultats des mesures comprennent des estimations de la réponse impulsionnelle de la voie, des analyses de l'angle d'arrivée, des statistiques sur l'évanouissement d'enveloppe et des graphiques de corrélation pour les deux plages de fréquence. On compare les caractéristiques de la voie déterminées en été avec celles déterminées en automne auprès la chute des feuilles. On présente aussi des estimations des limites de la capacité de la voie numérique.

> COMMUNICATIONS CANADA CRC JAN 28 1909 Library – Bibliothèque

1. INTRODUCTION

Sur les voies radioélectriques à évanouissement aléatoire, le débit maximal de symboles numériques qui peuvent être transmis avec une probabilité d'erreur assez faible est limité par la largeur de bande [1,2] à l'intérieur de laquelle il y a une corrélation statistique des variations aléatoires sur la voie. Pour ces voies, la largeur de bande sur laquelle le coefficient de corrélation de fréquence complexe de la fonction de transfert de voie équivalente diminue jusqu'à une valeur non significative* Le est définie comme la largeur de bande de cohérence (B_c) de la voie. coefficient de corrélation aux extrémités de la bande utilisable est une fonction de la forme des symboles transmis et de la technique de modulation utilisée, mais il n'a pas encore été défini par des mesures effectuées sur des voies concrètes. Cependant, d'après les calculs théoriques [1], on sait que sur une voie gaussienne (évanouissement d'enveloppe de type Rayleigh), sauf lorsque la largeur de bande de transmission est maintenue beaucoup plus petite que B_c, le taux d'erreurs dépend principalement du brouillage entre symboles. Dans ce cas, la probabilité d'erreur (Pe) est irréductible quel que soit le rapport puissance utile/puissance de bruit (E_b/N) à l'entrée des circuits de décision du récepteur. D'autre part, pour les valeurs raisonnables de E_b/N_o (20-30 dB), les taux d'erreurs augmentent rapidement avec le rapport du débit de symboles transmis (R) à B_c.

Dans les calculs [3] pour une voie gaussienne ayant une fonction de corrélation de la fréquence en forme de cloche qui diminue graduellement à partir de la valeur unitaire du milieu de la bande, on a démontré que pour des valeurs de E_b/N_o d'un système de modulation par déplacement binaire de phase (MDBP) qui sont supérieures à 30 dB (Fig. 1.1), des effets d'erreurs irréductibles se produisent pour R aussi petit que 0,01 Bc. Dans l'ouvrage de référence mentionné, B_c a été défini arbitrairement comme la largeur de bande à laquelle la corrélation diminue jusqu'à 1/e, ou 0,37. Pour ce système, on prévoit que P augmente de 2 X 10⁻⁵ à 2 X 10⁻³ lorsque R augmente de 0,01 B_c à 0,1 B_c pour $E_b/N_o = 40$ dB. Ces valeurs sont données pour permettre de se faire une idée de la valeur des débits de symboles par rapport à B_c à laquelle des taux d'erreurs irréductibles peuvent se produire. Il faut toutefois noter que les fonctions de corrélation de la fréquence des voies radioélectriques sont rarement aussi bien définies que celles utilisées pour les calculs dans l'ouvrage de référence [3]. Le comportement d'une voie réelle peut par conséquent être quelque peu différent de celui de cette voie idéalisée.

Sur une voie reliant un satellite et un récepteur terrestre mobile, on peut s'attendre à un évanouissement sélectif aléatoire des fréquences en raison de la propagation par trajets multiples et du déplacement de la station. Le ministère canadien des Communications étudie présentement un système mobile de télécommunication par satellite de ce type devant fonctionner dans la bande de fréquence de 800-900 MHz. Étant donné qu'on

^{*}On ne connaît pas encore la valeur du coefficient de corrélation qui définit B_c quantitativement. Sa détermination est l'un des objectifs des travaux de recherche du CRC.

prévoit utiliser la partie terrestre de ce système principalement en milieu rural, les arbres en bordure des routes constitueront la cause la plus importante et la plus uniforme de brouillage dans la propagation par trajets multiples. Il est donc important de déterminer les statistiques d'évanouissement et les caractéristiques de corrélation de la fréquence des voies de 800-900 MHz pour lesquelles la propagation se fait à des angles de site élevés (20°) dans des zones rurales où la réception des signaux se propageant par trajets multiples en raison de l'incidence oblique des ondes sur le feuillage est possible. En se basant sur ces données, on peut prévoir les limites de capacité de voies du système de communication par satellite prévu.

Dans le présent rapport, on décrit en détail des expériences qui ont été réalisées en vue de simuler les conditions auxquelles sont soumises les voies du service mobile par satellite dans la bande de 800-900 MHz en milieu rural. Les expériences étaient basées sur l'utilisation d'une sonde pseudo-aléatoire d'une tour de 65 m jusqu'à un récepteur placé à faible distance, en passant à travers des arbres à feuilles caduques. Des données ont été enregistrées et analysées séparément pour trois zones présentant des conditions locales différentes. Les résultats des mesures comprennent des estimations de la réponse impulsionnelle de la voie, des analyses de l'angle d'arrivée, des statistiques sur l'évanouissement d'enveloppe et des graphiques de corrélation pour les deux plages de fréquence. Des comparaisons sont faites entre les caractéristiques de la voie déterminées en été et celles déterminées en automne après la chute des feuilles.

La section 2 du rapport décrit le système de mesure. La section 3 donne les grandes lignes des méthodes d'analyse des données. La section 4 contient les résultats des mesures effectuées en été et en automne. La section 5 présente un résumé, et la section 6, une discussion et des conclusions.

2. MATÉRIEL

2.1 RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU SYSTÈME DE MESURE

Dans l'émetteur (Fig. 2.1), on utilise une séquence binaire pseudo-aléatoire (SBPA) de 10 Mb/s pour produire la modulation de phase (MDBP) d'une porteuse de télégraphie sur ondes entretenues de 70 MHz. Après élévation de la fréquence à 910 MHz, la largeur de bande du signal à spectre étalé résultant est limitée à 20 MHz, puis le signal est passé à un amplificateur à large bande et finalement émis par une antenne unipolaire à large bande de conception spéciale construite en laboratoire (section 2.2).

Le signal est capté par une antenne unipolaire à large bande montée sur une voie de glissement fixée sur le toit d'une maison motorisée de 7,3 m (Fig. 2.2). Deux moteurs synchrones et un système de poulies permettent de déplacer l'antenne le long de la voie de façon à simuler le fonctionnement d'un récepteur mobile. La fig. 2.3 est un schéma fonctionnel du récepteur. Le signal provenant de l'antenne est transmis à un filtre passe-bande de 20 MHz, puis à un amplificateur à faible bruit, et sa fréquence est finalement abaissée à 350 MHz. Le signal de 350 MHz est



FIG. 1.1 EFFETS DE L'ÉVANOUISSEMENT SÉLECTIF DES FRÉQUENCES SUR P_e POUR UN SYSTÈME DE MODULATION PAR DÉPLACEMENT BINAIRE DE PHASE (MDBP). R EST LE BÉBIT DE SYMBOLES, B_c EST LA LARGEUR DE BANDE DE COHÉRENCE, ET LE COEFFICIENT DE CORRÉLATION À B_c EST 0,37 (TIRÉ DE L'OUVRAGE DE RÉFÉRENCE 3).



FIG. 2.1 SCHÉMA FONCTIONNEL DE L'ÉMETTEUR DU SYSTÈME DE MESURE DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE



FIG. 2.2 LABORATOIRE MOBILE MUNI DE SA VOIE DE GLISSEMENT POUR L'ANTENNE DE RÉCEPTION transmis à un récepteur de télémesure commercial où il est encore amplifié, puis il traverse un filtre passe-bande, après quoi sa fréquence est abaissée à 70 MHz. Ce signal de sortie du récepteur, à 70 MHz, est ensuite transmis à un dispositif de corrélation. Le signal d'entrée du dispositif de corrélation est divisé dans deux voies, et chaque voie communique avec un mélangeur à double équilibrage pour permettre la multiplication avec un signal de MDBP de 70 Miz identique à celui produit par l'émetteur, mais avec une vitesse de modulation de 1 kb/s plus faible. Les mélangeurs du dispositif de corrélation sont suivis par des intégrateurs comprenant des Etant filtres passe-bas ayant des fréquences de coupure de 1 kHz à 3 dB. donné que le porteuse de 70 MHz à l'entrée de l'un des modulateurs MDBP locaux est déphasée de 90°, les signaux de sortie du dispositif de corrélation sont en quadrature de phase. En raison de la synchronisation du système complet d'émission et de réception par rapport à des étalons au rubidium à phase cohérente, ces signaux de sortie en quadrature constituent de bonnes estimations de la partie réelle (I) et de la partie imaginaire (Q) de la réponse impulsionnelle de la voie de propagation entre l'émetteur et le récepteur (voir section 3.1). La résolution des signaux se propageant par trajets multiples reçus après un temps de propagation différentiel de 0,05 µS peut être réalisée lorsque le système est bien aligné. Les signaux I et Q sont convertis en numérique, transmis à un système de collecte de données commandé par un micro-ordinateur LSI 11/23, puis enregistrés sur bande magnétique 9 pistes en vue d'un traitement ultérieur sur un gros ordinateur.

L'échelle de temps pour la plupart des données enregistrées lorsqu'on effectue les mesures sur le terrain est relative, c'est-à-dire qu'elle est définie par rapport au premier signal reçu.

La figure 2.4 est un schéma fonctionnel du dispositif de corrélation. Pour obtenir le déphasage de 90° voulu entre les voies I et Q, on utilise un déphaseur à commande par tension. Pour obtenir des signaux I et Q déphasés de 90° exactement, on règle les paramètres de circuit et la tension de commande du déphaseur de façon que les figures de Lissajous de ces signaux soient circulaires. Lorsqu'il est bien aligné, le dispositif de corrélation produit des signaux de sortie en quadrature (en supposant qu'une SBPA idéale de 70 MHz est appliquée au répartiteur d'énergie d'entrée) qui sont de forme et d'amplitude identiques. Pendant cet alignement, on contrôle la sortie du circuit de sommation des carrés $(V_12 + V_02)$. Le critère de rendement établi pour le circuit est inférieur à une variation de 5 p.cent de l'amplitude d'implusion à cette sortie. Cependant, on a toujours trouvé que les résultats obtenus après échantillonnage et sommation des carrés des signaux I et Q enregistrés numériquement avaient un meilleur rendement que le critère de 5 p.cent établi pour la sortie du circuit de sommation des carrés et qu'ils étaient acceptables à des fins d'analyse des données.

Les calculs du bruit du système de réception sont présentés à l'Annexe A.



LES ATTENUATEURS DES BORNES DU MÉLANGEUR NE SONT PAS REPRESENTES MULTIPLICATEURS TRANSITORISES DE CIRCUIT ACCORDE

FIG. 2.3 SCHÉMA FONCTIONNEL DU RÉCEPTEUR DU SYSTÈME DE MESURE DE LA RÉPONSE IMPULSIONELLE



FIG. 2.4 SCHÉMA FONCTIONNEL DU DISPOSITIF DE CORRÉLATION DU RÉCEPTEUR

2.2 ANTENNES D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

Les antennes unipolaires à large bande utilisées pour l'émission et la réception dans les expériences ont été conçues et construites de façon que leurs caractéristiques d'impédance soient uniformes (Fig. 2.5) sur la largeur de bande de 20 MHz du système et que leurs diagrammes de rayonnement soient omnidirectionnels. On prévoyait que les caractéristiques de l'antenne utilisée sur le laboratoire mobile varieraient en raison des changements de conditions locales lorsque l'antenne se déplace le long de sa voie de glissement. C'est pourquoi les deux antennes ont été construites avec un plan de sol ininterrompu qui réduit le rayonnement à des angles supérieurs à 90° par rapport à l'axe longitudinal de l'élément rayonnant. Pour cette raison, on a dû incliner l'antenne placée sur la tour de transmission à un angle de 45° par rapport à la verticale.

Les antennes avaient une longueur de 0,234 longueur d'onde et une section transversale de 0,02 longueur d'onde. Les plans de sol étaient construits de feuilles d'aluminium et ils avaient un diamètre d'une longueur d'onde.

À une hauteur d'installation de 0,76 m au-dessus de la voie de glissement de l'antenne de réception, les mesures ont montré que le diagramme de rayonnement in situ de l'antenne du laboratoire mobile était omnidirectionnel à l'intérieur d'une plage de ± 3 dB (Fig. 2.6) à un certain nombre de positions de l'antenne le long de la voie et à des fréquences de la bande 890-920 MHz. La figure 2.7 montre le diagramme de l'une des antennes dans le plan vertical. Le gain est d'environ 2,8 dBi, entre 20° et 25° à partir de l'horizontale, les angles de site qui s'appliquent aux points d'émission-réception utilisés pendant les expériences.

2.3 INSTALLATION D'ÉMISSION

L'émetteur du système était logé dans un bâtiment situé à la base de la tour de transmission. Il était relié à l'antenne par une ligne d'alimentation RG 9 de 76,25 m. Pendant l'été, on a utilisé au sommet de la tour un amplificateur à bande étroite ayant un gain de 24 dB. En raison d'une panne de l'amplificateur, on n'a pas pu effectuer cette amplification du signal pour les mesures effectuées en automne. La puissance d'émission pendant l'été était de +21 dBm; pendant l'automne, elle était de + 17,5 dBm. On n'a pas pu réaliser le gain complet de 24 dB de l'amplificateur à bande étroite étant donné qu'il fallait maintenir la sortie de puissances de sortie et les pertes des installation en été et en automne.











FIG. 2.7 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE UNIPOLAIRE À LARGE BANDE DANS LE PLAN VERTICAL BASÉ SUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS UNE CHAMBRE ANÉCHOÏQUE. LE GAIN AU POINT DE RÉFÉRENCE 0 dB EST DE 2,85 dBi. DES ANGLES COMPRIS ENTRE 65 ET 70 DEGRÉS S'AP-PLIQUENT POUR LES CONFIGURATIONS DE MESURE UTILISÉES DANS LES EXPÉRIENCES DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES.

TABLEAU I

INSTALLATION DE L'ÉMETTEUR CALCULS DE LA PUISSANCE



PUISSANCE AU POINT "A"	-11,5	5 dBm
PERTES DANS L'ATTÉNUATEUR	-6,0) dB
GAIN DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE	49,0) dB
PERTES DANS LA LIGNE DE TRANSMISSION	-19,0) dB
PERTES DANS L'ATTÉNUATEUR	-10,0) dB
PERTES DANS LE CONNECTEUR	- 5,5	δdB
GAIN DE PRÉAMPLIFICATEUR DE L'ANTENNE	24	dB
PUISSANCE TRANSMISE À L'ANTENNE	+ 21	dBm

AUTOMNE



PUISSANCE AU POINT "A"	–11.5 dBm
GAIN DE L'AMPLIFICATEUR	49 dB
PERTES DANS LA LIGNE DE TRANSMISSION	–19 dB
PERTES DANS LE CONNECTEUR	_1 dB
PUISSANCE TRANSMISE À L'ANTENNE	17,5 dBm

3. RÉDUCTION ET ANALYSE DES DONNÉES

3.1 ESTIMATIONS DE LA PUISSANCE REÇUE MAXIMALE

L'émetteur et le récepteur étant reliés dos à dos dans le laboratoire, on a ajusté le signal modulé par pseudo-bruit à la sortie du filtre de l'émetteur à des niveaux de puissance prédéterminés compris entre -50 et -90 dBm. À chaque niveau de puissance, l'atténuateur à commande de tension à l'entrée de 70 MHz du dispositif de corrélation du récepteur a été ajusté de façon que l'amplitude en phase maximale à la crête de l'impulsion à la sortie du dispositif de corrélation soit de 4 volts. La valeur de la tension de commande de l'atténuateur a été enregistrée pour chaque puissance de sortie de l'émetteur. Cette façon de procéder a permis de construire, pour le système, un graphique d'étalonnage reliant la tension de commande du gain et la puissance reçue. Sur le terrain, on règle l'affaiblissement produit par l'atténuateur à commande par tension en déplaçant l'antenne sur toute la voie de glissement et en s'assurant que la tension de crête de l'impulsion de sortie du dispositif de corrélation sur toute la longueur de la voie est maintenue à 4 V. On peut par conséquent comparer la tension de commande de l'atténuateur utilisé pour les mesures sur le terrain avec le graphique d'étalonnage en laboratoire pour obtenir une estimation de la puissance reçue maximale au temps de propagation correspondant à la plus grande crête de l'estimation de la réponse impulsionnelle. Cette méthode est assez précise, à condition que le spectre du signal capté sur le terrain ne soit pas trop déformé par la propagation par trajets multiples. Les mesures effectuées en visibilité directe sans brouillage dans la propagation par trajets multiples ont montré que la valeur de la puissance reçue ainsi estimée est égale à la valeur calculée en espace libre.

3.2 ANALYSE EN LABORATOIRE DES DONNÉES RECUEILLIES SUR LE TERRAIN

Après avoir effectué les mesures sur le terrain, on a acheminé les bandes magnétiques enregistrées par le système informatique du laboratoire mobile vers un gros ordinateur où elles ont été traitées pour donner les caractéristiques intéressantes de la voie radioélectrique.

Dans chaque zone de mesure, les données recueillies pour un déplacement de l'antenne sur une longueur du véhicule à une position représentative de la zone ont été choisies pour fins d'analyse détaillée. Cette analyse comprenait un examen soigné des rapports de puissance des signaux se propageant par trajets multiples et des angles d'arrivée en vue de trouver des explications physiques au comportement des signaux observés. Les données recueillies pour d'autres déplacements de l'antenne sur la longueur du véhicule à d'autres positions dans la zone n'ont pas été statistiques en vue d'obtenir des niveaux de confiance plus élevés pour les des fonctions de corrélation des fréquences espacées. Les méthodes d'analyse utilisées sont décrites dans les prochains paragraphes.

3.2.1 EXTRACTION DES DONNÉES DE BASE

La première étape de l'analyse des données enregistrées consistait à représenter sur graphique chaque dixième réponse impulsionnelle des 128 enregistrements faits à intervalles réguliers (3,81 cm) pour chaque déplacement de l'antenne. Chacune a été examinée, et le temps de propagation par rapport au point de référence zéro arbitraire choisi pour l'enregistrement, de même que la puissance à ce temps de propagation, ont été enregistrés.

3.2.2 ANALYSE DES ANGLES D'ARRIVÉE

θ

On peut déterminer l'angle d'arrivée des signaux reçus par le système en calculant la composition spectrale de l'onde complexe formée par le lieu des tensions en quadrature à la sortie du dispositif de corrélation à des temps de propagation fixes pour des estimations de la réponse impulsionnelle mesurée de façon consécutive. La relation entre la fréquence de ces composantes spectrales et l'angle d'arrivée de leurs signaux associés se propageant par trajets multiples est donnée par l'équation bien connume de Doppler :

> $f_{d} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$ (3-1) f_{d} représente la fréquence Doppler

- v est la vitesse de l'antenne (0,028 m/s pour les expériences dont il est question dans le présent rapport)
- et

où

est l'angle compris entre le trajet radioélectrique à partir de la source du signal et le vecteur vitesse de l'antenne.

Le déplacement de fréquence f_d est positif lorsque l'antenne se déplace en direction de la source du signal et négatif lorsqu'elle s'en éloigne. Dans le présent rapport, on attribue aussi ces polarités aux angles d'arrivée associés. Ainsi, un signal dont l'angle d'arrivée indiqué est de $\pm 20^\circ$, par exemple, arrive d'une source se trouvant à 20° de l'axe de déplacement de l'antenne, lorsque l'antenne se déplace en direction de cette source. En raison de la symétrie paire de la fonction cosinus, on ne sait pas à quel côté du véhicule s'appliquent les angles d'arrivée déterminés de cette façon. On peut généralement résoudre l'ambiguîté en tenant compte des données relatives au temps de propagation différÛntiel et en déterminant les sources de réflexion possibles sur une carte de la zone de mesure.

Comme dans un système radar à ouverture synthétique, la résolution angulaire transversale des mesures d'angle d'arrivée est approximativement égale à l'inverse de la distance parcourue par l'antenne en longueurs d'onde. Les mesures dont il est ici question ont été enregistrées sur une distance de 5,12 m, avec une longueur d'onde de 33 cm. La résolution angulaire transversale est donc de 0,065 radian, ou 3,7°. On a effectué des transformations de Fourier rapides complexes (TFR) sur des séries chronologiques de données brutes (fenêtrage carré) enregistrées à des temps de propagation correspondant à des composantes de signaux reçus significatives déterminées pendant l'extraction des données de base. Dans les travaux précédents, on a trouvé que les lobes latéraux résultant du fenêtrage carré étaient faibles, et on les a identifiés par intuition dans les résultats du présent rapport. On a ensuite utilisé l'équation de Doppler pour calculer les angles d'arrivée correspondant aux principales composantes spectrales dans les transformées de Fourier. La combinaison des TFR de 128 points et de l'intervalle d'enregistrement entre les estimations de 0,787 s utilisé pendant les mesures a donné une résolution angulaire transversale de 4,6° qui, comme il convient, est plus élevée que la résolution du matériel de mesure.

Après avoir déterminé les angles d'arrivée, on a identifié les sources de réflexion à l'aide d'une carte représentant la zone de mesure.

3.2.3 CALCULS DE LA FONCTION DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES

Considérons un filtre linéaire fixe ayant une réponse impulsionnelle g(t). Le signal arbitraire x(t) à l'entrée du filtre produirait un signal de sortie y(t) donné par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-u)g(u)du. \qquad (3-2)$$

En multipliant les deux membres de l'équation (3-2) par x*(t- τ), nous pouvons écrire :

$$y(t)x^{*}(t-\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-u)x^{*}(t-\tau)g(u)du$$
 (3-3)

Si x(t) représente un signal aléatoire stationnaire dans le sens large (SSL), nous pouvons prendre les valeurs probables des deux membres de l'équation 3-3 pour obtenir

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau-u)g(u)du$$
$$= R_{xx}(\tau)*g(\tau) \qquad (3-4)$$

où R et R représentent des fonctions de corrélation.

m

Il est évident que si x(t) représente un bruit blanc,

$$R_{xy}(\tau) = \delta(\tau) * g(\tau)$$
$$= g(\tau).$$

Autrement dit, la fonction de corrélation croisée R (τ) est identique à la réponse du filtre au temps t pour une impulsion appliquée à son entrée au temps $(t-\tau)$. Dans le système de caractérisation, un signal aléatoire stationnaire y'(t) presque blanc (spectre uniforme sur une grande partie de la largeur de bande de mesure) reçu sur une voie de propagation radioélectrique est corrélé dans un dispositif de corrélation de bande de base complexe avec un deuxième signal pseudo-aléatoire x'(t) identique au signal qui a été transmis au temps (t $-\pi\tau$), τ désignant le temps de propagation de la voie. En supposant que les voies radioélectriques troposphériques sont linéaires, ce qui est une hypothèse raisonnable, on peut prendre ce produit de corrélation croisée comme une estimation [4] de la réponse impulsionnelle équivalente aux basses fréquences de la voie, h (τ).

Dans le cas des voies pour lesquelles il y a déplacement de la station, la réponse impulsionnelle de la voie varie de façon aléatoire avec le temps et est représentée par h $(\tau;t)$. On a mesuré cette fonction en utilisant le système de caractérisation pour enregistrer des échantillons discrets des estimations de h (τ) mesurées sur des intervalles de temps répétitifs, courts et d'espacement uniforme à mesure que l'antenne de réception se déplaçait le long de sa voie de glissement.

Par définition, la fonction de transfert équivalente aux basses fréquences pour chaque voie ayant fait l'objet de mesures est donnée par :

$$H(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau;t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau.$$
 (3.6)

Si h(τ ;t) est aléatoire, l'autocovariance complexe de H(f;t) peut s'écrire sous la forme :

$$R_{H}(f_{i},f_{j};t_{i},t_{j}) = \frac{1}{2} E\{H^{*}(f_{i};t_{i})H(f_{j};t_{j})\}.$$
(3-7)

Alors, si H(f;t) est SSL, l'équation 3-7 est indépendante de t. De plus, s'il y a dispersion non corrélée*, la relation est indépendante de f,[5], et nous pouvons écrire

$$R_{H}(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} E\{H^{*}(f; t)H(f + \Delta f; t + \Delta t)\}. \qquad (3-8)$$

Si nous posons maintenant que ∆t est égal à zéro, c'est-à-dire que la covariance est calculée pour des variations simultanées de la fonction de transfert de la voie à différentes fréquences, nous pouvons écrire :

$$R_{H}(\Delta f) = \frac{1}{2} E\{H^{*}(f)H(f+\Delta f)\}.$$
 (3-9)

Cette équation est la fonction de corrélation des fréquences espacées à partir de laquelle il faut déterminer B_c [1,2]. Dans [1], on démontre que la fonction $R_{\rm H}(\Delta f)$ calculée en <u>supposant</u> des statistiques de voie à dipersion non corrélée SSL (DNCSSL) peut être utile dans le calcul du rendement d'un système numérique même si la voie sur laquelle ont porté les mesures peut être statistiquement non stationnaire, dans la mesure où certaines conditions sont respectées. Ces conditions sont que la voie présente des caractéristiques de DNCSSL seulement sur des intervalles de temps qui sont beaucoup plus longs que les durées des symboles transmis, et pour des largeurs de bande qui sont beaucoup plus étendues que les spectres des symboles transmis. Une voie présentant ces caractéristiques est qualifiée de voie à dispersion non corrélée stationnaire au sens quasi large (DNCSSQL). Au plan quantitatif, les deux conditions requises pour qu'une voie soit classée comme voie à DNCSSQL sont :

(1)
$$W < \frac{1}{\delta_{\text{max}}}$$

(2) $(T + \Delta_T) < \frac{1}{\sigma_{\text{max}}}$

*S'il y a des corrélations parmi les signaux diffusés, la dépendance par rapport à f produit des asymétries dans les fonctions de corrélation des fréquences espacées. On peut facilement détecter celles-ci dans les résultats des calculs en utilisant les méthodes décrites dans [5]. L'examen des fonctions $R_{\mu}(\Delta f)$ calculées peut donc être utilisé pour donner une indication du degré de corrélation parmi les composantes se propageant par trajets multiples.

- où $et \delta_{max}$ représentent les taux de variation maximaux de $R_{H}(f;t)$ dans les domaines du temps et de la fréquence respectivement,
 - W est la largeur de bande du spectre des symboles transmis,
 - T est la durée des symboles et
 - $\Delta \tau$ est l'étalement du temps de propagation par trajets multiples de la voie.

 $R_{H}(f_{i}, f_{j}; t_{i}; t_{j})$ a été calculé à partir de la série chronologique d'estimations de la réponse impulsionnelle mesurées à l'aide du système de caractérisation en deux étapes :

- on a effectué une transformation de Fourier de chaque estimation de réponse impulsionnelle afin d'obtenir la fonction de transfert de voie équivalente de la bande de base à chaque temps d'enregistrement, t, correspondant à des positions consécutives de l'antenne le long de sa voie de glissement;
- 2) on a fait une corrélation croisée des variations aléatoires de la série chronologique calculée de fonctions de transfert à chaque position spectrale par rapport à celles d'une composante de fréquence voisine du milieu de la bande, tel que décrit dans [5].

La résolution des fonctions de corrélation calculées était de 0,15625 MHz, étant donné qu'on a effectué une transformée de Fourier de 512 points pour des estimations de réponse impulsionnelle échantillonnées à des intervalles de propagation $\tau = 0,125\mu$ S.

Pour que les fonctions de corrélation calculées puissent être appliquées aux prévisions du rendement pour les communications numériques sur des voies représentatives de celles ayant fait l'objet de mesures, il faut démontrer que les conditions de DNCSSQL sont respectées pour les vitesses de transmission envisagées. Autrement dit, il faut démontrer que :

- l'hypothèse de l'ergodicité est justifiée, de sorte que les moyennes d'ensemble peuvent être remplacées par les moyennes temporelles;
- 2) ce type de voie est SSL pour des intervalles de temps beaucoup plus longs qu'une période de symboles aux vitesses de transmission envisagées.

On peut justifler intuitivement l'hypothèse de l'ergodicité en considérant un cas hypothétique dans lequel 128 récepteurs sont utilisés simultanément pour mesurer les estimations de réponse impulsionnelle à des intervalles de 3,81 cm le long de la vole de glissement de l'antenne. Par intuition, la moyenne de la série d'estimations de la réponse impulsionnelle à chaque temps de propagation mesuré pendant les expériences dont il est ici question devrait être égale à la moyenne d'ensemble des signaux de sortie des 128 récepteurs à des temps de propagation identiques. En effet, les conditions physiques ambiantes étaient telles que les mesures effectuées à chaque position d'antenne synthétisée n'ont pas pu changer pendant la période de trois minutes séparant les enregistrements des première et dernière estimations. Le seul mouvement dans le système était le mouvement des arbres dû au vent, et comme les masses de feuillage en cause sont grandes, il est raisonnable de supposer que ce mouvement était constant pendant les mesures.

On aurait pu vérifier le comportement stationnaire dans le sens large du type de voie ayant fait l'objet de mesures en effectuant des séries de mesures consécutives et en démontrant que les moyennes des mesures consécutives et les fonctions de corrélation étaient identiques. Cette vérification n'est peut-être pas valable pour les voies ayant fait l'objet de mesures sur de longues périodes, mais des raisonnements comme celui présenté pour l'hypothèse de l'ergodicité indiquent qu'elles étaient certainement SSQL pour les vitesses de transmission numériques concrètes.

La discussion précédente justifie l'application de la théorie basée sur les hypothèses de voie SSQL dans le calcul des résultats du présent rapport. Les résultats sont par conséquent applicables à des voies semblables à celles sur lesquelles ont porté les mesures, pour lesquelles on peut démontrer un comportement SSQL.

3.2.4 ANALYSES D'ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE

Pour déterminer la distribution statistique des évanouissements d'enveloppe du signal reçu résultant de la propagation par trajets multiples, il faut tenir compte, dans l'analyse, des effets de toutes les composantes se propageant par trajets multiples. Pour cette raison, il est difficile de déterminer les statistiques d'évanouissement de l'enveloppe à partir des estimations de la réponse impulsionnelle dans le domaine temporel. Par contre, étant donné que toutes les composantes de propagation par trajets multiples dans une estimation de la réponse impulsionnelle contribuent à sa transformée de Fourier, les effets des signaux se propageant par trajets multiples à tous les temps de propagation contribuent aux fonctions de transfert de voie équivalentes. On peut par conséquent déduire les séries chronologiques d'évanouissements d'enveloppe en suivant les variations de l'enveloppe à des positions spectrales simples dans des fonctions de transfert de voie équivalentes, calculées à partir des données de réponse impulsionnelle mesurée. Pour chaque site de mesure, on a calculé, par cette méthode, une série chronologique de valeurs d'enveloppe au voisinage de la fréquence centrale dans la largeur de bande de mesure.

On a éliminé les variations dans les moyennes locales des séries chronologiques d'enveloppe calculées en utilisant une méthode mentionnée dans [6], et décrite ci-dessous. L'enveloppe du signal reçu est représentée par :

$$r(t) = r_0(t)m(t),$$
 (3-10)

où

r_o(t) représente la composante d'évanouissement par trajets multiples rapides, et

m(t) représente la moyenne locale déterminée par masquage.

Étant donné que les variations de la moyenne pour des voies du type étudié sont lentes, le processus statistique associé a une largeur de bande limitée, et on peut obtenir une estimation de m(t) en traitant les données des séries chronologiques au moyen d'un programme de filtrage passe-bas à réponse finie aux impulsions (RFI). Si l'estimation de la moyenne locale est calculée sous la forme de la convolution discrète :

$$\widehat{\mathfrak{m}}(t_{j}) = \sum_{i=-N}^{N} h_{i} r(t_{i+j}), \qquad (3-11)$$

où les h_i sont les coefficients de filtrage par réponse finie aux impulsions, on peut calculer une valeur estimée de la composante d'évanouissement rapide rattachée à la propagation par trajets multiples à partir de v/+

$$\hat{r}_{0}(t_{j}) = \frac{r(t_{j})}{\hat{m}(t_{j})}$$
 (3-12)

Les statistiques d'évanouissements d'enveloppe ont été calculées à partir de la série $\hat{r}_0(\tau_i)$. Le filtre utilisé pour obtenir les résultats présentés à la section 4 était un filtre passe-bas symétrique de 21 étages (phase linéaire) ayant une fréquence de coupure de $0,03 \pi$ radian/s, qui a été choisie par tâtonnement. Le tableau II montre les coefficients de filtrage après application d'une pondération par cosinus élevé. La figure 3.1 montre un exemple du processus. La partie a) montre les données de la série chronologique déduite à partir des estimations de la réponse impulsionnelle. La fig. 3.1 b) montre le signal moyen obtenu à la sortie du filtre passe-bas. La fig. 3.1 c) montre la série chronologique à moyenne constante prête pour l'analyse statistique. Les statistiques sur les variations de la moyenne dues au masquage n'ont pas été calculées pour le présent rapport étant donné que les zones de mesure n'étaient pas assez grandes pour produire des échantillons représentatifs, et même dans les zones de visibilité directe, les variations de la moyenne étaient dues à la taille finie des échantillons. A la place, on donne pour chaque site les amplitudes de variation de masquage crête à crête caractéristiques. Des données fiables sur les statistiques d'ombrage sont présentées dans [7].

Pour obtenir des représentations statistiquement significatives des fonctions de distribution cumulatives dans chaque zone, on a tenu compte des données de plusieurs enregistrements effectués chacun pour une seule longueur du véhicule à différentes positions à l'intérieur de la zone. On a calculé séparément les fonctions de distribution cumulatives de chacun de ces ensembles de données de 128 points et on les a comparées afin de s'assurer que les statistiques étaient similaires pour chaque enregistrement. Les fonctions d'auto-corrélation ont ensuite été calculées pour chaque ensemble de données à différents points de référence. Un exemple représentatif est montré à la fig. 3.2. Comme dans la figure, les fonctions de corrélation avaient invariablement des lobes latéraux lorsque la corrélation augmentait de nouveau à partir de zéro après un espacement de 10 ou 12 échantillons par rapport au lobe principal. En général, cependant, le lobe principal diminuait à zéro, ou à une valeur inférieure à zéro, après un espacement de 3 points de données à partir de sa crête. ce qui correspond à une distance d'environ 12 cm le long de la voie de glissement de l'antenne. On a donc utilisé chaque troisième point de données comme échantillon indépendant pour le calcul des fonctions de distribution cumulatives (FDC) représentatives à partir des ensembles enchaînés de données enregistrées pendant des déplacements d'antenne à différentes positions du véhicule à l'intérieur d'une petite zone. En utilisant la méthode statistique de Kolmogorov-Smirnov décrite par Massev [8], on a déterminé les limites des distributions expérimentales à l'intérieur desquelles la probabilité de trouver les distributions d'évanouissements vraies a été calculées. Étant donné que le calcul des distributions d'évanouissements ne faisait pas partie du plan original des expériences, le nombre d'ensembles de données qui ont pu être enchaînés dans chaque zone de mesure était différent, et les niveaux de confiance pour les FDC variaient de 75 % à 99 %. Les tailles des échantillons obtenues des expériences décrites dans le présent rapport étaient telles que la probabilité de trouver les distributions vraies à +10 % des résultats expérimentaux était généralement de 95 %.

TABLEAU II

ÉTAGE	Coefficient
0	0,00000
1	0,00065
2	0,00260
3	0,00574
4	0,00982
5	0,01445
6	0,01917
7	0,02350
8	0,02697
9	0,02922
10	0,00000
11	0,02922
12	0,02697
13	0,02350
14	0,01917
15	0,01445
16	0,00982
17	0,00574
18	0,00260
19	0,00065
20	0,00000



FIG. 3.1 DONNÉES D'ENVELOPPE DE LA SÉRIE CHRONOLOGIQUE À DIFFÉRENTS ÉTAGES DE FILTRAGE EN VUE D'ÉLIMINER LES VARIATIONS DE MOYENNE LOCALE DUES AU MASQUAGE



FIG. 3.2 EXEMPLE TYPE D'UNE FONCTION D'AUTOCORRÉLATION CALCULÉE À PARTIR DES DONNÉES D'ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE À MOYENNE CONSTANTE. LA SÉPARATION SPATIALE ENTRE LES POINTS D'ÉCHANTILLONNAGE LE LONG DE LA VOIE DE GLISSEMENT DE L'ANTENNE DE RÉCEPTION ÉTAIT DE 3,81 cm.

4. RÉSULTATS

Au cours de l'été et de l'automne, on a fait des mesures pour des déplacements de l'antenne lorsque le laboratoire mobile était stationné en différentes positions dans trois zones situées plus ou moins près des arbres. Les zones de mesures étaient constituées comme suit : un grand champ dégagé offrant un parcours sans obstacle en direction de l'antenne d'émission, avec une distance relativement grande (75-100 longueurs d'onde) au plus proche feuillage; une petite zone dégagée avec un parcours légèrement obstrué en direction de l'émetteur et une plus faible distance (10-30 longueurs d'onde) aux arbres; et une zone en bordure d'une route étroite dans laquelle il n'y avait pas, en été, de visibilité directe en direction de l'émetteur en raison de la très faible distance (0-10 longueurs d'onde) au feuillage. Dans les trois zones, la distance oblique à l'antenne d'émission était comprise entre 150 et 225 mètres, à un angle de site voisin de 20°. Le laboratoire mobile n'était pas toujours stationné exactement aux mêmes positions lorsqu'on a effectué les mesures en été et en automne. Ces variations sont considérées comme acceptables dans les cas où la comparaison des résultats des mesures des deux saisons est faite sur une base statistique. Pour la comparaison de résultats de mesures individuelles, on a utilisé des données recueillies à des positions identiques. Ces cas sont identifiés dans le texte.

4.1 MESURES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGE

Les estimations de la réponse impulsionnelle ont été enregistrées pour trois positions différentes du laboratoire mobile à l'intérieur d'une petite zone d'un grand champ dégagé bordé par des arbres à feuilles caduques. Il y avait des conditions de visibilité directe en direction de l'émetteur pour toutes les positions du véhicule. Dans les prochains paragraphes, on traite des mesures effectuées en été et en automne.

4.1.1 ÉTÉ

Le tableau III montre le bilan de puissance, dans lequel on peut constater que la valeur estimée de la puissance reçue maximale est égale à la valeur en espace libre. La fig. 4.1 montre la position du véhicule choisie pour les analyses détaillées.

On a commencé l'analyse des données enregistrées en représentant sur graphique chaque dixième estimation de la réponse impulsionnelle enregistrée pour le déplacement de l'antenne. A partir de ces graphiques, on a identifié les temps de propagation des groupes de signaux reçus se propageant par trajets multiples. La fig. 4.2 montre des exemples d'estimations de la réponse impulsionnelle pour le cas le plus défavorable. L'examen de ces estimations et d'autres enregistrements faits suivant la voie de glissement de l'antenne montre que le premier signal reçu avait un temps de propagation de 0,592 µs par rapport au temps de référence arbitraire $\tau = 0$ choisi pour la mesure. On a démontré que deux autres composantes reçues avaient des temps de propagation de 0,756 µs et 1,134 µs pour certaines des estimations de la réponse impulsionnelle. Ces deux

BILAN DE PUISSANCE POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ

DISTANCE	161.65	M	
ANGLE DE SITE AU RÉCEPTEUR			
DISTANCE OBLIQUE	174.16	м	
PERTES EN ESPACE LIBRE	76.4	dB	
PUISSANCE D'ENTRÉE DE L'ANTENNE DE L'ÉMETTEUR			
DE LA SONDE	21	dBm	
GAINS D'ANTENNE	7	dB*	
PUISSANCE DE SORTIE DE L'ANTENNE DU RÉCEPTION	- 48.4	dBm	
PERTES DANS LA LIGNE DE TRANSMISSION	-11	dB	
PUISSANCE D'ENTRÉE EN ESPACE LIBRE AU FILTRE			
PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	- 59.4	dBm	
TENSION DE COMMANDE DU PRÉAMP. DU DISPOSITIF			
DE CORRÉLATION POUR DES CRÊTES DE 4 V	- 7.16	δV	
PUISSANCE D'ENTRÉE EFFICACE MESURÉE AU FILTRE			
PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	- 60	dBm	
VALEUR ESTIMÉE DE LA PUISSANCE MAXIMALE DU			
RÉCEPTEUR P / R À LA VALEUR EN ESPACE LIBRE	0	dB	
GAIN DE L'AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT	20	dB	
RÉGLAGE DE L'ATTÉNUATEUR DU PRÉAMP.	0	dB	
PERTES PAR ABAISSEMENT DE FRÉQUENCE	- 8	dB	
PERTES DANS LE CONNECTEUR	-2	dB	
GAIN DU RÉCEPTEUR MICRODYNE	43	dB	
PUISSANCE DE LA PORTEUSE À LA SORTIE DE			
70 MHz DU RÉCEPTEUR	-7	dBm	
PLANCHER DE BRUIT À LA SORTIE DE 70 MHz			
DU RÉCEPTEUR	-45	dBm	
P / B À LA PUISSANCE MAXIMALE DU RÉCEPTEUR	38	dB	

* DES GAINS IN SITU DE 3,5 dBI ONT ÉTÉ ESTIMÉS À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES SUR LE TERRAIN. CES GAINS S'ÉCARTENT DE 0,65 dB DES VALEURS MESURÉES DANS LA CHAMBRE ANÉCHOÏQUE (VOIR SECTION 2.2).



FIG. 4.1 CARTE MONTRANT LA CONFIGURATION ADOPTÉE POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ.



FIG. 4.2 ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS DÉFAVORABLE MESURÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'ÉTÉ. L'ABSCISSE REPRÉSENTE LE RETARD EN MICROSECONDES PAR RAPPORT AU MÊME POINT DE RÉFÉRENCE ZÉRO ARBITRAIRE.

composantes se propageant par trajets multiples avaient des niveaux de puissance inférieurs à -18 dB par rapport à la puissance reçue à 0,592 μ s.

L'analyse Doppler de la composante reçue à 0,592 μ s (figure 4.3) a montré qu'un seul signal a été reçu à ce temps de propagation et que son angle d'arrivée était de -81° par rapport au vecteur vitesse de l'antenne de réception. La carte de la figure 4.1 montre la ligne tracée à -86° entre l'émetteur et le récepteur, indiquant que le premier signal reçu était le signal direct de l'émetteur. L'erreur de +5° est attribuable à une combinaison de l'étalonnage non optimal du matériel et des erreurs de positionnement sur la carte. On a effectué une deuxième analyse Doppler pour la composante reçue à 0,756 μ s. La figure 4.4 montre qu'au moins cinq signaux diffusés ont été reçus à des temps de propagation différentiels inférieurs à la résolution du matériel de 0,05 μ s pour ce temps de propagation. Les angles d'arrivée ont été évalués à -81°, -65°, -50°, -19° et +19°. La figure montre plusieurs autres crêtes d'énergie, mais on croit que celles-ci sont attribuables au bruit.

La figure 4.5 montre l'ellipse correspondant au temps de propagation différentiel de $0,164\mu$ s entre le signal de $0,756\mu$ s et le signal de visibilité directe. Dans tous les cas, les signaux se propageant par trajets multiples semblent avoir été causés par la rétrodiffusion sur les arbres longeant le ruisseau. Des calculs trigonométriques dans le plan vertical ont permis de confirmer que la composante retardée reçue à -81° ne pouvait pas avoir été produite par réflexion sur le sol dans la direction de l'émetteur, étant donné que son temps de propagation en excès était trop long.

Des séries chronologiques de valeurs équivalentes d'évanouissements d'enveloppe de signaux reçus sur porteuse ont été calculées à partir d'enregistrements d'estimations de la réponse impulsionnelle faits pendant chacun des trois déplacements de l'antenne dans cette zone. Généralement, on a trouvé qu'il y avait des variations de 1,5 à 2 dB dans les niveaux des signaux moyens. Comme il n'y avait pas d'ombrage, ces variations moyennes des signaux que l'on croit dues à la taille finie de l'échantillon ont été éliminées à l'aide du programme de filtrage à réponse finie aux impulsions. La fig. 4.6 montre la fonction de distribution cumulative représentative des évanouissements par trajets multiples. Cette fonction de distribution a été calculée à partir de 106 échantillons indépendants compilés pour les trois déplacements de l'antenne. En appliquant la méthode de Kolmogorov-Smirnov, on constate qu'il y a une probabilité d'environ 75 % que la FDC vraie des évanouissements d'enveloppe dans un milieu de type champ dégagé soit à ± 10 % de la distribution montrée dans la figure. L'ajustement à une courbe de Rice théorique représentant un rapport K de 20 dB semble assez bon.

L'amplitude de la fonction de corrélation de la fréquence complexe correspondant à chacun des trois déplacements de l'antenne est montrée à la fig. 4.7. Dans tous les cas, il est évident qu'il y a presque corrélation mesures. On s'attendait à ce qu'il en soit ainsi puisqu'il n'y a aucune composante se propageant par trajets multiples qui soit significative dans les estimations de la réponse impulsionnelle.



FIG. 4.4 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE CORRESPONDANT AU RETARD DE 0,756 μs POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.5 CARTE MONTRANT L'ELLIPSE DE RETARD EN EXCÈS DE 0,164 μs POUR LA POSITION CHOISIE POUR L'ANALYSE DÉTAILLÉE DES MESURES RECUEILLIES EN ÉTÉ DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ.



FIG. 4.6 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ CUMULATIVE DES ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE DUS À LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'ÉTÉ. LA TAILLE DE L'ÉCHANTILLON DE L'EXPÉRIENCE ÉTAIT TELLE QU'IL Y A UNE PROBABILITÉ DE 75% QUE LA DISTRIBUTION VRAIE SOIT À ± 10% DES POINTS DE DONNÉES EXPÉRIMENTALES.



FIG. 4.7 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES CALCULÉES À PARTIR DES MESURES FAITES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'ÉTÉ. REMARQUER QUE LA BAISSE RAPIDE DU COEFFICIENT DE CORRÉLATION AU DELÀ DE ± 8 MHZ EST DUE AU FAIBLE RAPPORT SIGNAL / BRUIT À PROXIMITÉ DES EXTRÉMITÉS DE BANDE DU SYSTÈME DE MESURE.

On considère que la compatibilité entre les calculs des pertes en espace libre et le calcul de l'angle d'arrivée pour le signal en visibilité directe à la position du laboratoire mobile à laquelle l'analyse détaillée a été effectuée constitue une vérification de la validité des résultats de mesures fournis. De plus, par intuition, on s'attend à ce que la corrélation de fréquence soit voisine de l'unité pour cette voie, telle que calculée. Ce résultat justifie les méthodes utilisées pour la mesure et le calcul de R_H (f_i, f_j; t_i, t_j).

4.1.2 AUTOMNE

Des mesures de signaux se propageant par trajets multiples ont été effectuées à cinq positions différentes à l'intérieur d'une petite zone dans le grand champ dégagé. Le tableau IV montre le bilan de puissance. On peut constater que la valeur estimée de la puissance reçue maximale est égale à la valeur en espace libre.

Les résultats des mesures effectuées pour quatre des déplacements de l'antenne étaient similaires, et on a enchaîné les données de ces quatre déplacements de façon à obtenir des statistiques représentatives de la zone. Cependant, les données de l'un des déplacements indiquaient la présence de signaux se propageant par trajets multiples de plus grande puissance, ce qui se traduit par une plus grande gamme dynamique d'évanouissements, et une meilleure compatibilité entre la distribution d'évanouissements et une courbe de type Rice pour un rapport K plus faible. Dans les paragraphes qui suivent, on présente des analyses détaillées des mesures de l'un des quatre déplacements qui ont donné des résultats similaires de même que pour le déplacement ayant donné les signaux se propageant par trajets multiples de plus grande puissance.

La figure 4.8 montre des estimations types de la réponse impulsionnelle obtenue pour l'un des quatre déplacements de l'antenne susmentionnés. Aucune composante significative se propageant par trajets multiples n'était évidente. L'analyse Doppler portant sur la seule composante de signal reçue a donné le graphique d'angle d'arrivée de la fig. 4.9. Il est évident, d'après ce graphique, qu'un seul signal a été reçu avec un angle d'arrivée d'environ +82°, ce qui correspond grossièrement à la direction vers l'émetteur.

La fig. 4.10 montre les estimations de la réponse impulsionnelle du cas le plus défavorable pour l'enregistrement des composantes se propageant par trajets multiples de plus grande puissance. L'analyse des 128 estimations de réponse impulsionnelle enregistrées à cette position a montré que le premier signal reçu avait un temps de propagation de 0,617 μ s par rapport à un point de référence zéro arbitraire. De l'énergie a aussi été reçue après un temps de propagation de 0,73 μ s. À quelques positions le long de la voie de glissement de l'antenne, le niveau de puissance de ce signal a présenté une crête à environ -10 dB par rapport à celle du premier signal recu.

L'analyse Doppler pour le temps de propagation de 0,617 $_{\rm \mu}$ s a montré (fig. 4.11) qu'un seul signal fort a été reçu à ce temps de propagation

TABLEAU IV

Bilan de puissance pour les mesures effectuées dans le grand champ dégagé au cours de l'automne

Distance Angle de site au récepteur Distance oblique Pertes en espace libre Puissance d'entrée de l'antenne du transmetteur de la sonde Gains d'antenne Puissance de sortie de l'antenne du récepteur Pertes dans la ligne de transmission Puissance d'entrée en espace libre au filtre passe-bande du récepteur Tension de commande du préamp. du dispositif de corrélation pour des crêtes de 4 V Puissance d'entrée efficace mesurée au filtre passe-bande du récepteur Valeur estimée de la puissance maximale du récepteur p/r à la valeur en espace libre Gain de l'amplification à faible bruit Réglage de l'atténuateur du préamp. Pertes par abaissement de fréquence Pertes dans le connecteur Gain du récepteur Microdyne Puissance de porteuse à la sortie de 70 MHz du récepteur Plancher de bruit à la sortie de 70 MHz du récepteur P/B à la puissance maximale du récepteur

* Des gains in situ de 3,5 dBi ont été estimés à partir des mesures effectuées sur le terrain. Ces gains s'écartent de 0,65 dB des valeurs mesurées dans la chambre anéchoïque (voir section 2.2).



FIG. 4.8 ESTIMATIONS TYPES DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE BASÉES SUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'AUTOMNE. CES MESURES CONCERNENT L'UN DES QUATRE DÉPLACEMENTS D'ANTENNE QUI ONT DONNÉ DES CARACTÉRISTIQUES SIMILAIRES DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES.


FIG. 4.9 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE CORRESPONDANT AU TEMPS DE PRO-PAGATION DE 0,617 μs POUR LES MESURES EFFECTUÉES EN AUTOMNE DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ (CAS DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES DE FAIBLE PUISSANCE).



FIG. 4.10 ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS DÉFAVORABLE ENREGISTRÉES LORS DES MESURES EFFECTUÉES EN AUTOMNE DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ. CES EXEMPLES PROVIEN-NENT DE LA SÉRIE CHRONOLOGIQUE DE MESURES DANS LAQUELLE ON A OBSERVÉ LES SIGNAUX SE PROPAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES DE PLUS GRANDE PUISSANCE.

d'un angle d'environ -80° par rapport au vecteur vitesse de l'antenne de réception. Cet angle correspond bien à la direction vers l'émetteur. Une deuxième analyse Doppler a été effectuée pour le groupe de signaux reçus à $0,73\mu$ s. La figure 4.12 montre qu'il y avait au moins trois signaux diffusés dans ce groupe, dont les angles d'arrivée étaient de -79°, +19° et +50°. On croit que ces signaux secondaires sont dus à la rétrodiffusion par les arbres se trouvant en bordure du champ derrière le laboratoire mobile.

Après avoir éliminé les variations de 2,5 à 4 dB de la moyenne (apparemment dues encore à la taille finie de l'échantillon), on a trouvé qu'il y avait un bon ajustement entre la distribution des évanouissements de l'enveloppe pour le cas de la propagation par trajets multiples de plus grande puissance et une distribution de Rice théorique pour un rapport K compris entre 14 et 16 dB. On n'a pas calculé de limites de confiance en raison de la taille limitée de l'échantillon.

Les variations de la valeur moyenne des données de la série chronologique de l'enveloppe pour les quatre déplacements d'antenne qui ont donné des résultats similaires étaient généralement dans la plage de 2 à 3 dB, et on a supposé qu'elles étaient encore dues au matériel. La FDC expérimentale représentative calculée à partir des données de moyenne constante est représentée à la fig. 4.13. Cette fonction a été calculée à partir de 167 points d'échantillonnage indépendants de façon que la distribution vraie se trouve à \pm 10 % des valeurs calculées au niveau de confiance de 95 %. Comme pour les mesures effectuées au cours de l'été, on a trouvé que la distribution de Rice théorique de meilleur ajustement correspond à un rapport K de 20 dB.

La figure 4.14 montre les fonctions de corrélation des fréquences espacées calculées à partir de cinq séries de mesures. Le dernier graphique de la figure représente la fonction correspondant au cas de propagation par trajets multiples de plus grande puissance. La diminution de corrélation résultant de l'accroissement de la puissance est évidente et représente un facteur d'environ 2 %. Dans tous les cas, la corrélation est demeurée élevée sur toute la largeur de bande de mesure. Il en était de même pour les résultats des mesures effectuées au cours de l'été. On ne prévoit aucune dégradation due à la propagation par trajets multiples dans les communications numériques sur les voies utilisées pour les mesures. La fig. 4.15 montre une comparaison des résultats des mesures effectuées en été et en automne pour la même position du véhicule. Il n'y a aucune dégradation apparente attribuable à la chute des feuilles.

4.2 MESURES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE

On a effectué, dans une petite zone dégagée, des déplacements d'antenne pour des positions contiguës obtenues en déplaçant chaque fois le véhicule d'une fois sa longueur (fig. 4.16). Pour toutes les positions, le vecteur vitesse de l'antenne de réception formait un angle d'environ 80° avec la direction vers l'émetteur. La distance oblique vers cette zone était d'environ 200 m, et l'angle de site, de près de 18°.



FIG. 4.12 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE POUR LES SIGNAUX REÇUS AU RETARD DE 0,73 µs LORS DES MESURES EFFECTUÉES EN AUTOMNE DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ (CAS DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES DE PLUS GRANDE PUISSANCE).



FIG. 4.13 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ COMULATIVE DES ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE DUS À LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'AUTOMNE. LA TAILLE DE L'ÉCHANTILLON DE L'EXPÉRIENCE ÉTAIT TELLE QU'IL Y A UNE PROBABILITÉ DE 95% QUE LA DISTRIBUTION VRAIE SOIT À ± 10% DES POINTS DE DONNÉES EXPÉRIMENTALES.



FIG 4.14 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES CALCULÉES À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ AU COURS DE L'AUTOMNE. LA DIMINUTION RAPIDE DE LA CORRÉLATION AU-DELÀ DE ±8 MHz À PARTIR DU MILIEU DE LA BANDE EST DUE À UNE DÉTÉRIORATION DU RAPPORT S / B AUX EXTRÉMITÉS DE BANDE DU SYSTÈME DE MESURE.



FIG. 4.15 COMPARAISON DES FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES DES MESURES EFFECTUÉES EN ÉTÉ ET EN AUTOMNE DANS LE GRAND CHAMP DÉGAGÉ.



FIG. 4.16 CARTE MONTRANT LA CONFIGURATION ADOPTÉE POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE.

TABLEAU V

BILAN DE PUISSANCE POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE.

DISTANCE ANGLE DE SITE AU RÉCEPTEUR DISTANCE OBLIQUE PERTES EN ESPACE LIBRE	199.78 17.8 209.84 79	M OEG M dB
PUISSANCE D'ENTRÉE DE L'ANTENNE DE L'EMIC (TEUR DE LA SONDE	21	dBm
GAINS D'ANTENNE	7	dB
PUISSANCE DE SORTIE DE L'ANTENNE DE RÉCEPTION	51	dBm
PERTES DANS LA LIGNE DE TRANSMISSION	-11	dB
PUISSANCE D'ENTRÉE EN ESPACE LIBRE AU FILTRE		
PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	62	dBm
TENSION DE COMMANDE DU PRÉAMP. DU OISPOSITIF OE		
CORRÉLATION POUR DES CRÊTES DE 4 V	~6.85V	
PUISSANCE D'ENTRÉE EFFICACE MESURÈE AU FILTRE		
PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	62	dBm
VALEUR ESTIMÉE DE LA PUISSANCE MAXIMALE DU RÉCEPTEUR		
P / R À LA VALEUR EN ESPACE LIBRE	0	dB
GAIN DE L'AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT	20	dB
RÉGLAGE DE L'ATTÈNUATEUR DU PRÉAMP.	C) dB
PERTES PAR ABAISSEMENT DE FRÉQUENCE	- 8	3 dB
PERTES DANS LE CONNECTEUR	- 2	2 dB
GAIN DU RÉCEPTEUR MICRODYNE	4:	3 dB
PUISSANCE DE LA PORTEUSE À LA SORTIE DE 70 MHz		
DU RECEPTEUR	-	9 dBm
PLANCHER DE BRUIT À LA SORTIE DE 70 MHz DU RÉCEPTEUR	4	5 dBm
P / B A LA PUISSANCE MAXIMALE DU RÉCEPTEUR	3	6 dB

* DES GAINS IN SITU DE 3,5 dBI ONT ÉTÉ ESTIMÉS À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES SUR LE TERRAIN. CES GAINS S'ÉCARTENT DE 0,65 dB DES VALEURS MESURÉES DANS LA CHAMBRE ANÉCHOIQUE (VOIR SECTION 2.2)

4.2.1 ÉTÉ

On a fait des mesures pour cinq parcours d'antenne au cours de L'enregistrement choisi pour l'analyse détaillée correspond à la l'été. troisième position du véhicule, soit à peu près au milieu du parcours total de l'antenne, de 24,4 m, pour les cinq déplacements. Le tableau V montre le bilan de puissance. On a une fois de plus estimé que la puissance recue maximale était égale à la valeur en espace libre. Aux points correspondant aux maxima de puissance reçue le long du parcours de l'antenne, le trajet à partir de l'émetteur n'était que partiellement obstrué par les feuilles de la cime d'un gros érable (fig. 4.19). À d'autres positions de l'antenne. la puissance de la réponse impulsionnelle estimée au temps de propagation correspondant au premier signal reçu a baissé d'une valeur aussi élevée que 28 dB. Même si cette baisse a pu être causée en partie par les composantes se propageant par trajets multiples reçues à un temps de propagation inférieur au pouvoir de résolution du matériel (les calculs Doppler montrent la présence de deux signaux secondaires plus faibles à ce temps de propagation), on croit que la plus grande partie de l'évanouissement était due à l'obstruction du trajet par le tronc de l'arbre (0,61 m de diamètre à la hauteur de la poitrine) et les branches.

On a représenté sur graphique chaque dixième estimation de la réponse impulsionnelle pour le parcours d'antenne afin de déterminer les temps de propagation par trajets multiples. La fig. 4.18 montre des exemples du cas le plus défavorable. On a trouvé que les composantes reçues avaient des temps de propagation de 0,58 et 0,756 μ s. La puissance du signal de 0,756 μ s était d'environ -7 dB par rapport à celle du signal de 0,58 μ s. On a une fois de plus effectué une analyse Doppler pour déterminer les angles d'arrivée. La fig. 4.17 est le graphique de l'angle d'arrivée correspondant au temps de propagation de 0,58 μ s. Elle montre une composante Doppler dominante correspondant à un angle d'arrivée de +81°. Il est évident, d'après la figure 4.16, que cet angle correspond à la direction vers l'émetteur. Il y a aussi une deuxième composante Doppler avec un angle d'arrivée de 90° et une troisième avec un angle d'arrivée de +73°. Les puissances de ces composantes étaient respectivement de 7,6 dB et 9,4 dB inférieures à la puissance de la composante à 81°. Étant donné que ces trois composantes de signal sont arrivées à des temps de propagation différentiels inférieurs au pouvoir de résolution du matériel. les longueurs de trajet en excès doivent toutes être inférieures ou égales à 15 m. La fig. 4.20 montre l'ellipse de temps de propagation en excès de $0,05 \,\mu\,s$ pour cette position.

Il est difficile de déterminer si la composante indirecte de plus grande puissance a été causée par rétrodiffusion ou par prodiffusion, étant donné qu'elle peut avoir son origine à n'importe quelle distance à l'intérieur de l'ellipse de $0,05\mu$ s. Par contre, la composante indirecte la plus faible est définitivement due à la rétrodiffusion, comme on l'a déterminé à partir de la carte et de l'angle d'arrivée.

La figure 4.21 montre 7 composantes Doppler rattachées à la puissance reçue à $0,756\mu$ s. Ces composantes sont représentées graphiquement à la fig. 4.20 sous forme de rayons arrivant de points de réflexion sur l'ellipse de retard (0,58 + 0,176 μ s). Ce graphique indique



FIG. 4.17 PHOTOGRAPHIE PRISE À PARTIR DU LABORATOIRE MOBILE EN DIRECTION DE LA TOUR DE TRANSMISSION SITUÉE DERRIÈRE LES ARBRES. ON PEUT VOIR UNE PARTIE DE LA PLATE-FORME DU NIVEAU INFÉRIEUR DE LA TOUR DANS L'OUVERTURE ENTRE LES ARBRES.



FIG. 4.18 EXEMPLES DES ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS FAVORABLE MESURÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE AU COURS DE L'ÉTÉ. L'ABSCISSE REPRÉSENTE LE TEMPS DE PROPAGATION EN μS PAR RAPPORT À UN POINT DE RÉFÉRENCE ZÉRO ARBITRAIRE.







FIG. 4.20 CARTE MONTRANT LA CONFIGURATION ADOPTÉE POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE ET LES ELLIPSES DE TEMPS DE PROPAGATION EN EXCÉS DE 0,05 µS ET 0,176 µS POUR LES MESURES DE PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES EFFECTUÉES AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.21 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE CORRESPONDANT AU SIGNAL REÇU À 0,756 μs POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE AU COURS DE L'ÉTÉ.

que les composantes de ce groupe de retard sont toutes causées par la rétrodiffusion et que les sources des signaux se trouvent à peu près au centre du bosquet.

Les variations de la moyenne des valeurs calculées de l'enveloppe du signal reçu après filtrage à réponse finie aux impulsions avaient une amplitude d'environ 9 dB. Etant donné que ces variations sont beaucoup plus grandes que celles enregistrées dans le champ dégagé en raison de la taille définie de l'échantillon, on considère qu'elles sont principalement dues à l'ombrage causé par les troncs d'arbres et les feuillages. La fig. 4.22 montre la FDC représentative des évanouissements d'enveloppe dus à la propagation par trajets multiples. Cette fonction a été calculée à partir des ensembles enchaînés de données enregistrées pour chacun des cinq déplacements d'antenne. Les 177 points d'échantillonnage indépendants des ensembles enchaînés de données ont donné une bande d'erreur de ± 10 % pour la FDC expérimentale au niveau de confiance de 94 %. La figure montre qu'il y a une bonne correspondance avec une distribution de Rice théorique représentant un rapport K de 10 dB.

La fig. 4.23 montre les fonctions de corrélation des fréquences espacées pour les cinq enregistrements correspondant chacun au déplacement de l'antenne sur une longueur du véhicule. Ces figures montrent que même pour la plus défavorable des cinq voies utilisées pour les mesures, la corrélation reste supérieure à 55 % sur toute la largeur de bande des instruments. L'asymétrie rattachée à un couple des fonctions est une preuve qu'il y avait un certain degré de corrélation entre les composantes se propageant par trajets multiples. On croit qu'aucune des voies utilisées pour les mesures ne présente une dégradation importante due au brouillage entre symboles pour les largeurs de bandes de transmission à l'intérieur de la largeur de bande mesurée de 10 MHz.

4.2.2 AUTOMNE

Au cours de l'automne, on a effectué des enregistrements pour deux positions contiguës obtenues en déplaçant le véhicule d'une fois sa longueur. On a fait des calculs détaillés pour les données enregistrées à une position du véhicule qui était approximativement la même que la position pour laquelle on a fait les calculs détaillés à partir des mesures faites en été. Le tableau VI montre le bilan de puissance. La valeur estimée de la puissance reçue maximale était approximativement égale (de 0,5 dB inférieure) à la valeur en espace libre. D'après les graphiques de la réponse impulsionnelle (exemples à la fig 4.24) pour cet ensemble de mesures, on constate que l'énergie a été reçue en groupes de signaux à des temps de propagation de 0,58, 0,718, 0,869 et 0,995 µs (point de référence zéro arbitraire). La crête de puissance des signaux des groupes secondaires était de -4 dB par rapport à celle du premier signal reçu pour une ou deux des estimations de la réponse impulsionnelle.

L'analyse Doppler effectuée pour le temps de propagation de 0,58 μ s (fig. 4.25) montre une forte pointe d'énergie représentant un angle d'arrivée de +81°, la direction vers l'émetteur. Au moins (fig. 4.26) cinq composantes se propageant par trajets multiples ont été reçues au temps de propagation de 0,718 μ s avec des angles d'arrivée de +81°, -19°, -38°, -49°



FIG. 4.22 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ CUMULATIVE DES ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE AU COURS DE L'ÉTÉ DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE. LA TAILLE DE L'ÉCHANTILLON ÉTAIT TELLE QU'IL Y A UNE PROBABILITÉ DE 94% QUE LA DISTRIBUTION VRAIE SOIT À ± 10% DES POINTS DE DONNÉES EXPÉRIMENTALES.



FIG. 4.23 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES POUR LES MESURES EFFECTUÉES AU COUURS DE L'ÉTÉ DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE. LA BAISSE SOUDAINE DE LA CORRÉLATION AU-DELÀ DE ± 8,5 MHz À PARTIR DU MILIEU DE LA BANDE EST DUE À LA DÉTÉRIORATION DU RAPPORT SIGNAL / BRUIT AUX EXTÉMITÉS DE BANDE DU SYSTÈME DE MESURE.



FIG. 4.24 EXEMPLES D'ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS DÉFAVORABLE MESURÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE AU COURS DE L'AUTOMNE.

TABLEAU VI

Bilan de puissance pour les mesures effectuées dans le grand champ dégagé au cours de l'automne

Distance Angle de site au récepteur Distance oblique Pertes en espace libre Puissance d'entrée de l'antenne de l'émetteur de la sonde Gains d'antenne Puissance de sortie de l'antenne du récepteur Pertes dans la ligne de transmission Puissance d'entrée en espace libre au filtre passe-bande du récepteur Tension de commande du préamp. du dispositif de corrélation pour des crêtes de 4 V Puissance d'entrée efficace mesurée au filtre passe-bande du récepteur Valeur estimée de la puissance maximale du récepteur p/r à la valeur en espace libre Gain de l'amplificateur à faible bruit Réglage de l'atténuateur du préamp. Pertes par abaissement de la fréquence Pertes dans le connecteur Gain du récepteur Microdyne Puissance de la porteuse à la sortie de 70 MHz du récepteur Plancher de bruit à la sortie de 70 MHz du récepteur P/B à la puissance maximale du récepteur

* Des gains in situ de 3,5 dBi ont été estimés à partir des mesures effectuées sur le terrain. Ces gains s'écartent de 0,65 dB des valeurs mesurées dans la chambre anéchoïque (voir section 2.2).



FIG. 4.26 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE DES COMPOSANTES SE PROPAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES REÇUES AU TEMPS DE PROPAGATION DE 0,718 µs DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE AU COURS DE L'AUTOMNE.

et -58°. La plus forte de ces composantes avait une puissance de -13 dB par rapport au signal direct. Comme dans le cas des mesures effectuées au cours de l'été, ces signaux semblent avoir été causés par la rétrodiffusion sur les arbres se trouvant derrière le laboratoire mobile. Les graphiques Doppler correspondant à l'énergie reçue à 0,869 et 0,995 μ s montrent de nombreuses composantes possibles avec des angles d'arrivée très étalés, mais on considère que ces données ne sont pas fiables étant donné les faibles rapports signal/bruit à ces temps de propagation.

Les variations du niveau moyen de l'enveloppe du signal reçu étaient encore dans la gamme de 8 à 9 dB. La figure 4.27 montre la FDC expérimentale représentative calculée à partir des deux ensembles enchaînés de données après élimination des variations de la moyenne. Les 71 points de données indépendants utilisés pour le calcul donnent une borne d'erreur de \pm 20 % au niveau de confiance de 99 %. La comparaison avec des distributions de Rice théoriques montre que l'évanouissement peut être bien représenté par une courbe théorique basée sur un rapport K dans la gamme de 8 à 10 dB.

La figure 4.28 montre les caractéristiques de corrélation de la fréquence. Une fois de plus, cette figure montre une importante corrélation sur une largeur de bande étendue, ce qui indique que la dégradation due au brouillage entre symboles n'est pas un problème important aux vitesses de transmission pratiques. La figure 4.29 compare les graphiques de corrélation des mesures effectuées en été et en automne pour la même position du véhicule. Les fonctions sont similaires, exception faite des petits écarts auxquels on peut s'attendre en raison des légères différences dans le rapport S/B ou la position du véhicule.

4.3 MESURES EFFECTUÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE

On a effectué des mesures avec le véhicule stationné sur une route étroite. Des branches surplombaient la voie de glissement de l'antenne à partir d'une hauteur d'environ 2 m au-dessus de l'antenne. L'érable qui produisait l'ombre lorsqu'on a effectué les mesures dont il était question dans la section précédente se trouvait à environ 4 m de la voie de glissement de l'antenne, dans la direction vers l'émetteur. La distance oblique à la zone était d'environ 180 m, et l'angle de site à l'unité mobile, de 20°.

4.3.1 ÉTÉ

Au cours de l'été, on a effectué des enregistrements pour sept positions contiguës obtenues en déplaçant chaque fois le véhicule d'une fois sa longueur, la distance ainsi couverte étant d'environ 35 m de route. L'enregistrement choisi pour l'analyse détaillée était un huitième enregistrement effectué un autre jour à peu près à mi-chemin du déplacement de 35 m. L'érable projetait une ombre sur toute la longueur de la voie de glissement de l'antenne à cette position intermédiaire, de sorte qu'il n'y avait pas de visibilité directe entre l'antenne d'émission et le laboratoire mobile. Seul l'arrière du véhicule, qui dépasse l'antenne lorsqu'elle est à sa position la plus reculée, pouvait être vu de l'antenne d'émission sur la tour de 65 m (fig. 4.30). On peut constater,



FIG. 4.27 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ CUMULATIVE DES ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE PEN-DANT L'AUTOMNE. LA TAILLE DE L'ÉCHANTILLON ÉTAIT TELLE QU'IL Y A UNE PROBABILITÉ DE 99% QUE LA DISTRIBUTION VRAIE SOIT À ±20% DES POINTS DE DONNÉES EXPÉRIMENTALES.



FIG. 4.28 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES POUR LES MESURES EFFECTUÉES DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE AU COURS DE L'AUTOMNE. LA DIMINUTION RAPIDE DE LA CORRÉLATION AU-DELÀ DE ±8 MHz À PARTIR DU MILIEU DE LA BANDE EST DUE À UNE DÉTÉRIORATION DU RAPPORT S / B AUX EXTRÉMITÉS DE BANDE DU SYSTÈME DE MESURE.



FIG. 4.29 COMPARAISON DES FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES POUR LES MESURES EFFECTUÉES EN ÉTÉ ET EN AUTOMNE DANS LA PETITE ZONE DÉGAGÉE.



FIG. 4.30 PHOTOGRAPHIE PRISE DE L'ANTENNE D'ÉMISSION EN DIRECTION DU LABORATOIRE MOBILE. LA POSITION DU LABORATOIRE MOBILE EST IDENTIFIÉE PAR LES FLÈCHES PLACÉES EN HAUT ET À DROITE DE L'IMAGE. LA TACHE BLANCHE QU'ON VOIT LE LONG DE LA ROUTE EST LA PARTIE LA PLUS ARRIÈRE DU VÉHICULE.

TABLEAU VII

BILAN DE PUISSANCE POUR LES MESURES EFFECTUÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'ÉTÉ.

DISTANCE ANGLE DE SITE AU RÉCEPTEUR DISTANCE OBLIQUE PERTES EN ESPACE LIBRE	176.9 M 20 DEG 188.2 M 77 dB	
PUISSANCE D'ENTRÉE DE L'ANTENNE DE L'EMETTEUR DE LA SONDE GAINS D'ANTENNE PUISSANCE DE SORTIE DE L'ANTENNE DU RÉCEPTEUR	21 dBm 7 dB* -49	
PERTES DANS LA LIGNE DE TRANSMISSION	-11 dBm	
PUISSANCE D'ENTRÉE EN ESPACE LIBRE AU FILTRE PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	- 60	
TENSION DE COMMANDE DU PRÉAMP. DU DISPOSITIF DE CORRÉLATION POUR LES CRÊTES DE 4 V PUISSANCE D'ENTRÉE EFFICACE MESURÉE PAR RAPPORT	+ 6.66 V	
AU FILTRE PASSE-BANDE DU RÉCEPTEUR	-63 dBm	
VALEUR ESTIMÉE DE LA PUISSANCE DU RÉCEPTEUR P/R À LA VALEUR EN ESPACE LIBRE	-3 dB	
GAIN DE L'AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT RÉGLAGE DE L'ATTÉNUATEUR DE PRÉAMP. PERTES PAR ABAISSEMENT DE FRÉQUENCE	20 dB 0 dB 8	
PERTES DANS LE CONNECTEUR	dB -2 dB	
RAIN DE RÉCEPTEUR MICRODYNE UISSANCE DE LA PORTEUSE À LA SORTIE DE 0 MHZ DU RÉCEPTEUR	43 dB 10 dBm	
LANCHER DE BRUIT À LA SORTIE DE 70 MHZ U RÉCEPTEUR	- 45 dBm	
B & LA PUISSANCE MAXIMALE DU RÉCEPTEUR	35 dB	

 DES GAINS IN SITU DE 3,5 dBI ONT ÉTÉ ESTIMÉS À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES SUR LE TERRAIN. CES GAINS S'ÉCARTENT DE 0,65 dB DES VALEURS MESURÉES DANS LA CHAMBRE ANÉCHOIQUE (VOIR SECTION 2.2)

D

dans le bilan de puissance montré au tableau VII que la valeur estimée de la puissance reçue maximale était de 3 dB inférieure à la valeur calculée en espace libre.

En appliquant les mêmes méthodes d'analyse qu'aux sections précédentes, on a représenté graphiquement chaque dixième estimation de la réponse impulsionnelle. La fig. 4.31 montre des exemples du cas le plus défavorable. D'après ces exemples et d'autres des 128 enregistrements effectués pour des déplacements d'antenne sur la longueur du véhicule, des composantes de signaux ont été reçues à des temps de propagation de 0,592, 0.819 et 1,22 $_{\rm H}$ s. Le signal reçu à 0,819 $_{\rm H}$ s était de 10 dB inférieur au signal recu à 0,592 μ s. Les calculs Doppler (fig. 4.32) effectués par rapport au premier signal reçu, qui était le plus fort, donnent un angle d'arrivée de -29°. Le trajet à -29° est tracé sur la carte de la figure 4.33. Il est difficile de déterminer la source réelle de réflexion en raison de la référence arbitraire du temps de propagation. Le garde-fou métallique du pont, cependant, semble correspondre aux conditions de l'angle d'arrivée. On a donc supposé que le point de réflexion était situé à l'intérieur du triangle tracé à proximité de l'extrémité du pont. On a utilisé la longueur du trajet de propagation passant par ce point comme référence pour tracer une ellipse de temps de propagation en excès pour les autres signaux se propageant par trajets multiples.

Le graphique de l'angle d'arrivée (fig. 4.34) pour le signal de 0,819 μ s indique que l'énergie a été reçue suivant des angles d'arrivée de +37°, +49° et -19°. La fig. 4.33 montre l'ellipse de temps de propagation représentant les sources possibles de ces signaux. Une fois de plus, on constate que les signaux sont causés par rétrodiffusion sur des obstacles derrière le laboratoire mobile. La fig. 4.35 montre les résultats des calculs Doppler effectués pour la composante de 1,22 μ s. On croit que la plupart des crêtes représentées sur ce graphique sont causées par le bruit, étant donné que la puissance à ce temps de propagation était très faible. La plus haute crête du graphique indique qu'un signal faible peut avoir été reçu suivant un angle de -59°, mais aucune source de réflexion n'a pu être identifiée sur la carte.

Les résultats du filtrage à réponse finie aux impulsions montrent que l'amplitude des variations de l'enveloppe du signal reçu était d'environ 6 dB. Étant donné que les mesures utilisées pour l'analyse détaillée présentée dans les paragraphes précédents n'ont pas été faites le même jour que les autres mesures, les données de cet ensemble n'ont pas été enchaînées avec celles des sept autres ensembles pour le calcul de la FDC d'évanouissements représentative de la zone. La figure 4.36, cependant, montre la FDC calculée à partir de cet ensemble de données de taille limitée. Étant donné la petite taille de l'ensemble, on a utilisé toutes les données pour calculer la FDC. Des échantillons prélevés à des distances inférieures à la distance de corrélation peuvent par conséquent avoir été utilisées dans le calcul. La figure montre qu'il y a un bon ajustement par rapport à une distribution de type Rayleigh représentant un rapport K de 10 dB, mais on ne peut pas attribuer de limites de confiance au graphique en raison de la petite taille de l'échantillon. Cette FDC est néanmoins similaire à celles calculées à partir des mesures faites pour la même position du véhicule les autres jours. La fig. 4.37 montre la FDC



FIG. 4.31 ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS DÉFAVORABLE MESURÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.33 CARTE MONTRANT LA CONFIGURATION ADOPTÉE POUR LES MESURES EFFECTUÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.35 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE POUR LES COMPOSANTES SE PRO-PAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES REÇUES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE À UN TEMPS DE PROPAGATION DE 1,22 μs AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.36 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ CUMULATIVE CORRESPON-DANT À LA POSITION DU LABORATOIRE MOBILE POUR LAQUELLE ON A FAIT LES CALCULS DÉTAILLÉS. CETTE FONCTION EST REPRÉSENTATIVE DES FDC CALCULÉES À PARTIR DES ENSEMBLES DE DONNÉES SIMPLES ENREGISTRÉES LE LONG DE ROUTE ÉTROITE.





représentative calculée à partir des sept ensembles enchaînés de données de 128 points enregistrées un autre jour. Les 247 points de données indépendants utilisés pour calculer cette fonction donnent une borne d'erreur de ± 10 % pour la courbe expérimentale, au niveau de confiance de 96 %. La courbe présente une bonne compatibilité avec une distribution de Rice pour K = 10 dB.

La fig. 4.38 montre les fonctions de corrélation des fréquences espacées pour les 8 ensembles de données. Dans tous les cas, les courbes présentent une largeur de bande de cohérence exceptionnellement étendue pour les voies sur lesquelles ont porté les mesures. Des asymétries mineures indiquent une fois de plus qu'il y a un certain degré de corrélation entre les composantes dispersées.

4.3.2 AUTOMNE

Au cours de l'automne, on a enregistré quatre ensembles de données. Chacun de ces ensembles de données correspond au déplacement de l'antenne sur la longueur du véhicule pour quatre positions contiguës obtenues en déplaçant chaque fois le véhicule d'une fois sa longueur le long de la route étroite. Étant donné l'absence de feuilles dans les arbres, il y avait visibilité directe en direction de l'émetteur. Le tableau VIII montre le bilan de puissance pour la position dont les données ont été utilisées dans les calculs détaillés (même position que pour les calculs détaillés basés sur les mesures effectuées en été). Il montre que la valeur estimée de la puissance reçue maximale est égale à la valeur en espace libre.

Les enregistrements de la réponse impulsionnelle (fig. 4.39) montrent l'énergie reçue à des temps de propagation de 0,167, 0,819 et 0,882 microseconde par rapport à un temps de référence zéro arbitraire. La puissance combinée des signaux reçus secondaires était de plus de 6 dB inférieure à celle du signal reçu pour la plus grande partie du déplacement de l'antenne. Les résultats de l'analyse Doppler (fig. 4.40) de l'énergie reçue à 0,167 μ s montrent une contribution importante à travers une fenêtre étroite à -56°, et une contribution secondaire à un niveau de puissance d'environ 12 dB plus faible à un angle d'arrivée de -19°. L'angle de -56° coïncide avec la direction vers l'émetteur telle que déterminée à partir de la carte. La figure 4.41 montre que l'énergie de l'une des composantes de 0,819 µs présentait une crête à un niveau de puissance de 18 dB au-dessous de celui du signal direct. Cette figure montre aussi qu'au moins sept composantes de signal ont été reçues dans ce groupe de temps de propagation, avec des angles d'arrivée de -76°, -54°, -38°, 0°, +29°, +42° et +70°. La fig. 4.42 montre l'ellipse du temps de propagation en excès de 0,202 μ s (0,819 - 0,617 μ s). Des éléments particulièrement intéressants de cette figure sont les signaux reçus du secteur compris entre -40° et -80°, qui sont vraisemblablement le résultat de réflexions sur la ligne de transmission du côté sud du chemin Old Carp et sur la clôture du côté nord du chemin. Ces signaux n'ont pas été identifiés dans les mesures effectuées au cours de l'été, probablement parce que les surfaces de réflexion étaient cachées par le feuillage.

TABLEAU VIII

Bilan de puissance pour les mesures effectuées le long de la route étroite au cours de l'automne

Distance Angle de site au récepteur Distance oblique Pertes en espace libre Puissance d'entrée de l'antenne de l'émetteur de la sonde Gains d'antenne Puissance de sortie de l'antenne du récepteur Pertes dans la ligne de transmission Puissance d'entrée en espace libre au filtre passe-bande du récepteur Tension de commande du préamp. du dispositif de corrélation pour des crêtes de 4 V Puissance d'entrée efficace mesurée au filtre passe-bande du récepteur Valeur estimée de la puissance maximale du récepteur p/r à la valeur en espace libre Gain de l'amplificateur à faible bruit Réglage de l'atténuateur du préamp. Pertes par abaissement de la fréquence Pertes dans le connecteur Gain du récepteur Microdyne Puissance de la porteuse à la sortie de 70 MHz du récepteur Plancher de bruit à la sortie des 70 MHz du récepteur P/B à la puissance maximale du récepteur

* Des gains in-situ de 3,5 dBi ont été estimés à partir des mesures effectuées sur le terrain. Ces gains s'écartent de 0,65 dB des valeurs mesurées dans la chambre anéchoïde (voir Section 2.2).



FIG. 4.38 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES CALCULÉES À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'ÉTÉ. LA BAISSE RAPIDE DE LA CORRÉLATION AU DELÀ DE ±8,5 MHz À PARTIR DU MILIEU DE LA BANDE EST DUE À LA DÉTÉRIORA-TION DU RAPPORT S / B À PROXIMITÉ DES EXTRÉMITÉS DE BANDE DU SYSÈME DE MESURE.



FIG. 4.38 (SUITE) FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES CALCULÉES À PARTIR DES MESURES EFFECTUÉES DE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'ÉTÉ.



FIG. 4.39 EXEMPLES D'ESTIMATIONS DE LA RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CAS LE PLUS DÉFAVORABLE ENREGISTRÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'AUTOMNE.



FIG. 4.40 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE POUR LES COMPOSANTES SE PRO-PAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES MESURÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU RETARD DE 0,617 µS AU COURS DE L'AUTOMNE.



FIG. 4.41 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE POUR LES COMPOSANTES SE PRO-PAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES MESURÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU RETARD DE 0,819 μs AU COURS DE L'AUTOMNE.

La figure 4.43 montre les angles d'arrivée des composantes du groupe de temps de propagation de 0,882 μ s. Il y a un signal dominant ayant un angle d'arrivée de +45° et deux autres ayant des angles d'arrivée de +81° et + 30°. La fig. 4.42 montre l'ellipse du temps de propagation de 0,265 μ s de ce groupe. Il semble d'après cette figure que les composantes se propageant par trajets multiples reçues à 0,882 μ s proviennent de la même zone globable que les signaux se propageant par trajets multiples reçus au cours de l'été; ils résultent probablement de la réflexion sur les troncs d'arbres.

Les résultats du filtrage à réponse finie aux impulsions montrent que les variations de crête à crête de la moyenne de l'enveloppe des signaux reçus avaient une amplitude d'environ 7 dB. La fig. 4.44 montre la FDC représentative pour l'évanouissement par trajets multiples. Les quatre enregistrements qui étaient disponibles pour l'analyse ont donné l41 points d'échantillonnage indépendants et une borne d'erreur résultante pour la distribution expérimentale de 10 % au niveau de confiance de 88 %. La figure montre qu'il y a un bon ajustement avec les distributions de type Rice théoriques pour des rapports K dans la plage de 8 à 10 dB.

La figure 4.45 montre les fonctions de corrélation des fréquences espacées. Les figures montrent qu'il y a eu des variations plus importantes de corrélation de la fréquence en différents points de cette zone au cours de l'automne que dans toutes les autres mesures. Dans la plupart des cas, les variations consistent en des diminutions de 2 % à 10 % de la corrélation sur la largeur de bande de la voie, à partir de 2 à 3 MHz du milieu de la bande. Ces baisses soudaines sont probablement dues à des réflexions spéculaires relativement fortes avec des temps de propagation égaux à l'inverse de la largeur de bande au point où la baisse de corrélation se produit. Étant donné que les baisses de corrélation sont faibles et uniformes sur la plus grande partie de la largeur de bande, la dégradation des communications numériques résultant du brouillage entre symboles sur une voie du type de celle utilisée pour les mesures serait minimale. On constate cependant dans un cas (fig. 4.45 b)) que la corrélation diminue graduellement à partir d'environ 4 MHz, de façon symétrique de part et d'autre du milieu de la bande. Sur ce graphique, une corrélation de 25 % est atteinte à environ +8 MHz. En se basant sur une limite de 10 % et sur quelques décisions arbitraires concernant les amplitudes de corrélation auxquelles il se produit une dégradation importante, on considère que cette voie est limitée aux largeurs de bande de transmission d'environ 750 à 800 kHz pour qu'il y ait des conditions d'évanouissement uniforme.

La figure 4.46 donne une comparaison des fonctions de corrélation obtenues en été et en automne pour la même position du laboratoire mobile. La figure montre qu'il y a une baisse soudaine de l0 % de la corrélation aux fréquences au-delà de 2 MHz à partir du milieu de la bande pour la fonction calculée à partir des mesures effectuées en automne.


FIG. 4.42 CONFIGURATION ADOPTÉE POUR LES MESURES EFFECTUÉES EN AUTOMNE LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE. LA FIGURE MONTRE AUSSI LES ELLIPSES DE RETARD EN EXCÈS DE 0,202 µS ET 0,265 µS.



FIG. 4.43 GRAPHIQUE DE L'ANGLE D'ARRIVÉE DES COMPOSANTES SE PROPAGEANT PAR TRAJETS MULTIPLES MESURÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE À 0,882 µs AU COURS DE L'AUTOMNE.



FIG. 4.44 FONCTION DE DISTRIBUTION DE PROBABILITÉ CUMULATIVE DES ÉVANOUISSEMENTS D'ENVELOPPE LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'AUTOMNE. LA TAILLE DE L'ÉCHANTILLON ÉTAIT TELLE QU'IL Y A UNE PROBABILITÉ DE 88% QUE LA DISTRIBUTION VRAIE SOIT À ±10% DES POINTS DE DONNÉES EXPÉRIMENTALES.



FIG. 4.45 FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES COR-RESPONDANT AUX MESURES EFFECTUÉES LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE AU COURS DE L'AUTOMNE. LA BAISSE SOUDAINE DE LA COR-RÉLATION AU-DELÀ DE ±8,5 MHZ À PARTIR DU MILIEU DE LA BANDE EST DUE À UNE DÉTÉRIORATION DU RAPPORT S / B PRÈS DES EXTRÉMITÉS DE BANDE DU SYSTÈME DE MESURE.



FIG. 4.46 COMPARAISON DES FONCTIONS DE CORRÉLATION DES FRÉQUENCES ESPACÉES POUR LES MESURES EFFECTUÉES EN ÉTÉ ET EN AUTOMNE LE LONG DE LA ROUTE ÉTROITE, À LA MÊME POSITION DU LABORATOIRE MOBILE.

5. RÉSUMÉ

On a effectué des mesures de la propagation en été et en automne dans trois milieux ruraux dans lesquels on prévoyait une propagation par trajets multiples dus à l'incidence oblique à angle élevé des ondes sur les arbres à feuilles caduques. Ces trois milieux étaient les suivants : un grand champ dégagé présentant un trajet sans obstacle en direction de l'émetteur et une distance relativement grande (75 à 100 longueurs d'onde) par rapport au feuillage le plus proche, une petite zone dégagée présentant un trajet légèrement obstrué en direction de l'émetteur et une plus faible distance (10 à 30 longueurs d'onde) par rapport aux arbres, et une route étroite n'offrant pas, au cours de l'été, de visibilité directe en direction de l'émetteur en raison du feuillage très proche (10 à 30 longueurs d'onde). Dans chacune de ces trois zones, la distance oblique à l'antenne de l'émetteur était comprise entre 150 et 225 mètres, à un angle de site de près de 20°.

5.1 GRAND CHAMP DÉGAGÉ

Au cours de l'été, la valeur estimée de la puissance maximale du signal reçu était voisine de la valeur en espace libre, comme on s'y attendait. Dans certaines des estimations de la réponse impulsionnelle enregistrées, des composantes se propageant par trajets multiples avec des temps de propagation en excès de 0,16 μ s et des puissances inférieures à - 18 dB par rapport au signal direct (identifié par les calculs Doppler) étaient évidentes.

Les calculs Doppler pour le groupe de signaux reçus au temps de propagation en excès de 0,16 µs indiquaient qu'au moins cinq signaux diffusés ont été reçus à ce retard avec des temps de propagation différentiels inférieurs à la résolution du matériel.

Après élimination des variations de la moyenne de l'enveloppe des signaux reçus (qu'on a supposées attribuables à la taille finie de l'échantillon), la distribution de Rice présentant le meilleur ajustement avait un rapport K de 20 dB. Ce résultat correspond bien avec le rapport puissance du signal direct/puissance du signal se propageant par trajets multiples calculé à partir des estimations de la réponse impulsionnelle. Les fonctions de corrélation des fréquences espacées présentaient une corrélation presque égale à l'unité sur toute la largeur de bande de mesure. On s'attendait à une telle corrélation étant donné que les composantes se propageant par trajets multiples avaient des niveaux de puissance non significatifs.

Dans quatre des cinq séries de mesures effectuées en automne dans le champ dégagé, il y avait peu d'indications de propagation par trajets multiples. Cependant, les résultats d'une des séries indiquaient qu'il y avait trois composantes se propageant par trajets multiples dans un groupe reçu au temps de propagation en excès de 0,11 µs. À quelques positions le long de la voie de glissement de l'antenne, la puissance de ces composantes présentait une crête de - 10 dB par rapport au signal direct. Dans tous les cas, l'analyse Doppler indiquait que le trajet direct était à moins de quelques degrés de la direction vers l'émetteur. Les angles d'arrivée des composantes se propageant par trajets multiples indiquaient qu'il y avait rétrodiffusion à partir des arbres se trouvant derrière le laboratoire mobile.

Dans le seul cas pour lequel on a mesuré des composantes se propageant par trajets multiples ayant des puissances significatives, la distribution expérimentale des évanouissements d'enveloppe présentait une bonne compatibilité avec une distribution de Rice pour un rapport K compris entre 14 et 16 dB. Cependant, étant donné que l'échantillon était de petite taille, ce résultat a un niveau de confiance très faible. La FDC représentative calculée à partir des quatre autres séries de mesures présentait une bonne compatibilité avec une courbe de Rice correspondant à un rapport K = 20, comme ce fut le cas avec les mesures effectuées au cours de l'été.

À l'exception du cas unique pour lequel on a mesuré des puissances plus élevées de propagation par trajets multiples, les fonctions de corrélation des fréquences espacées ressemblaient beaucoup à celles des résultats obtenus en été. Dans le cas des puissances plus élevées de propagation par trajets multiples, la corrélation était d'environ 2 % plus faible sur toute la largeur de la bande de mesue.

5.2 PETITE ZONE DÉGAGÉE

Au cours de l'été, la valeur estimée de la puissance reçue maximale dans cette zone était aussi approximativement égale à la valeur en espace libre. Les signaux ont été reçus en deux groupes. Les analyses Doppler ont indiqué que le premier groupe comprenait un signal direct provenant de l'émetteur et deux autres composantes donnant des rapports de puissance de - 7 et - 9 dB par rapport au signal direct. Le deuxième groupe de signaux reçus, au temps de propagation en excès de 0,18 μ s, comprenait sept composantes avec des angles d'arrivée largement dispersés. En se basant sur la combinaison des temps de propagation et des angles d'arrivée, on a déterminé que les sources effectives des signaux se propageant par trajets multiples étaient à peu près au centre du bosquet se trouvant derrière la zone de mesure.

Les variations de la moyenne des valeurs de l'enveloppe des signaux reçus étaient généralement de l'ordre de 9 dB, et on a considéré qu'elles étaient dues à l'ombrage produit par les troncs d'arbres et le feuillage. La FDC représentative des évanouissements d'enveloppe était très compatible avec une distribution de Rice pour un rapport K de 10 dB.

Les fonctions de corrélation des fréquences espacées montraient une plus faible corrélation que les fonctions correspondant aux mesures effectuées dans le champ dégagé. Cette baisse de corrélation est un résultat direct des puissances plus élevées de propagation par trajets multiples et elle s'étend à toute la largeur de bande de mesure, à partir d'environ + 3 MHz du milieu de la bande. Étant donné que la corrélation reste dans tous les cas supérieure à 55 % sur toute la largeur de la bande, on croit qu'aucune détérioration importante due au brouillage entre symboles ne se produit sur cette voie pour les grandes largeurs de bande de transmission. Certaines des fonctions de corrélation présentaient une asymétrie vers la fréquence centrale de la voie, ce qui indique un certain degré de corrélation entre les composantes se propageant par trajets multiples reçues.

Les mesures effectuées en automne indiquaient que quatre groupes de signaux ont été reçus. Une fois de plus, la valeur estimée de la puissance reçue maximale était voisine de la valeur en espace libre. La puissance combinée des composantes différées présentait une crête de - 4 dB par rapport à celle du premier signal reçu. On a trouvé que le premier groupe comprenait le signal direct et probablement un deuxième signal beaucoup plus faible ayant à peu près le même angle d'arrivée. Au moins cinq composantes ont été identifiées dans le deuxième groupe à un temps de propagation en excès de 0,14 μ s. Étant donné les faibles rapports signal/bruit des derniers groupes de signaux aux temps de propagation en excès de 0,29 μ s et 0,41 μ s, il a été impossible de faire des calculs fiables des angles d'arrivée.

Les variations du niveau moyen de l'enveloppe des signaux reçus résultant de l'ombrage étaient dans la plage de 8 à 9 dB. La FDC expérimentale représentative des évanouissements par trajets multiples était très compatible avec une FDC de Rice pour un rapport K compris entre 8 et 10 dB,

Les fonctions de corrélation des fréquences espacées étaient similaires à celles déterminées à partir des mesures effectuées dans cette zone au cours de l'été.

5.3 ROUTE ÉTROITE

La valeur estimée de la puissance reçue maximale le long de la route étroite était de 3 dB inférieure à la valeur en espace libre lorsque les arbres avaient toutes leurs feuilles au cours de l'été. Les mesures de la réponse impulsionnelle indiquaient que des composantes de signaux avaient été reçues à 0,59, 0,82 et 1,22 μ s par rapport au point de référence zéro arbitraire pour l'ensemble des mesures. Le niveau de puissance du deuxième groupe de signaux était de 10 dB inférieur à celui du premier groupe, et celui du troisième groupe était encore plus faible.

Les analyses Doppler ont montré qu'il n'y avait pas de signal direct provenant de l'émetteur, mais on a trouvé que le premier groupe de signaux reçus comprenait un seul signal dominant, indiquant qu'il y a eu une réflexion spéculaire à partir d'une source s'écartant d'environ 30 degrés de la direction de l'émetteur. Le deuxième groupe comprenait trois signaux avec des angles d'arrivée largement dispersés. Les résultats des calculs Doppler effectués pour les groupes reçus plus tard ne sont pas considérés comme fiables en raison des faibles rapports signal/bruit.

Dans cette zone, les variations moyennes de l'enveloppe des signaux reçus étaient généralement de 6 dB. La FDC expérimentale représentative des évanouissements d'enveloppe correspondait bien avec une FDC de Rice pour un rapport K de 10 dB. Les fonctions de corrélation des fréquences espacées présentaient toutes une corrélation élevée sur les largeurs de bande entières. Certaines fonctions présentaient des asymétries, ce qui indiquait une fois de plus un certain degré de corrélation entre les signaux diffusés se propageant par trajets multiples.

On a trouvé que la valeur estimée de la puissance maximale des signaux reçus au cours de l'automne était approximativement égale à la valeur en espace libre. On a encore reçu trois groupes de signaux, mais avec des temps de propagation différentiels différents. Les calculs Doppler ont montré que le premier groupe comprenait un signal fort provenant de la direction de l'émetteur. Au cours de l'été, ce signal a été bloqué par le feuillage. Il y avait aussi dans le premier groupe reçu un deuxième signal ayant le même angle d'arrivée que le premier signal reçu au cours de l'été. La puissance des signaux secondaires était de plus de 6 dB inférieure à la puissance du signal direct. Le deuxième groupe reçu comprenait sept composantes dont certaines provenaient de directions pour lesquelles il n'existait pas de composantes au cours de l'été. Le dernier groupe comprenait trois composantes qui provenaient de la même zone que les signaux ayant le plus grand temps de propagation enregistrés au cours de l'été. On a considéré qu'ils étaient produits par réflexion sur les troncs d'arbres. Les variations moyennes de l'enveloppe des signaux reçus avaient une amplitude d'environ 7 dB. La FDC expérimentale représentative correspondait bien avec des fonctions de distribution de Rice théoriques avec des rapports K compris entre 8 et 10 dB.

Au cours de l'automne, les variations des fonctions de corrélation des fréquences espacées d'une position à l'autre à l'intérieur de cette zone étaient plus importantes que celles indiquées par les résultats de toutes les autres mesures. On peut constater des diminutions de la corrélation comprise entre 2 % et 10 % sur la plus grande partie de la largeur de bande de mesure à des positions différentes. Dan un des cas, on a estimé qu'il y avait des conditions d'évanouissement uniforme pour des largeurs de bande d'environ 7 à 8 centaines de kHz seulement, même si en général les largeurs de bande requises pour qu'il y ait évanouissement uniforme sont deux ou trois fois plus étendues. Une comparaison des fonctions de corrélation obtenues en été et en automne pour la même position du véhicule a montré une réduction nette de 10 % de la corrélation sur toute la largeur de la bande après la chute des feuilles.

6. DISCUSSION ET CONCLUSIONS

Les caractéristiques des voies radioélectriques du service mobile par satellite de la bande 800-900 MHz dans lesquelles la propagation par trajets multiples s'effectue suivant un angle de site élevé à travers des arbres à feuilles caduques en milieu rural peuvent varier en fonction de la distance par rapport aux arbres et par suite de la défoliation en automne.

La puissance des signaux secondaires par rapport à celle du premier signal reçu est plus élevée dans les zones situées à faible distance des arbres. Au cours de l'été, les rapports puissance de signal primaire/puissance de signal secondaire sont compris entre 7 et 10 dB dans les zones se trouvant à moins de 30 longueurs d'onde environ des arbres. Lorsque la distance par rapport aux arbres est plus grande (75 à 100 longueurs d'onde), le rapport est compris entre 18 et 20 dB. Après la chute des feuilles, les puissances de certains signaux se propageant par trajets multiples augmentent d'environ 3 dB dans des zones se trouvant à plus faible distance des arbres, mais il y a généralement peu de changement dans les zones plus dégagées.

Les observations précédentes indiquent que la puissance combinée des composantes se propageant par trajets multiples peut augmenter de 3 ou 4 dB après la chute des feuilles. Dans plusieurs cas, on a détecté au cours de l'automne des signaux qui n'étaient pas présents en été. D'après ces résultats, on peut conclure que la réflexion et la dispersion sont dues principalement aux troncs d'arbres. Le signal direct de même que les signaux réfléchis par ces sources sont atténués par la présence du feuillage. C'est pourquoi il y a augmentaton des puissances des composantes se propageant par trajets multiples après la chute des feuilles. Les variations moyennes des signaux dues à l'ombrage dans les zones à proximité des arbres sont dans la plage de 8 à 10 dB.

Dans les expériences décrites dans le présent rapport, aucun signal produit par réflexion sur le sol n'a été reçu. Cependant, cette situation n'est peut-être pas vraiment représentative d'un système réel de télécommunication par satellite, dont les conditions varient avec le terrain et les diagrammes de rayonnement des antennes.

La distribution de probabilité cumulative des évanouissements d'enveloppe dus à la propagation par trajets multiples est du type Rice. Dans les zones se trouvant à 75 à 100 longueurs d'onde des arbres, K, le rapport puissance permanente/puissance aléatoire, a une valeur de 20 dB. Dans les zones situées à une plus faible distance des arbres (0 à 30 longueurs d'onde), K est compris entre 8 et 10 dB. Ces valeurs sont les mêmes, qu'il y ait ou non des feuilles sur les arbres. On croit que les distributions d'évanouissements par trajets multiples sont restées les mêmes après la chute des feuilles étant donné qu'on a éliminé les effets d'ombrage au moyen d'un filtre à réponse finie aux impulsions avant de calculer les distributions d'évanouissements expérimentales. Cette supposition a été vérifiée par les calculs de distribution effectués avant l'élimination des variations moyennes. Ces calculs ont montré qu'il y avait une meilleure correspondance avec les rapports de puissance mesurés à partir des estimations de la réponse impulsionnelle, même si la compatibilité avec les distributions théoriques sur de grandes plages de probabilité était faible. On a donc conclu qu'il faudrait modéliser séparément les effets de la propagation par trajets multiples et de l'ombrage, comme dans [9].

La largeur de bande d'évanouissement non sélectif (uniforme) d'une voie à variation aléatoire dans le temps est déterminée par les propriétés de corrélation de la fréquence de la voie. Pour toutes les voies utilisées pour les mesures, la corrélation est restée élevée sur de grandes largeurs de bandes. Le plus fort taux de diminution de la corrélation en fonction de l'espace entre les fréquences a donné une amplitude du coefficient de corrélation complexe de 25 % à environ 8,5 MHz à partir de la fréquence de référence du milieu de la bande. Cette valeur a été calculée à partir des mesures faites le long de la route étroite au cours de l'automne. La chute des feuilles n'a pas produit de variations importantes de la corrélation de la fréquence. Si la dépendance par rapport aux caractéristiques de corrélation de la transmission numérique des voies sur lesquelles ont porté les mesures, toutes ces voies donnant des statistiques de type Rice, est semblable à celle obtenue pour des voies gaussiennes sans composante spéculaire [1,2], on peut s'attendre à ce que le rendement de transmission numérique des voies semblables à celles utilisées pour les mesures suive des courbes de rendement de type Rice non sélectif pour des largeurs de bande de transmission allant jusqu'à la plage de 700 kHz à 1 MHz. Autrement dit, au-dessous de cette limite supérieure approximative, on peut calculer le taux d'erreurs en déterminant la moyenne de rendement d'une voie idéale pour la fonction de densité de probabilité de Rice appropriée pour le rapport puissance permanente/puissance aléatoire prévu. On peut tenir compte des effets d'ombrage de la façon décrite dans [9].

La bonne correspondance des fonctions de distribution des évanouissements d'enveloppe expérimentales avec des distributions de Rice indique que les voies utilisées pour les mesures peuvent être modélisées de façon précise, à des fins mathématiques, par des voies sur lesquelles une composante spéculaire est reçue en présence de signaux se propageant par trajets multiples ayant une distribution gaussienne. De plus, on a démontré par des calculs statistiques et par raisonnement intuitif qu'exception faite de corrélations mineures entre les composantes diffusées se propageant par trajets multiples, les voies utilisées pour les mesures peuvent être classées comme voies à DNCSSQL. Ces conclusions permettraient d'appliquer une analyse présentée par Bello [10] pour le calcul des taux d'erreurs dans des voies gaussiennes sur lesquelles une composante spéculaire est reçue. En reformulant la présentation donnée dans [10], on pourrait faire des calculs pour montrer la dépendance du taux d'erreurs par rapport à B_c pour des voies de ce type. De plus, on pourrait calculer les taux d'erreurs pour des largeurs de bande de transmission numérique dépassant la plage de 700 kHz à 1 MHz.

Les résultats et les conclusions du présent rapport pour la simulation d'une liaison par satellite devraient pouvoir être appliqués directement à une liaison d'une station mobile terrestre avec un satellite géostationnaire. Cependant, pour étendre de cette façon les résultats et conclusions, il faut démontrer que les conditions de DNCSSQL sont conservées malgré les mouvements du système à satellites.

7. REMERCIEMENTS

Nous remercions sincèrement M. R.J. Bonnycastle de la Direction de l'Électronique spatiale du CRC pour l'aide qu'il a apportée dans les discussions que nous avons eues au cours de la réalisation du travail. Nous avons grandement apprécié l'aide technique fournie par M. J.R.R. Charron du Laboratoire de propagation radio du CRC dans la préparation du système de mesure et dans la réalisation des mesures sur le terrain.

8. BIBLIOGRAPHIE

- 1. Bello, P.A. and Nelin, B.D., "The effect of frequency selective fading on thebinary error probabilities of coherent and differentially choherent matched filter receivers", IEEE Trans. Com. Sys., vol. CS-11, June 1963.
- Bello, P.A. and Nelin, B.D., "Optimization of subchannel data rate in FDM-SSB transmission over selectivity fading media", IEEE Trans. Com. Sys., vol. CS-12, March 1964.
- Linfield, R.F., "Radio Channel Capacity Limitations", OT Report 77-32, U.S. Department of Commerce, November 1977.
- 4. Benvenuto, N., "Distortion analysis on measuring the impulse response of a system using a cross correlation method", Bell System Technical Journal, vol. 63, No. 10, December 1983.
- Bultitude, R.J.C., "A study of coherence bandwidth measurements for frequency selective radio channels", IEEE Vehicular Technology Society Conference Record, VTS Symposium, Toronto, May 1983.
- 6. Knight, T.A., "Fading characteristics of the land mobile radio channel at 820 MHz", M.Eng. Thesis, Dept. of Systems Engineering, Carleton University, Ottawa, 1985.
- 7. Butterworth, J.S., "Propagation measurements for land-mobile satellite services in the 800 MHz band", CRC Technical Note No. 724, Department of Communications, Ottawa, August 1984.
- 8. Dixon, W.J. and Massey, F.J. Jr., "INTRODUCTION TO STATISTICAL ANALYSIS, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1969.
- 9. Loo, C., "A statistical model for a land mobile satellite link", Conference Record, ICC '84, Amsterdam, May 1984.
- 10. Bello, P.A. "Binary error probabilities over selectively fading channels containing specular components", IEEE Trans. on Comms, Tech., vol. COM-14, No. 8, August 1966.

ANNEXE

CALCULS DU BRUIT DU SYSTÈME DE RÉCEPTION

Les calculs suivants sont faits en rapport avec la fig. A-l. Toutes les valeurs ont été comparées avec les mesures et elles se sont avérées correctes.

Pertes point "A" - point "B"

Porteuse à 910 MHz Entrée au point "A" - 30 dBm Sortie à B-41,6 Pertes A-B 11,6 dB = 14,5

2) Gain de récepteur

Porteuse d'entrée à 350 MHz - 55 dBm Sortie à 70 MHz - 12 Gain de récepteur 43 dB

3) Calcul de la puissance du bruit au point "C"

F_{eq} = (point "A" à point "C")

$$F_{eq} = pertes + NF_1 - 1 + NF_2 - 1 + NF_3 - 1$$

$$= 14,5 + \frac{2}{0,069} + \frac{5,01 - 1}{0,069(100)} + \frac{6,3 - 1}{0,069(100)(0,79)}$$

$$= 14,5 + 14,5 + 0,58 + 0,972$$

$$= 30,6$$



FIG. A-1 SCHÉMA FONCTIONNEL DU SYSTÈME DE RÉCEPTION UTILISÉ POUR LES CALCULS DU BRUIT.

T_{eq.} = (30,6-1) x 290 = 8570 °K Tant. = 220° Tsystème = 8790 °K B = 20 MHz ∴ N = K Tsys B = 1,38 x 10⁻²³ x 870 x 20 x 10⁶ = -116 dBw = - 86 dBm

D'après (2), le gain du récepteur = 43 dB

∴le plancher de bruit à la sortie du récepteur à 70 MHz est

 $N_{FL} = - 86 \text{ dBm}$ $\frac{+ 43}{- 43} \text{ dBm}$

Plancher de bruit mesuré = -45 dBm lorsque l'antenne est connectée et l'émetteur en position arrêt.



BULTITUDE, ROBERT J.C. --Mesure des caractéristiques des voies ...



