

**Université du Québec
INRS-EMT**

Caractérisation à bande large d'un canal minier souterrain à 2.4 et 5.8 GHz

Par
Ahmed BENZAKOUR

Mémoire présenté pour l'obtention
du grade de Maître ès sciences (M. Sc.)
en Télécommunications

Jury d'évaluation

Président du jury
Examineur interne

Dr. Tayeb Denidni
INRS-EMT
Université du Québec

Examineur externe

Dr. Daniel Massicotte
Département de génie électrique
UQTR

Directeur de recherche

Dr. Sofiène Affès
INRS-EMT
Université du Québec

Codirecteurs de recherche

Dr. Charles Despins
Prompt Québec

Dr. Pierre-Martin Tardif
Logibec

Résumé

L'industrie des communications sans-fil a connu un essor prodigieux au cours de la dernière décennie. Cette évolution est motivée par la demande croissante des services de communications personnelles à bande large. Étant donnée la limitation des ressources spectrales dans les bandes de fréquence utilisées, il est de plus en plus pratique d'utiliser des bandes de fréquence plus élevées du fait du développement des circuits intégrés fonctionnant à ces fréquences. Cependant, l'utilisation de ces bandes de fréquence moins encombrées présente des inconvénients additionnels qui devront être maîtrisés afin d'assurer la fiabilité des liaisons. Le canal impose des contraintes sur les paramètres de qualité de la communication. On cite par exemple le taux de transmission, la probabilité d'erreur et la distance sur laquelle le système peut être opérationnel.

La caractérisation du canal radio est un élément essentiel dans tout processus de conception d'un système de communications sans-fil; cela requiert au préalable la connaissance la plus complète possible des caractéristiques du canal de propagation dans ses aspects déterministe et statistique. Le problème de caractérisation du canal est particulièrement complexe dans un environnement minier souterrain; l'influence de cet environnement sur les ondes radio est multiple : effets de réflexions, diffractions, dispersions, le tout dépendant bien entendu de la fréquence.

Le travail de ce mémoire, effectué au Laboratoire de Recherche en Communications Souterraines et au niveau 70 m de la mine laboratoire CANMET à Val d'Or, se situe dans le cadre d'un programme de recherche et de développement lié à la problématique des transmissions dans les mines souterraines, en s'inspirant de la technologie existante pour un environnement intra-immeuble. L'objectif est de mener à bien une campagne de mesures à bande large autour des fréquences centrales 2.4 et 5.8 GHz afin de parvenir à une caractérisation des phénomènes de propagation affectant une liaison radio dans une galerie souterraine.

La caractérisation du canal à bande large inclut l'étude des variations de l'étalement efficace du retard, la puissance totale multivoie, l'estimation de la bande de cohérence, ainsi qu'une analyse de la statistique conjointe des amplitudes des composantes multivoies.

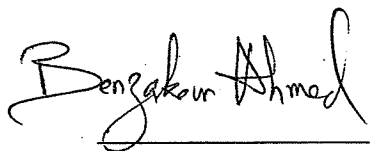
L'analyse des résultats des campagnes de mesures aide à définir les dispositifs correcteurs qui permettront d'améliorer suffisamment la qualité de transmission pour satisfaire aux critères de qualité du service. Les résultats fournis par cette étude sont comparés à d'autres résultats

expérimentaux dont les mesures furent réalisées aux mêmes fréquences et pour des environnements comparables.

L'analyse des résultats de ce travail a montré que les caractéristiques de propagation dans un environnement souterrain peuvent varier considérablement suivant les dimensions de la galerie et la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.

On a remarqué que la courbure de la galerie située à 17 mètres de l'émetteur n'a pas eu un effet visible sur l'atténuation du signal à cette distance. Par contre, une augmentation de l'étalement maximal du retard s'est manifestée après la fin de la ligne de vue directe pour certaines positions du récepteur sur une distance de 20 mètres environ.

Dans l'environnement considéré, les réflexions aléatoires ont eu un effet d'aplanissement de la relation entre l'étalement efficace du retard et la distance émetteur-récepteur. Ce paramètre caractérisant la dispersion temporelle du canal est inférieur ou égal à 6.34 nanosecondes pour 50% des positions du récepteur à 2.4 GHz. La valeur correspondante à 5.8 GHz est de 4.98 nanosecondes.



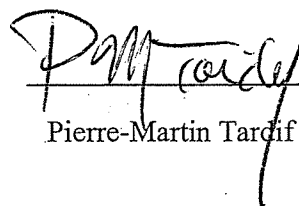
Ahmed Benzakour



Sofiene Affes



Charles Despins



Pierre-Martin Tardif

Remerciements

Ce travail n'aurait pu se faire seul! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme, et la bonne humeur de chacun, qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'achever ce mémoire dans les meilleurs conditions. C'est pourquoi je tiens chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de près comme de loin à ce travail.

Tout d'abord, je tiens à exprimer tous mes remerciements et ma gratitude à mon directeur de recherche Sofiène AFFES et mes co-directeurs Charles DESPINS et Pierre-Martin TARDIF pour avoir su, durant ma maîtrise, m'encourager, me conseiller, et témoigner de l'intérêt pour mon travail.

Je remercie M. René LE, directeur du Laboratoire de Recherche en Communications Souterraines (LRCS), pour son accueil et pour m'avoir fait bénéficier des compétences et des moyens du laboratoire.

Je tiens aussi à remercier Mathieu BOUTIN, Chahé NERGUIZIAN et Mourad DJADEL pour l'aide qu'ils m'ont apportée.

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres du LRCS. Mon séjour passé au sein du laboratoire restera inoubliable grâce aux personnes que j'ai pu y côtoyer. Que tous soient assurés de ma gratitude et de mon amitié.

Table des Matières

CHAPITRE 1	1
INTRODUCTION	1
1.1 INTÉRÊT DE L'ÉTUDE	1
1.2 LES NORMES DES RÉSEAUX LOCAUX SANS FIL	2
1.2.1 La norme IEEE 802.11	3
1.2.2 La norme IEEE 802.11b	3
1.2.3 La norme IEEE 802.11a	4
1.2.4 La norme IEEE 802.11g	4
1.2.5 La norme IEEE 802.11h	4
1.2.6 La norme IEEE 802.11f	5
1.3 ORGANISATION DU MÉMOIRE	5
CHAPITRE 2	6
CARACTÉRISATION DU CANAL À BANDE LARGE	6
2.1 NOTIONS DE BASE	6
2.2 PROPAGATION À BANDE LARGE	7
2.2.1 Réponse impulsionnelle du canal	7
2.2.2 Fonction d'autocorrélation du canal	9
2.2.3 Étalement efficace du retard	10
2.2.4 Bande de cohérence	10
2.2.5 Étalement Doppler	12
2.3 NOTIONS DE DIVERSITÉ	14
2.4 CONCLUSION	15
CHAPITRE 3	16
PROTOCOLE EXPÉRIMENTAL	16
3.1 TECHNIQUES POUR LES MESURES À BANDE LARGE	16
3.2 MONTAGE EXPÉRIMENTAL	17
3.3 DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT	18
3.4 CAMPAGNE DE MESURES	21
3.4.1 Première série de mesures	22
3.4.2 Deuxième série de mesures	23
3.4.3 Troisième série de mesures	23
3.4.4 Quatrième série de mesures	24
CHAPITRE 4	25
ANALYSE DES RÉSULTATS	25
4.1 RÉPONSES FRÉQUENTIELLE ET TEMPORELLE DU CANAL	25
4.2 PROCÉDURE POUR LA SUPPRESSION DU BRUIT	28
4.3 LES PARAMÈTRES TEMPORELS DE DISPERSION	29
4.4 BANDE DE COHÉRENCE	35
4.5 PUISSANCE TOTALE MULTIVOIE	38
4.6 NOMBRE DE TRAJETS	41
CHAPITRE 5	43

CONCLUSION	43
5.1 RÉSUMÉ.....	43
5.2 APPLICATIONS POTENTIELLES.....	44
5.3 TRAVAUX FUTURS.....	44
BIBLIOGRAPHIE	45
PUBLICATION	48
ANNEXE A INFLUENCE DU CHOIX DE SEUIL SUR LES VALEURS DE L'ÉTALEMENT EFFICACE DU RETARD	54
ANNEXE B SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES DES ÉLÉMENTS UTILISÉS DANS LE MONTAGE EXPÉRIMENTAL	57

Liste des figures

Figure 2.1	Variation de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue par le récepteur.	7
Figure 2.2	Interrelation entre les différentes fonctions pour caractériser le canal à bande large.	13
Figure 3.1	Montage expérimental utilisé pour la campagne de mesures.	17
Figure 3.2	Section de la galerie souterraine NLOS.	19
Figure 3.3	Section de la galerie souterraine LOS.	19
Figure 3.4	Plan du niveau 70 m et le site choisi pour la campagne de mesures.	20
Figure 3.5	Aperçu de la chaîne d'émission.	22
Figure 3.6	Le site de la campagne de mesures.	23
Figure 4.1	Amplitude et phase de la réponse en fréquence du canal pour une distance.	26
Figure 4.2	Amplitude de la réponse impulsionnelle du canal correspondant.	27
Figure 4.3	Procédure utilisée pour la suppression du bruit.	28
Figure 4.4	Étalement efficace du retard du canal en fonction de la distance.	30
Figure 4.5	Fonction de répartition cumulative de l'étalement efficace du retard.	31
Figure 4.6	Délai moyen relatif du canal en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.	33
Figure 4.7	Étalement maximal du retard en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.	34
Figure 4.8	Bande de cohérence (à 0.5) du canal en fonction de la distance.	36
Figure 4.9	Bande de cohérence en fonction de l'étalement efficace du retard.	37
Figure 4.10	Puissance relative totale des trajets multiples en fonction de la distance.	39
Figure 4.11	Puissance du premier trajet du profil multivoie en fonction de la distance.	40
Figure 4.12	Positions critiques du récepteur.	41
Figure 4.13	Nombre total des trajets en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.	42
Figure A.1	Étalement efficace du retard à 2.4 GHz pour un seuil = moy(bruit) + 4 * écart type.	55
Figure A.2	Étalement efficace du retard à 2.4 GHz pour un seuil = 20 dB par rapport à l'amplitude du trajet dominant.	55
Figure A.3	Étalement efficace du retard à 5.8 GHz pour un seuil = moy(bruit) + 4 * écart type.	56
Figure A.4	Étalement efficace du retard à 5.8 GHz pour un seuil = 20 dB par rapport à l'amplitude du trajet dominant.	56

Liste des tableaux

Tableau 4.1	Valeur moyenne, écart type et valeur maximale de τ_{rms} , τ_{rms} et τ_{max}	32
Tableau 4.2	Valeur moyenne, écart type et valeur maximale du nombre de trajets N.....	41

Chapitre 1

Introduction

Un réseau local (LAN - Local Area Network) sans-fil permet à ses utilisateurs de s'y connecter pour transporter des données aussi diverses que des données de contrôle, la voix, la vidéo et autres applications interactives sans utiliser le câble. Cette technologie suscite un intérêt certain de la part des utilisateurs, mais constitue aussi une source de problèmes restant à résoudre. Ce chapitre fait état de l'intérêt de l'usage de cette technologie dans un environnement minier souterrain. Nous y passons en revue les principales normes de la technologie des LAN sans-fil (correspondant aux bandes de fréquence de ce travail) que pilote l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et qui font l'objet d'efforts constants de normalisation pour résoudre les problèmes existants.

1.1 Intérêt de l'étude

Quel meilleur exemple que celui du Laboratoire de Recherches en Communications Souterraines (LRCS) de l'UQAT-Télébec Mobilité pour montrer le défi que représente la recherche dans un monde en constante évolution, mais aussi la manière dont les partenaires industriels peuvent participer à son amélioration. Pour ceux qui ont pour mission de fournir des solutions technologiques, cela implique également la convergence du monde de la recherche et du monde des opérateurs, au bénéfice des deux. Le LRCS a un pied dans les deux mondes, ce qui lui permet d'assurer la pertinence des travaux effectués.

L'Abitibi est une région du Québec où l'exploitation minière est la plus importante ressource économique. Le laboratoire effectue des travaux de recherche et de développement, en termes de solutions et applications adaptées aux conditions difficiles des mines souterraines, pour la transmission sans fil de la voix, des données, des images, ainsi que pour la radiolocalisation de mineurs et des équipements.

Le canal de transmission assure le lien entre l'émetteur et le récepteur, permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'un système de communication sans-fil et à l'estimation des performances optimales.

Le canal dans le contexte de cette étude est une galerie d'une mine souterraine. Il est considéré comme un canal à évanouissements spatio-temporels introduisant ainsi des limitations fondamentales aux performances d'un système de communications sans-fil. Son étude apparaît donc comme un prérequis incontournable. Cependant, des techniques de diversité spatiale telles qu'un réseau d'antennes et temporelle telles que le codage du canal et l'égalisation peuvent être utilisées pour contrer les dégradations causées par le canal. Parmi les différentes technologies émergentes pressenties pour améliorer les performances des systèmes sans-fil, les techniques Multi-Utilisateurs et les systèmes MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs) sont les plus prometteuses [30], [31].

Le but de ce travail est la caractérisation à bande large d'un canal de propagation radioélectrique, en l'occurrence un environnement minier souterrain. Un travail antérieur, pour la fréquence centrale 2.4 GHz, seulement effectué au niveau 40 mètres de la mine CANMET, a montré des caractéristiques particulières pour cet environnement [24]. Au niveau 40 mètres, la largeur et la hauteur de la galerie étaient de 5 mètres environ. Alors que la galerie choisie au niveau 70 mètres a une largeur qui varie entre 2.5 et 3 mètres et une hauteur de 3 mètres environ, dimensions typiques d'une mine conventionnelle. On note aussi que les parois au niveau 40 mètres étaient plus rugueuses.

Il s'agit dans notre cas de mener à bien une campagne de mesures à bande large situées autour des fréquences centrales 2.4 et 5.8 GHz au niveau 70 mètres de la mine CANMET, afin d'identifier certains paramètres de la réponse impulsionnelle du canal tels que les variations de l'étalement efficace du retard, la puissance totale multivoie ainsi que l'estimation de la bande de cohérence. L'élaboration de modèles de canal donnant une représentation mathématique des paramètres de l'environnement étudié à partir de ce travail de caractérisation fait l'objet d'un autre sujet de maîtrise [25].

1.2 Les normes des réseaux locaux sans fil

À l'heure actuelle, les principales normes de LAN sans fil sont la norme IEEE 802.11 et la norme IEEE 802.11b, qui est une évolution de la norme 802.11, ainsi que les normes IEEE 802.11a et IEEE 802.11g [32], [33]. Ci-dessous on donne une brève description de ces normes pour justifier le choix des fréquences 2.4 et 5.8 GHz pour notre travail.

1.2.1 La norme IEEE 802.11

Publiée en 1997, ce fut la première extension Ethernet sans fil attaquant le marché des réseaux locaux à bas débit et faible coût. Deux formats distincts de transmission radiofréquence dans la bande ISM à 2.4 GHz ont été définis: l'étalement de spectre par saut de fréquence (FHSS – Frequency Hopping Spread Spectrum), combinée à une modulation GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying), ou par étalement de spectre à séquence directe (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum), utilisant les modulations BPSK ou DQPSK. Le débit brut s'élève à 1 Mbit/s, voir 2 Mbit/s en DSSS avec la modulation DQPSK, pour atteindre au mieux 1.2 Mbit/s au sommet de la couche MAC (Medium Access Control). Le choix entre les deux alternatives dépend d'un certain nombre de facteurs liés à l'application visée et à l'environnement.

1.2.2 La norme IEEE 802.11b

Cette norme, établie en 1999, est une évolution de la norme IEEE 802.11 originale. Elle fonctionne également dans la bande des 2.4 GHz mais utilise uniquement l'étalement de spectre à séquence directe, incorporant une technique de modulation plus appropriée CCK (CCK – Complementary Code Keying) pour supporter des débits de 11 Mbits/s par point d'accès.

L'interopérabilité entre les produits IEEE 802.11b de différents fournisseurs est testée et certifiée par la Wireless Ethernet Company Alliance (WECA), connue après sous le nom de Wifi Alliance. Les produits sans fil compatibles qui passent avec succès les tests de la Wifi Alliance portent le label WiFi.

La norme IEEE 802.11b est actuellement la norme de LAN sans-fil la plus répandue. La bande 2.4 GHz est largement utilisée dans les autres normes du sans-fil telles que les téléphones sans cordon et Bluetooth. La norme Bluetooth était destinée à remplacer les cordons et il n'est pas prévu d'en faire une technologie LAN sans-fil. On s'y réfère comme étant une technologie de réseau PAN (Personal Area Network). Comme Bluetooth et la norme 802.11b fonctionnent sur la même fréquence radio, elles provoquent réciproquement des interférences. On peut donc en conclure que les LAN qui utiliseront la norme 802.11b pâtiront de la présence d'équipements Bluetooth [26], [27].

1.2.3 La norme IEEE 802.11a

La norme IEEE 802.11a utilise le spectre des 5 GHz. Contrairement aux systèmes 802.11 et 802.11b à étalement de spectre, la couche physique s'appuie ici sur un multiplexage par répartition en fréquence sur des porteuses orthogonales (OFDM). Elle porte le débit par canal de 11 Mbit/s avec la norme 802.11b à 54 Mbit/s avec 802.11a. On peut utiliser jusqu'à huit canaux sans chevauchement (huit point d'accès), contre trois dans la bande des 2.4 GHz. Un LAN sans-fil IEEE 802.11a peut prendre en charge simultanément un grand nombre d'utilisateurs nécessitant un débit élevé avec moins de risques de conflit qu'avec les produits 802.11 ou 802.11b. Les produits IEEE 802.11a (cartes d'interface réseau et points d'accès) ne sont pas rétrospectivement compatibles avec les produits 802.11 ou 802.11b car ils fonctionnent à une fréquence différente. Toutefois, les fournisseurs de composants pour LAN sans-fil développent actuellement des équipements radio qui peuvent fonctionner à la fois en mode 802.11b et en mode 802.11a. En ce qui concerne la norme 802.11a, il existe une organisation indépendante pour garantir un interfonctionnement minimum entre équipements. Cette alliance, émanant de la Wifi originale dans la 802.11b est connue sous l'appellation Wifi5 (Wifi pour la technologie 5 GHz).

1.2.4 La norme IEEE 802.11g

Pour cette norme, on dispose d'une capacité de 54 Mb/s sur la fréquence de 2.4 GHz, ce qui permet d'augmenter le débit par rapport à la norme 802.11b actuelle. Cette norme est également compatible avec la norme ascendante 802.11b. La norme IEEE 802.11g peut fonctionner en compatibilité ascendante avec la modulation DSSS, où la bande passante est limitée à 11 Mbit/s, ou avec la modulation OFDM pour atteindre un débit de 54 Mbit/s. La norme IEEE 802.11g souffre de la même limitation du nombre de canaux sans chevauchement (trois maximum) que la norme 802.11b.

1.2.5 La norme IEEE 802.11h

Cette norme prévoit la sélection dynamique de canaux et le contrôle de puissance d'émission pour les appareils fonctionnant dans la bande des 5 GHz (IEEE 802.11a). Cela permet à l'IEEE 802.11h de réduire l'effet des interférences.

1.2.6 La norme IEEE 802.11f

La norme IEEE 802.11f décrit la communication entre les points d'accès appartenant à des systèmes de marques différentes. Les fonctions spécifiques traitées par cette norme comprennent l'inscription d'un point d'accès dans un réseau et l'échange d'informations lorsqu'un utilisateur se déplace dans des zones de couverture gérées par des points d'accès d'origine différente.

1.3 Organisation du mémoire

La structure de ce document s'articule autour de cinq chapitres, réparties de la façon suivante :

Chapitre 1 : Ce premier chapitre a présenté le sujet de ce mémoire et son objectif, en dégageant les raisons qui ont motivé sa mise en place.

Chapitre 2 : Le second chapitre est consacré à la caractérisation du canal de propagation. Facteur commun à tout système de communication, sa structure conditionne l'architecture et les performances de la liaison.

Chapitre 3 : Après avoir présenté les techniques pour les mesures à bande large, ce chapitre propose un montage expérimental, la description de l'environnement étudié ainsi que les séries de mesures considérées.

Chapitre 4 : Le quatrième chapitre est réservé à l'analyse des résultats de la campagne de mesures.

Chapitre 5 : À l'aide des connaissances accumulées au cours de ce travail, le cinquième et dernier chapitre donne une conclusion à ce mémoire et propose quelques travaux futurs.

Chapitre 2

Caractérisation du canal à bande large

Tout d'abord ce chapitre fait le point sur les principes fondamentaux en matière de caractérisation du canal à bande large. Il présente ensuite des notions de diversité, en particulier la diversité spatiale par antennes multiples qui nous intéresse dans ce travail.

2.1 Notions de base

Le milieu de propagation établit le lien entre un signal radiofréquence transmis à un instant et une position donnée et un signal capté à un instant et une position différents.

Le signal RF, transmis via un canal de transmission, parvient au récepteur selon plusieurs chemins de longueurs et de propriétés différentes. Le signal reçu par le récepteur est alors la contribution de répliques du signal émis affectées d'un retard, d'une amplitude et d'un déphasage différents.

Trois mécanismes principaux régissent la propagation d'ondes radio :

- la *réflexion* au niveau de grands obstacles, plus grands que la longueur d'onde;
- la *dispersion* au niveau de petits obstacles, plus petits que la longueur d'ondes;
- la *diffraction* par les arêtes et bords des objets.

Si on analyse la puissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on observe trois échelles de fluctuation :

- un affaiblissement en fonction de la distance;
- des variations lentes dues aux effets de masque causés par les principaux obstacles;
- des variations rapides dues aux trajets multiples occasionnés par les obstacles proches du récepteur.

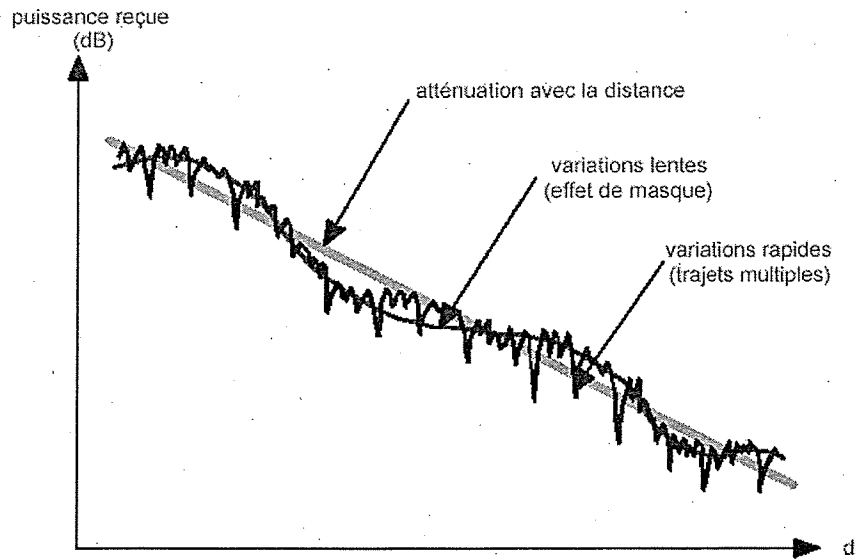


Figure 2.1 Variation de la puissance reçue en fonction de la distance parcourue par le récepteur.

2.2 Propagation à bande large

Les caractéristiques à bande large du canal interviennent quand la largeur de bande des signaux émis est suffisamment grande pour que la fonction de transfert du canal ne soit pas constante sur cette largeur de bande. On a alors affaire à la sélectivité en fréquence et l'atténuation du signal à une seule fréquence n'est plus suffisante pour caractériser le canal de propagation. Les situations de trajets multiples peuvent en général être étudiées par une analyse sur les raies qui composent la réponse impulsionnelle du canal pour une fréquence ainsi qu'un environnement donnés.

La modélisation du canal radio à bande large peut être empirique basée sur une analyse statistique d'un nombre important de mesures [1], déterministe basée sur une simulation électromagnétique de l'environnement : par exemple la méthode FDTD (finite difference time-domain) ou les techniques de Ray-tracing [2] [3] , ou semi-déterministe utilisant une modification empirique du modèle déterministe.

2.2.1 Réponse impulsionnelle du canal

Le signal transmis $s(t)$ peut se représenter par son équivalent en bande de base $s_l(t)$ suivant la formule :

$$s(t) = \text{Re}\left(s_l(t) e^{j2\pi f_c t}\right). \quad (2.1)$$

où f_c est la fréquence de la porteuse.

Le signal reçu est une somme de répliques du signal transmis, qui sont atténuées, retardées du temps d'arrivée au récepteur et déphasées par rapport au signal original :

$$r(t) = \sum_k \beta_k(t) s(t - \tau_k(t)). \quad (2.2)$$

où $\beta_k(t)$ et $\tau_k(t)$ représentent, respectivement, l'atténuation et l'étalement temporel du $k^{\text{ème}}$ trajet.

Après substitution dans l'équation (2.1) à (2.2), on obtient :

$$r(t) = \text{Re} \left[\left(\sum_k \beta_k(t) s_l(t - \tau_k(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} \right) e^{j2\pi f_c t} \right]. \quad (2.3)$$

L'équivalent en bande de base du signal reçu est donné par :

$$r_l(t) = \sum_k \beta_k(t) s_l(t - \tau_k(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)}. \quad (2.4)$$

Le signal reçu est la convolution du signal transmis et de la réponse impulsionnelle du canal.

L'équivalent en bande de base de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$h(\tau; t) = \sum_k \beta_k(t) e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta(\tau - \tau_k(t)). \quad (2.5)$$

En posant : $\theta_k(t) = 2\pi f_c \tau_k(t)$, on obtient :

$$h(\tau; t) = \sum_k \beta_k(t) e^{-j\theta_k(t)} \delta(\tau - \tau_k(t)). \quad (2.6)$$

L'équation (2.6) est généralement utilisée pour décrire la réponse impulsionnelle variable dans le temps d'un canal multivoie.

La fonction de transfert $H(f; t)$ du canal est obtenue par la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle :

$$H(f;t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (2.7)$$

La puissance moyenne à la sortie du canal en fonction des délais de propagation est :

$$P(t;\tau) = \overline{|h(t,\tau)|^2}. \quad (2.8)$$

2.2.2 Fonction d'autocorrélation du canal

Cette fonction est utile pour la caractérisation du canal. Comme le canal de propagation est de nature aléatoire, la réponse impulsionnelle du canal peut être remplacée par un ensemble de fonctions d'autocorrélation, qui donnent une meilleure description du comportement imprévisible du canal. La réponse impulsionnelle du canal peut être vue comme un processus aléatoire complexe.

La fonction d'autocorrélation de $h(\tau;t)$ est définie par :

$$\phi_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = \frac{1}{2} E \left[h^*(\tau_1; t_1) h(\tau_2; t_2) \right]. \quad (2.9)$$

Dans la plupart des situations, on considère le canal *stationnaire au sens large*. Cela implique que la fonction d'autocorrélation ne dépend pas des instants particuliers t_1 et t_2 , mais de la différence $\Delta t = t_2 - t_1$. Donc d'après (2.9) :

$$\phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[h^*(\tau_1; t) h(\tau_2; t + \Delta t) \right]. \quad (2.10)$$

Si on considère que la dispersion est non corrélée (*uncorrelated scattering*), l'équation (2.10) se transforme en :

$$\frac{1}{2} E \left[h^*(\tau_1; t) h(\tau_2; t + \Delta t) \right] = \phi_h(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (2.11)$$

Dans ce cas, le canal est appelé canal stationnaire au sens large avec dispersion non corrélée (*wide sense stationary uncorrelated scattering channel*) [4].

2.2.3 Étalement efficace du retard

Dans l'équation (2.11), si $\Delta t = 0$, la fonction d'autocorrélation qui en résulte $\phi_h(\tau) \equiv \phi_h(\tau; 0)$ décrit l'étalement du retard du canal. Cette fonction est appelée le spectre de puissance des délais (*delay power spectrum*) et représente la puissance moyenne de la sortie du canal, en fonction du délai τ . Elle fournit une mesure du temps de dispersion du canal. Cette mesure est appelée *l'étalement efficace du retard* noté σ_τ , et défini comme la racine carrée du second moment central du profil de puissance des délais [5]:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}, \quad (2.12)$$

$$\text{où : } \bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \text{ est le délai moyen,} \quad (2.13)$$

$$\text{et } \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \text{ est le moment du second ordre.} \quad (2.14)$$

L'étalement efficace du retard varie de quelques dizaines de nsec à plusieurs μ sec selon le milieu de propagation. L'interférence inter-symboles (ISI) résulte de la dispersion caractérisée par ce paramètre. Il peut donc en résulter une perte dans le Rapport Signal sur Bruit (SNR).

2.2.4 Bande de cohérence

Par analogie, la fonction d'autocorrélation dans le domaine fréquentiel, et pour un canal stationnaire au sens large, est définie par :

$$\phi_H(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[H^*(f_1; t) H(f_2; t + \Delta t) \right]. \quad (2.15)$$

Si on suppose que la dispersion est non corrélée, alors cette fonction d'autocorrélation dépend seulement de $\Delta f = f_2 - f_1$ et non pas de f . Donc l'équation (2.15) peut s'écrire sous la forme :

$$\phi_H(f_1, f_2; \Delta t) = \phi_H(\Delta f; \Delta t). \quad (2.16)$$

Cette fonction est appelée “*spaced-frequency spaced-time correlation function*”.

Si $\Delta t = 0$, alors $\phi_H(\Delta f) \equiv \phi_H(\Delta f; 0)$ est la transformée de Fourier du spectre de puissance des délais. Cette fonction fournit l'information sur la cohérence du canal dans le domaine fréquentiel.

La mesure de cette cohérence est appelée la *bande de cohérence du canal* [2], notée B_c .

B_c est reliée en général à l'étalement efficace du retard par la relation :

$$B_c \approx \frac{1}{\alpha \sigma_\tau}. \quad (2.17)$$

La valeur de α dépend de la corrélation fréquentielle ou de phase.

Une définition plus rigoureuse de la bande de cohérence est donnée par l'équation suivante [28]:

$$R_H(s, l) = \frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f-l} H^*(s, f_i) H(s, f_{i+l}), \quad l \geq 0, \quad (2.18)$$

où $H(s, f)$ est la fonction de transfert du canal correspondant à la position spatiale s ,

f_i représente les fréquences échantillonnées de la fonction de transfert du canal,

N_f est le nombre total des échantillons.

La largeur à 3 dB de $|R_H(s, \Delta f)|$ normalisée fournit la bande de cohérence B_c à 0.5.

La bande de cohérence est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle les comportements des signaux radio sont fortement corrélés, ce qui impose une limitation sur la largeur de bande du signal transmis et donc sur son débit d'information. Elle correspond au taux de corrélation nécessaire pour obtenir une démodulation intelligible et dépend donc du procédé de modulation. Les mesures montrent que B_c est de quelques centaines de kHz.

Si la bande de cohérence est inférieure à la largeur de bande du signal transmis en bande de base, alors le canal est sélectif en fréquence; la liaison est non fiable, et l'utilisation d'un égaliseur peut contrer l'interférence inter-symboles.

2.2.5 Étalement Doppler

On considère ici la transformée de Fourier par rapport à Δt de la fonction $\phi_H(\Delta f; \Delta t)$ définie ci-dessus :

$$S_H(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_H(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t, \quad (2.19)$$

où λ est la fréquence Doppler.

Si $\Delta f = 0$, la relation (2.19) devient :

$$S_H(\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_H(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t. \quad (2.20)$$

La fonction $S_H(\lambda)$ est le spectre de puissance Doppler du canal (*Doppler power spectrum*). Elle représente le spectre de puissance du signal en fonction de la fréquence Doppler λ . Elle donne une mesure de l'élargissement spectral du canal dû à l'effet Doppler. Cette mesure est appelée *étalement Doppler* du canal, noté B_d .

L'étalement Doppler est causé par la variation temporelle du canal. L'amplitude et la phase du signal sont décorréelées après une période de temps $\sim \frac{1}{B_d}$. Si la largeur de bande du signal en bande de base est nettement supérieure à B_d , l'effet de l'étalement Doppler est négligeable au récepteur.

L'équivalent de l'étalement Doppler dans le domaine temporel est le *temps de cohérence* :

$$T_c \approx \frac{1}{B_d}. \quad (2.21)$$

C'est la mesure de la similarité de la réponse du canal à des temps d'observations différents. Si T_c est supérieur à la durée d'un symbole, le signal subit des salves d'erreur (error bursts).

Une dernière fonction considérée est la *fonction de dispersion* $S(\tau; \lambda)$ obtenue par la transformée de Fourier par rapport à la variable Δt de la fonction d'autocorrélation $\phi_h(\tau, \Delta t)$, ou bien par application de l'inverse de la transformée de Fourier par rapport à la variable Δf de la densité spectrale de puissance $S_H(\Delta f; \lambda)$. La fonction de dispersion est exprimée par la formule :

$$S(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_h(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t = \int_{-\infty}^{+\infty} S_H(\Delta f; \lambda) e^{j2\pi\Delta f\tau} d\Delta f. \quad (2.22)$$

Le schéma suivant présente un sommaire de toutes les fonctions évoquées précédemment ainsi que leurs interrelations [34] :

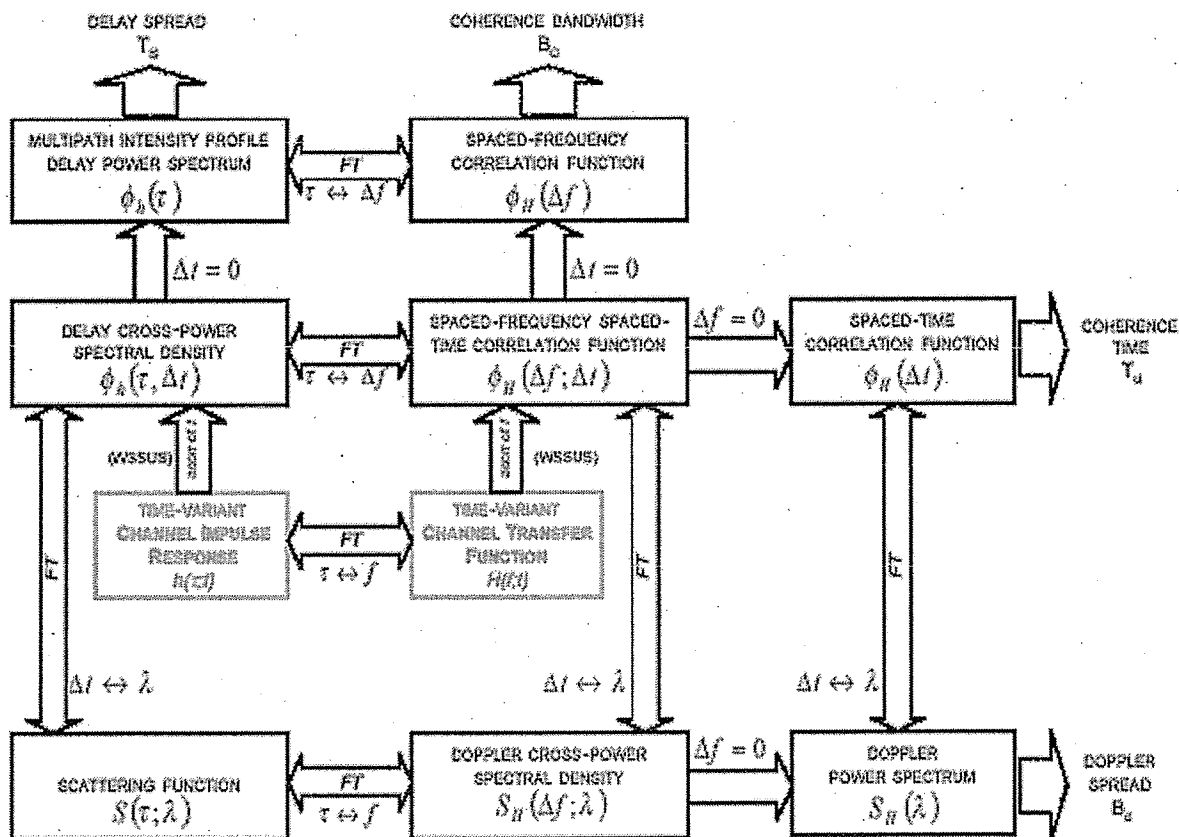


Figure 2.2 Interrelation entre les différentes fonctions pour caractériser le canal à bande large.

2.3 Notions de diversité

La transmission sur un canal radio est atténuée sévèrement du fait des interférences ou des évanouissements liés aux obstacles et à la propagation multi-trajet. Lorsque l'atténuation est trop forte, il est impossible de déterminer en réception le signal qui a été émis à moins qu'une réplique moins atténuée du signal ne soit également disponible. L'existence de telles répliques correspond à l'utilisation d'une technique dite de diversité [4], [5]. Par exemple, on trouve :

- La diversité en fréquence : il s'agit de recevoir sur n fréquences différentes versions décorréélées d'un même signal. Il est alors nécessaire de disposer de fréquences différentes séparées d'au moins la bande de cohérence du canal.
- La diversité en temps : il s'agit de recevoir en n instants différents des versions décorréélées d'un même signal. Il est alors nécessaire de pouvoir séparer les instants de réception d'au moins le temps de cohérence du canal.

Ces deux premières techniques sont fort coûteuses en termes d'efficacité spectrale, puisqu'elles supposent que l'on répète le même signal à des instants ou sur des fréquences différentes. À moins que la diversité soit naturelle, par le canal lui-même.

- La diversité d'antennes en réception : elle suppose que les n antennes sont séparées d'au moins une demi-longueur d'onde. La diversité maximale possible est alors égale à n . En pratique, plus il y a d'éléments dispersifs à proximité des antennes, plus les décorrélations sont importantes.
- La diversité d'antennes en émission : la méthode la plus simple consiste pour l'émetteur à émettre le même signal sur plusieurs antennes, supposées suffisamment séparées. En réception on a alors de la diversité temporelle. Une autre méthode de diversité à l'émission consiste à remplacer la répétition des symboles par un code correcteur d'erreurs de rendement plus élevé. On gagne alors en puissance et en efficacité spectrale en raison de l'augmentation du rendement.
- La diversité de modulation : due au type de modulation, elle correspond au nombre minimal de composantes dont deux symboles de la constellation utilisée diffèrent.

Les systèmes pratiques combinent souvent plusieurs types de diversité pour en tirer différents avantages, et de manière générale une meilleure efficacité spectrale à moindre coût.

2.4 Conclusion

Les paramètres pertinents décrits dans ce chapitre, pour caractériser à bande large le canal de propagation autour des fréquences centrales 2.4 et 5.8 GHz, seront extraits à partir des enregistrements des profils multivoies de la campagne de mesures. Pour cela le chapitre suivant propose un protocole expérimental détaillé qui tient compte de la nature de l'environnement étudié et présente les différentes séries de mesures considérées dans ce travail.

Chapitre 3

Protocole expérimental

Ce chapitre décrit les caractéristiques du système de mesures ainsi que l'environnement de propagation étudié. Ensuite, le protocole expérimental pour la campagne de mesures sera expliqué.

3.1 Techniques pour les mesures à bande large

Plusieurs méthodes ont déjà été développées pour la mesure de la réponse impulsionnelle du canal. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories [2], [17].

Une première approche consiste à générer et moduler une série périodique d'impulsions de largeur finie, puis à démoduler au récepteur la série de réponses à ces impulsions. C'est l'approche dite des *impulsions périodiques*. Une seconde approche, dite de *compression d'impulsion*, est basée sur les propriétés de la fonction d'autocorrélation des séquences de bits pseudo-aléatoires. Le signal modulant utilisé pour sonder le canal (*stimulus*) n'est plus une série d'impulsions mais une série de séquences pseudo-aléatoires de bits dont le débit correspond (à un facteur près) à la largeur de bande à sonder. La réponse impulsionnelle est obtenue en corrélant le signal reçu avec une séquence de bits identique à celle utilisée à l'émission. La façon d'implanter ce concept varie grandement selon les méthodes. L'une d'elle permet de suivre toutes les variations en t de $h(\tau, t)$ en échantillonnant et enregistrant à la sortie du récepteur un signal dont la largeur de bande est une fraction (par exemple, 1/5000) de celle du stimulus, [6]. Cette dilatation temporelle est produite en ralentissant légèrement le débit de la séquence de bits utilisée à la réception par rapport à celle utilisée à l'émission. La dernière approche est basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau pour mesurer directement la fonction de transfert $H(f; t)$ sur la plage de fréquence désirée. C'est la technique de mesure dans le domaine fréquentiel. Cette approche a été utilisée dans la plupart des travaux. Un inconvénient de la technique fréquentielle est que le canal doit rester fixe pendant un balayage complet des fréquences, avec la conséquence qu'il est difficile de faire une étude des variations de $h(\tau, t)$ en fonction de t .

3.2 Montage expérimental

Le montage expérimental montré dans la figure 1 a été adopté pour effectuer les mesures de propagation à bande large [19] [20] autour des fréquences centrales 2.4 et 5.8 GHz .

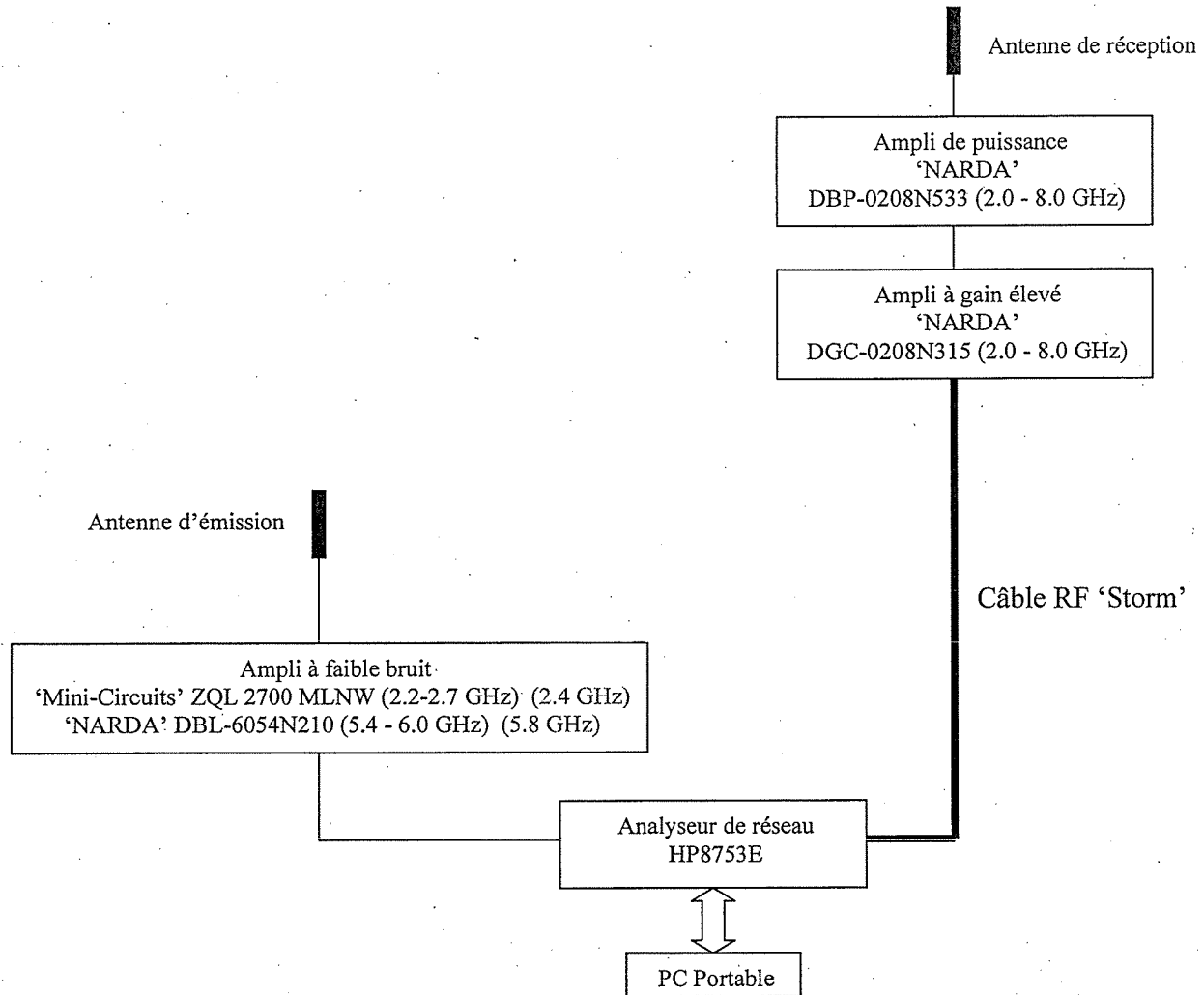


Figure 3.1 Montage expérimental utilisé pour la campagne de mesures.

Le montage proposé inclut un analyseur de réseau qui joue le rôle de source émettrice et de détecteur du signal. Cela a permis d'éviter les problèmes de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. La source peut produire une puissance entre -85 et $+10$ dBm avec une plage de fréquence opérationnelle allant de 30 KHz à 6 GHz.

La bande de fréquence choisie a été de 200 MHz autour des fréquences centrales de 2.4 ou 5.8 GHz. Pour cette bande de mesures, la résolution temporelle est égale à 5 nanosecondes environ.

En pratique, cette valeur dépend du fenêtrage, phénomène qui intervient lors de l'application de la transformée de Fourier inverse [23]. Dans notre cas, le choix de la fonction de Hanning a fait subir un facteur d'élargissement de 1.5 à la résolution temporelle [24].

Afin de confirmer l'état quasi-stationnaire du canal de propagation pendant les prises de mesures, le temps de balayage a été fixé à 75 ms, valeur minimale permise par l'analyseur de réseau pour la largeur de bande de fréquence considérée. Chaque balayage a été composé de 201 échantillons espacés de 1 MHz.

Les spécifications techniques détaillées des amplis, antennes et câbles utilisés dans le montage sont fournies en annexe à la fin de ce mémoire.

Pour effectuer les mesures, on a procédé de la manière suivante: à la réception et pour des distances émetteur-récepteur entre 1 et presque 20 mètres (cette distance dépend de la fréquence utilisée), on a relié directement l'antenne de réception à l'analyseur de réseau. Le signal était assez fort pour utiliser cette méthode et par conséquent éviter les atténuateurs (sources de bruit) à la réception. Après et avant que le signal ne devienne faible, on a ajouté l'ampli à faible facteur de bruit (Low Noise Amplifier). Il faut noter ici que pendant le traitement des données on soustrait (données en dB) la réponse fréquentielle du montage utilisé.

3.3 Description de l'environnement

La campagne de mesures est effectuée dans une galerie souterraine de la mine laboratoire CANMET à Val d'Or. Afin d'extraire le maximum d'information sur la propagation d'onde radio dans un environnement minier souterrain, on a opté pour une campagne de mesures au niveau 70 m. La galerie choisie a une largeur qui varie entre 2.5 et 3 mètres et une hauteur de 3 mètres environ, dimension typique d'une mine conventionnelle. Les deux figures ci-dessous illustrent l'environnement choisi :



Figure 3.2 Section de la galerie souterraine NLOS.



Figure 3.3 Section de la galerie souterraine LOS.

Comme on peut le constater, les parois présentent une rugosité importante. On y trouve le long de ces parois des fils électriques, des câbles et des tuyaux situés près du plafond. Le sol de la galerie est assez onduleux et on y trouve par endroits des flaques d'eau de dimensions différentes pouvant aller jusqu'à plusieurs mètres de longueur.

Quelle que soit la saison, la température, dans la galerie, est toujours constante et égale à environ 6 °C, avec un taux d'humidité presque de 100%. Ce qui rend les conditions de travail désagréables dans un tel environnement.

La figure 4 illustre le plan du niveau 70 m avec toutes les galeries accessibles. Le site choisi présente une situation de ligne de vue non directe NLOS. La longueur de la galerie nous permet d'avoir un environnement bien contrôlé et des résultats fiables. En effet, ce site est loin de toutes activités humaines au niveau 70 m.

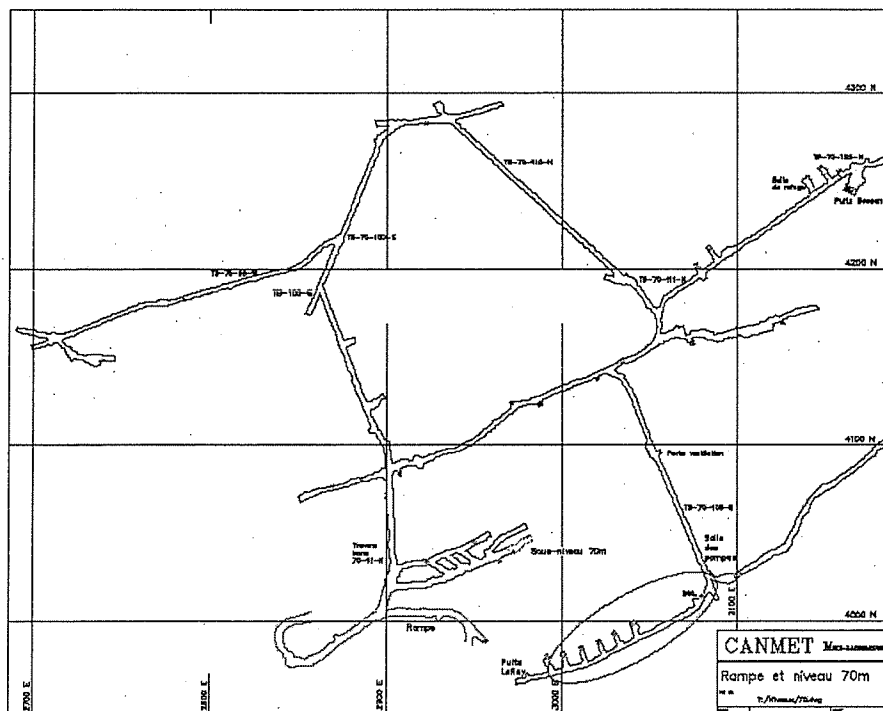


Figure 3.4 Plan du niveau 70 m et le site choisi pour la campagne de mesures.

3.4 Campagne de mesures

Cette manœuvre consiste à effectuer des séries de mesures en vue de caractériser le canal à bande large. Bien qu'elle permet de décrire le comportement du canal à une bande de fréquence donnée, l'étude ne met pas toujours en évidence les atouts de l'environnement ou ses caractéristiques distinctes. Il faut donc étendre l'investigation en améliorant l'architecture émetteur-récepteur pour faire ressortir ces caractéristiques. En effet, l'implantation par exemple de réseaux d'antennes simultanément en émission et en réception (MIMO) joue un rôle crucial dans l'amélioration de l'efficacité spectrale dans un environnement riche en multi-trajets.

Les bandes de fréquence choisies pour cette étude ont déjà fait l'objet d'autres travaux antérieurs. La majorité de ces études étaient sur des mesures réalisées dans des environnements intérieurs à parois lisses (immeuble, usine...). Dans le cadre du projet LRCS, Chahé Nerguizian [24] et Mourad Djadel [35] ont déjà effectué des mesures à bande large et étroite autour de 2.45 GHz au niveau 40 mètres de la mine CANMET. Les dimensions de la galerie à ce niveau étaient plus larges que celles de la galerie au niveau 70 mètres. De plus, la rugosité des parois est moins importante dans l'environnement étudié dans notre travail.

Pour traiter ce sujet complexe, il est intéressant de décomposer la campagne en des séries de mesures, ayant chacune ses propres objectifs :

- La première série est consacrée à des mesures à bande large autour de la fréquence centrale 2.4 GHz.
- La seconde série de cette campagne est consacrée à des mesures à bande large autour de 5.8 GHz.
- Dans les troisième et quatrième séries, on s'intéressera aux propriétés d'un système SIMO (Single Input Multiple Output) de type 1×4 par un réseau d'antennes "synthétique"¹ à 2.4 et 5.8 GHz [18], utilisant une seule antenne à l'émission et une autre à la réception.

Pour des raisons pratiques, une stratégie a été adoptée afin de réaliser les 1^{ère} et 3^{ème} séries d'une part et les 2^{ème} et 4^{ème} séries d'autre part, dans chaque bande de fréquence en même temps.

¹ Utilise 4 positions d'une seule antenne à la réception pour simuler un réseau d'antennes.

Durant la campagne de mesures, les antennes d'émission et de réception ont été fixées à une hauteur de 1.8m. Toutes les séries ont été effectuées dans un environnement sans obstacles entre l'émetteur et le récepteur.

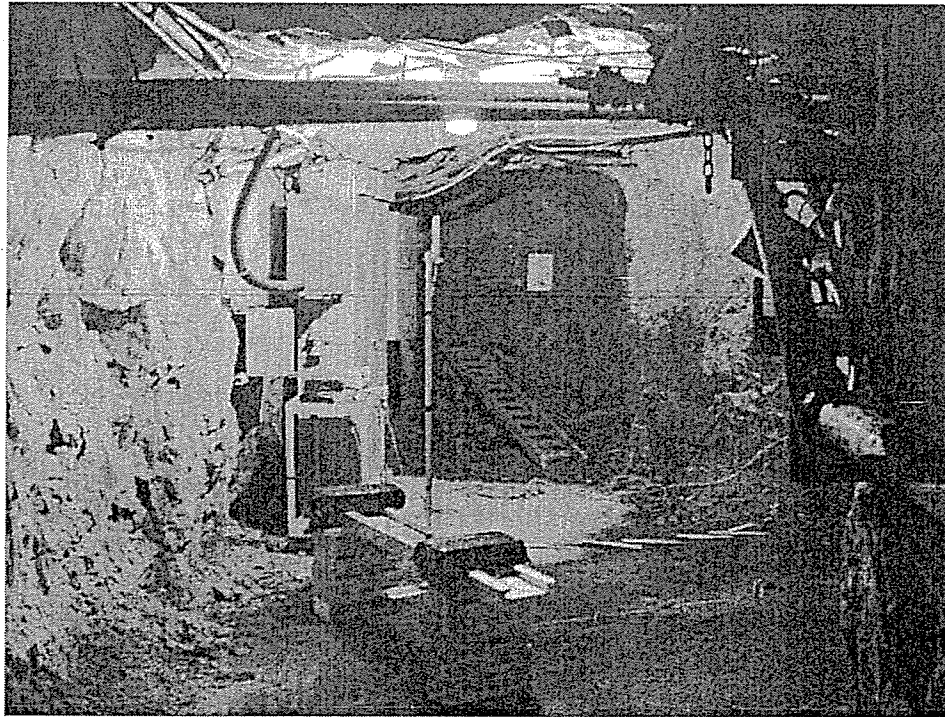


Figure 3.5 Aperçu de la chaîne d'émission.

On se limitera dans ce mémoire à l'analyse des données relatives aux deux premières séries de mesures. Les résultats des deux autres séries seront traités dans une publication.

L'aboutissement de ce travail peut s'avérer laborieux à cause des difficultés qu'engendre la nature de l'environnement, mais les efforts investis dès le départ, particulièrement pour concevoir un mécanisme qui assure le déplacement des antennes avec une très bonne précision, le repérage au sol des points de mesure ainsi que l'arpentage de ceux-ci, ont permis de simplifier la campagne de mesures à tous les niveaux.

3.4.1 Première série de mesures

L'objectif de cette série est la caractérisation du canal de propagation à bande large autour de la fréquence centrale 2.4 GHz. Afin de collecter les données utiles, le récepteur (antenne omnidirectionnelle) est déplacé avec un pas de 1 m en longueur (70 positions distantes de 1 m pour une longueur de la galerie de 70 m) et 31.2 ou 10.4 cm en largeur (6 positions: 3 distantes de 31.2 cm et 4 de 10.4 cm), de façon à couvrir 70 m de la galerie. Ce qui a donné un total de

420 points de mesures de la fonction de transfert du canal. À chaque position, 10 enregistrements ont été réalisés. La réponse impulsionnelle du canal a été calculée à partir de la fonction de transfert en utilisant la transformée de Fourier inverse. Dans cette série, l'émetteur (antenne omnidirectionnelle) était localisé au point A, tandis que le récepteur se déplaçait vers le point B (Figure 6).

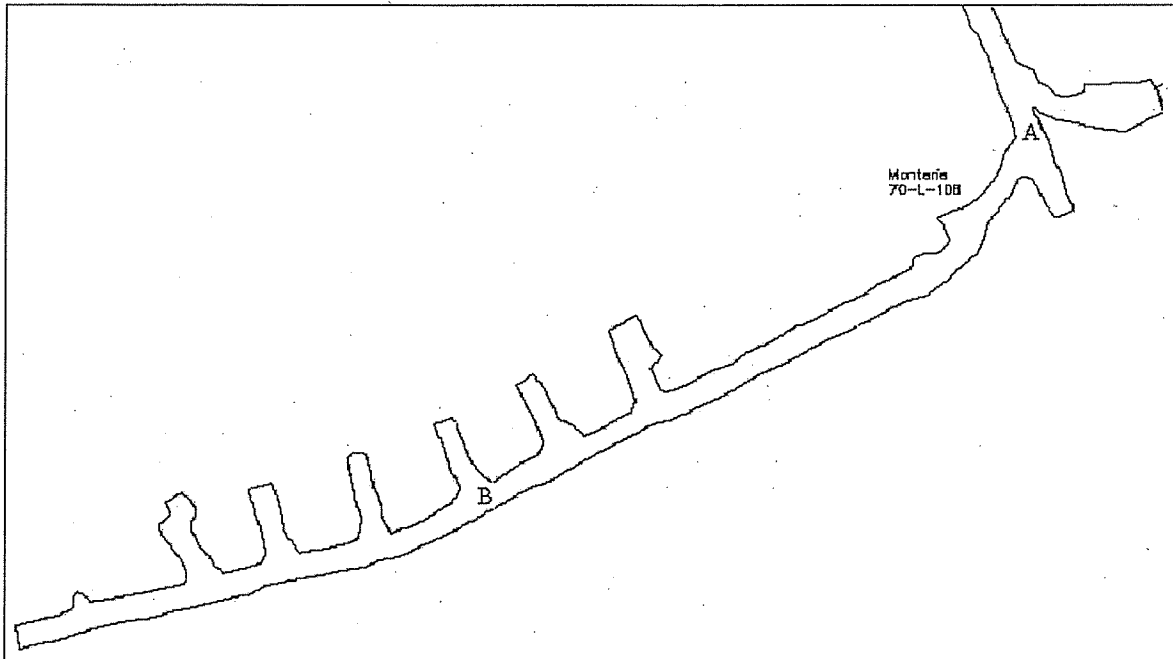


Figure 3.6 Le site de la campagne de mesures.

3.4.2 Deuxième série de mesures

Cette série de mesures, à bande large autour de la fréquence centrale 5.8 GHz, fait appel à la même procédure utilisée pour la première série, dans le but de comparer par la suite les résultats pour les deux bandes de fréquence.

3.4.3 Troisième série de mesures

Compte tenu de la richesse en multitrajets d'un environnement minier souterrain, l'utilisation d'un réseau d'antennes à l'émission ou/et à la réception peut favoriser une augmentation substantielle de la capacité du canal. Pour cela un système 1×4 SIMO est considéré afin

d'évaluer ses propriétés dans une galerie souterraine. Cette étude fera l'objet de la présente série de mesures.

Cette série, à 2.4 GHz, a eu lieu en parallèle avec la première, utilisant les 4 positions à la réception distantes de 10.4 cm de la première série de mesures. Elle consiste à considérer un réseau d'antennes synthétique utilisant une seule antenne omnidirectionnelle à l'émission et une autre à la réception.

Pour la même position de l'émetteur, l'antenne de réception est déplacée entre 4 points séparés par 10.4 cm. Comme dans la première série, l'antenne d'émission immobile est localisée au point A, tandis que le réseau d'antennes de réception est déplacé le long de la galerie vers le point B. À chaque mètre, 10 enregistrements ont été réalisés pour les différentes combinaisons.

3.4.4 Quatrième série de mesures

Elle reprend le même principe de la troisième série pour l'appliquer à 5.8 GHz. L'objectif est d'étudier le comportement du système SIMO dans cet environnement minier souterrain pour les deux bandes de fréquence considérées.

Chapitre 4

Analyse des résultats

Ce chapitre est consacré à l'étude des différentes caractéristiques du canal, à bande large, issues de la campagne de mesures. En particulier, les variations des paramètres pertinents de la réponse impulsionnelle du canal en fonction de la distance émetteur-récepteur sont étudiées pour les deux bandes de fréquence considérées.

4.1 Réponses fréquentielle et temporelle du canal

Les figures 4.1 et 4.2 présentent les réponses fréquentielles et temporelles obtenues pour les deux bandes de fréquence considérées correspondant à une distance émetteur-récepteur données.

La réponse fréquentielle du canal, enregistrée par l'analyseur de réseau, a été obtenue pour les 420 positions à la réception. Afin d'atténuer les bruits d'enregistrements, chaque réponse est obtenue par la moyenne de 10 différents enregistrements, pris aux mêmes positions émetteur-récepteur.

Les figures 4.1 et 4.2 montrent des évanouissements importants dans la courbe de l'amplitude de la réponse fréquentielle pour les deux bandes de fréquence étudiées. Cela illustre la sélectivité fréquentielle du canal. Concernant la courbe de la phase, elle est linéaire sauf pour des déphasages importants qui se produisent en présence des évanouissements à certaines fréquences.

D'autre part, la réponse impulsionnelle du canal a été calculée à partir de la réponse en fréquence du canal en utilisant un programme Matlab qui produit la transformée de Fourier inverse.

La figure 4.2 ci-dessous présente les réponses impulsionnelles du canal correspondant aux réponses fréquentielles de la figure 4.1. On remarque que le chemin direct est la composante dominante de la réponse impulsionnelle pour les deux bandes de fréquence, et que quelques trajets arrivent avec des délais de propagation courts.

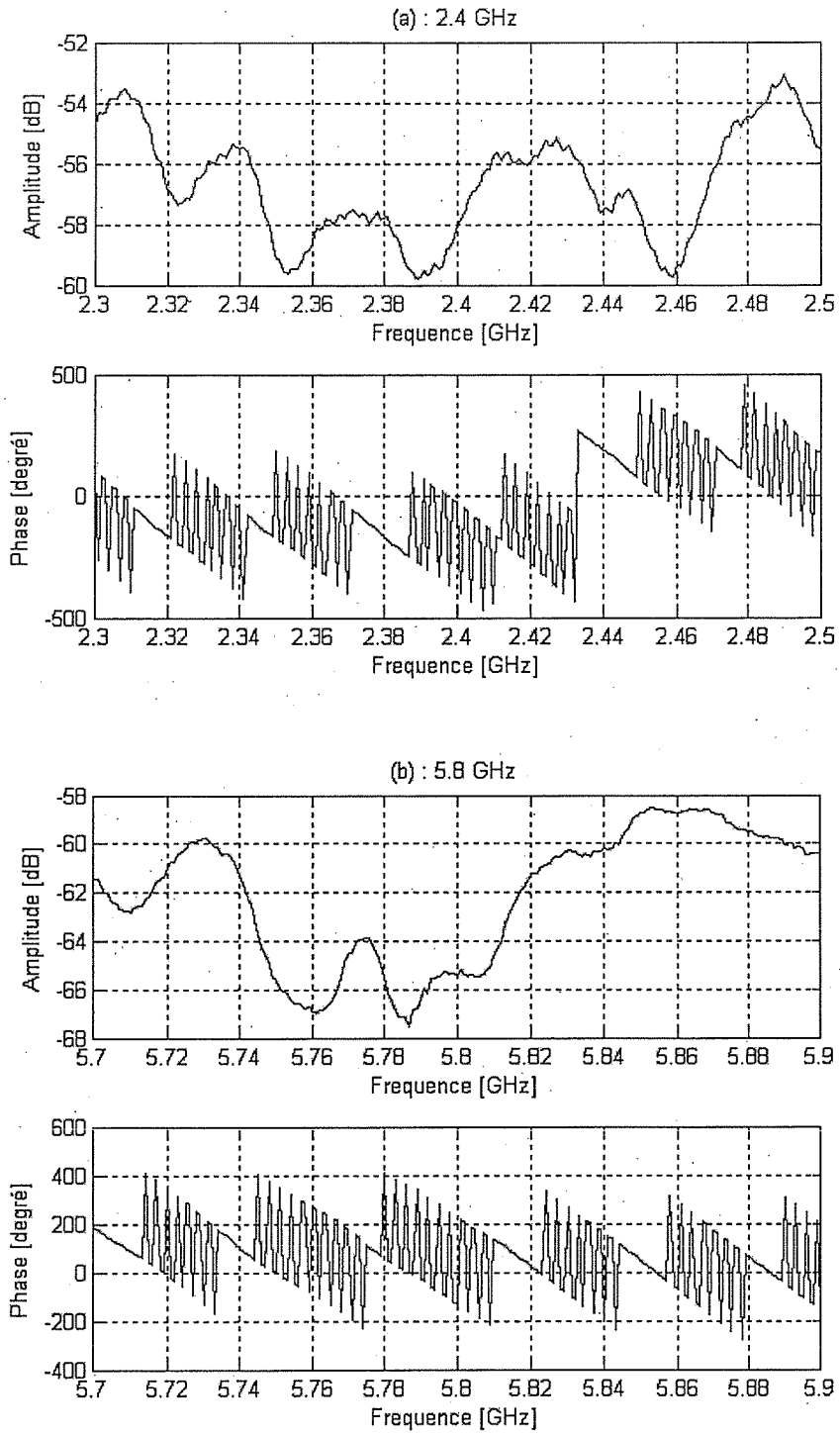


Figure 4.1 Amplitude et phase de la réponse en fréquence du canal pour une distance émetteur-récepteur donnée.

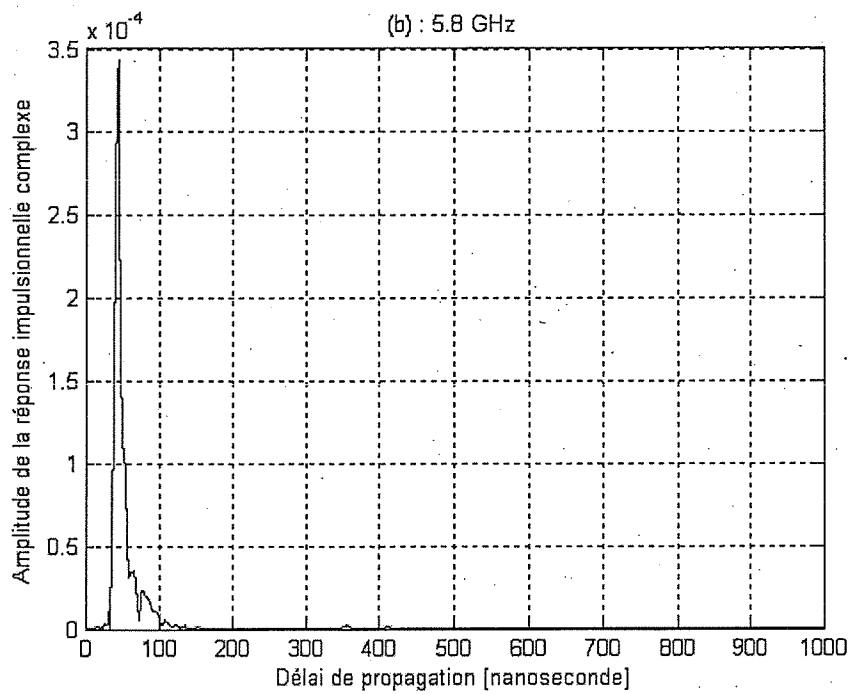
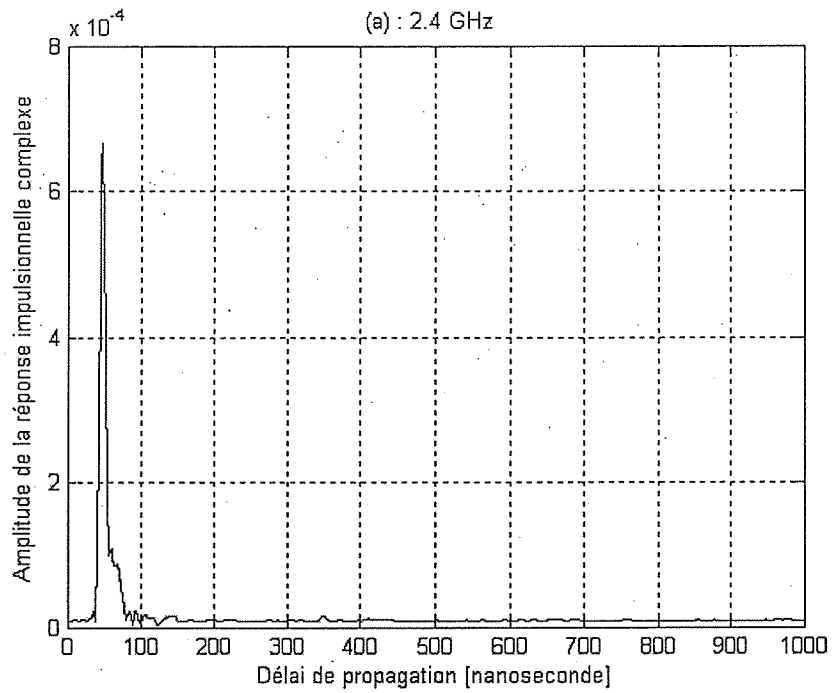


Figure 4.2 Amplitude de la réponse impulsionnelle du canal correspondant aux résultats de la Figure 4.1.

4.2 Procédure pour la suppression du bruit

Cette procédure, appliquée à la réponse impulsionnelle du canal, consiste à éliminer toute composante multivoie dont l'amplitude est inférieure à un seuil relatif bien défini. Toutefois, le choix de la valeur du seuil a un effet remarquable sur l'analyse des paramètres du canal. Alors que dans d'autres travaux [24] le seuil a été fixé à 20 dB par rapport à l'amplitude du trajet dominant, l'analyse statistique des résultats présentés dans ce mémoire est basée sur un seuil égal à la moyenne plus quatre fois l'écart type du niveau du bruit. Le choix de cette valeur de seuil a permis d'éliminer les contributions de la réponse impulsionnelle qui pourraient résulter de la présence de bruit thermique intervenant à des délais importants par rapport au premier trajet (voir Annexe A). Pour cela, on a considéré une zone utile dans la réponse impulsionnelle étalée sur 250 nanosecondes à partir du temps d'arrivée du premier trajet. Le bruit est alors tout le reste de la réponse impulsionnelle. Ceci est illustré sur la *figure 4.3*.

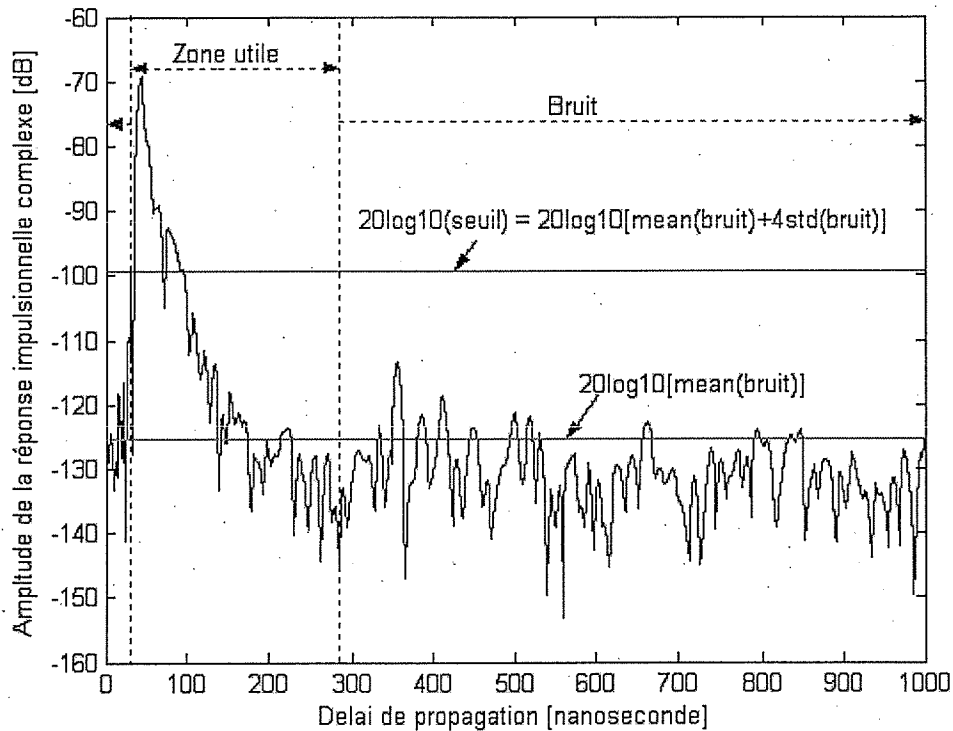


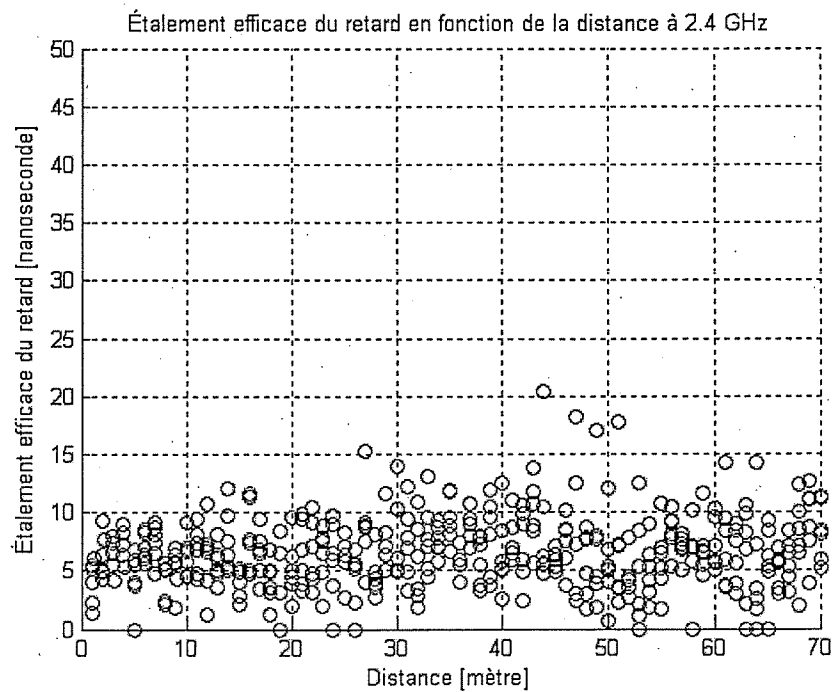
Figure 4.3 Procédure utilisée pour la suppression du bruit.

4.3 Les paramètres temporels de dispersion

Les statistiques de l'étalement efficace du retard, du délai moyen relatif et de l'étalement maximal du retard ont été calculées à partir des 420 mesures de la réponse impulsionnelle du canal.

La *figure 4.4* représente les variations de l'étalement efficace du retard en fonction de la distance émetteur-récepteur, pour les deux bandes de fréquence.

(a)



(b)

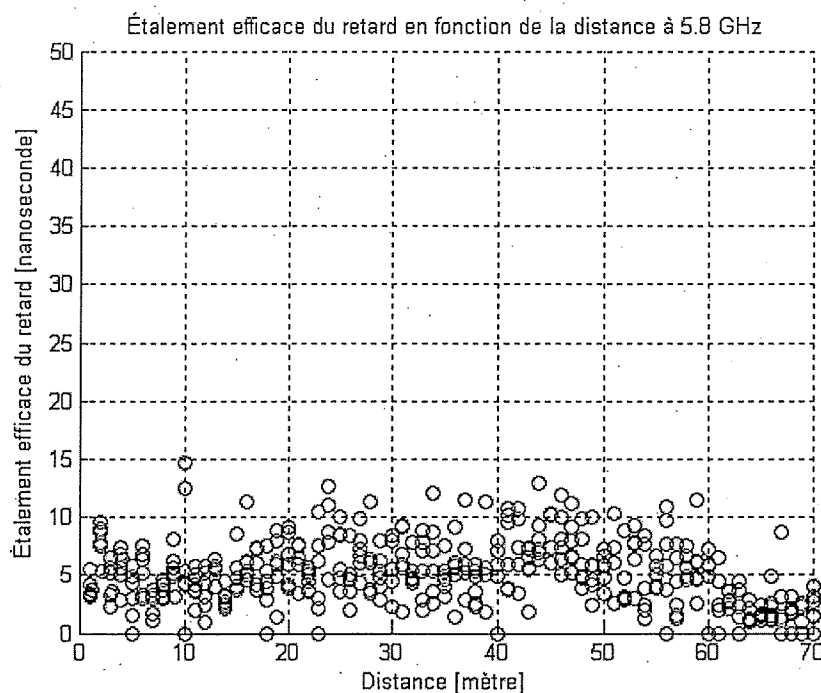


Figure 4.4 Étalement efficace du retard du canal en fonction de la distance à (a) : 2.4 GHz et (b) : 5.8 GHz.

D'après la littérature (pour les environnements à l'intérieur des immeubles), l'étalement efficace du retard augmente avec la distance et puis décroît après une certaine séparation entre l'émetteur et le récepteur [19],[28]. Ce qui n'est pas le cas pour une galerie souterraine. En effet, dans l'environnement considéré, les réflexions aléatoires ont un effet d'aplanissement de la relation entre l'étalement efficace du retard et la distance émetteur-récepteur (*figure 4.4*). Par contre, on n'a pas remarqué ce phénomène au niveau 40 m de la mine [24], dont la largeur de la galerie est de 5 mètres. La rugosité importante des parois au niveau 40 m, était aussi un facteur déterminant pour expliquer la plus grande dispersion dans l'étude de Nerguizian [24].

Ces résultats montrent que les caractéristiques de propagation dans un environnement souterrain peuvent varier considérablement suivant les dimensions de la galerie, la rugosité des parois et la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.

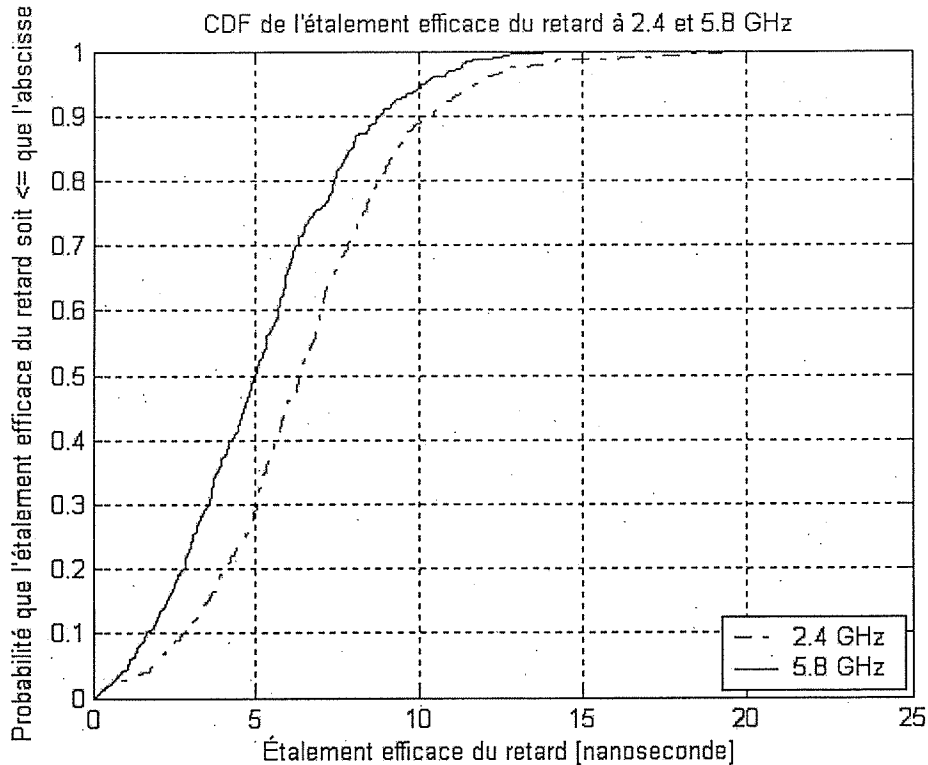


Figure 4.5 Fonction de répartition cumulative de l'étalement efficace du retard à 2.4 et 5.8 GHz.

La *figure 4.5* présente la fonction de distribution cumulative (CDF) de l'étalement efficace du retard pour les deux bandes de fréquence. Cette fonction donne le pourcentage des positions du récepteur pour lesquelles l'étalement efficace du retard est inférieur à une valeur donnée. Puisque les valeurs de ce paramètre à 5.8 GHz, pour plusieurs positions du récepteur, sont supérieures à celles à 2.4 GHz, la courbe de la CDF pour cette bande de fréquence est au-dessus de celle à 2.4 GHz (*figure 4.5*).

L'étalement efficace du retard est inférieur ou égal à 6.34 nanosecondes pour 50% des positions du récepteur à 2.4 GHz. La valeur correspondante à 5.8 GHz est de 4.98 nanosecondes.

Pour les systèmes radio à bande large dans cet environnement, le niveau de performances peut être meilleur dans la bande de 5.8 GHz. Ceci est dû aux valeurs de l'étalement efficace du retard sensiblement inférieures à 5.8 GHz par rapport à 2.4 GHz (*figure 4.5*).

Dans les deux bandes de fréquence, les faibles valeurs de l'étalement efficace du retard peuvent induire un taux très élevé de transmission des données dans la galerie considérée [29].

D'autre part, le délai moyen relatif et l'étalement maximal du retard sont représentés aux figures 4.6 et 4.7, respectivement. Les statistiques de ces deux paramètres, en plus de l'étalement efficace du retard, sont résumées au Tableau 4.1.

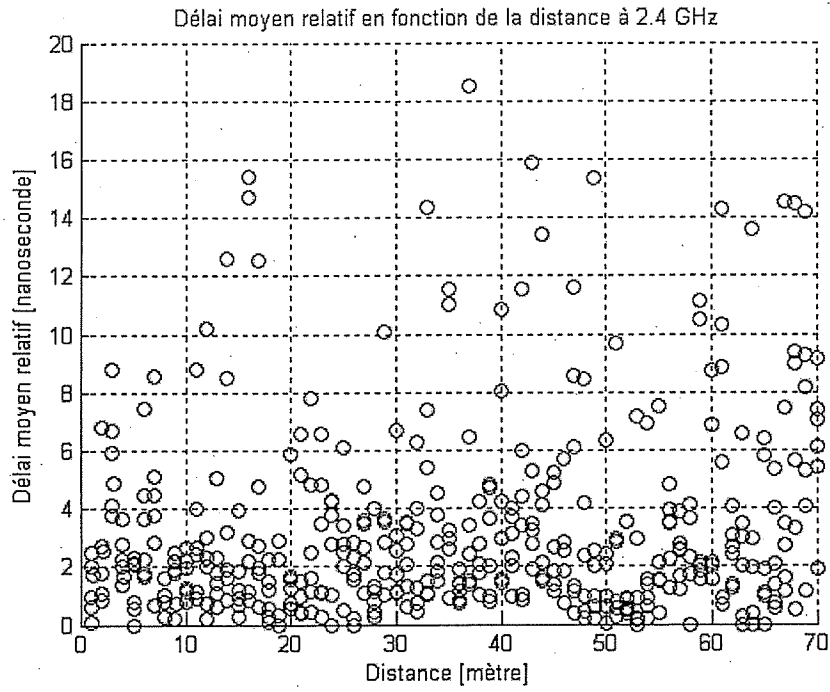
Toutes les positions	moyenne		std		max	
	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz
τ_m (nsec)	3.21	2.30	3.24	2.61	18.51	15.83
τ_{rms} (nsec)	6.49	5.11	3.07	2.74	20.40	14.74
τ_{max} (nsec)	42.38	46.23	30.76	45.62	232	240

Tableau 4.1 Valeur moyenne, écart type et valeur maximale de τ_m , τ_{rms} et τ_{max} à 2.4 et 5.8 GHz.

D'après la figure 4.6 et le Tableau 4.1, la majorité des valeurs du délai moyen relatif pour les différentes positions se concentrent au-dessous de la moyenne de ce paramètre pour les deux bandes de fréquence. En plus, ces valeurs dépendent de la position du récepteur dans la galerie.

En ce qui concerne l'étalement maximal du retard, la figure 4.7 montre un comportement presque semblable à celui de l'étalement efficace du retard en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Ce qui implique que les variations de τ_{rms} sont suffisantes pour donner une évaluation de la sévérité du canal. Toutefois, on remarque que des valeurs élevées de l'étalement maximal du retard apparaissent pour certaines positions du récepteur juste après la fin de la ligne de vue directe sur une distance de 20 mètres environ. Ce qui peut être expliqué par l'augmentation de la dispersion causée par le canal (figures 4.7 et 4.13). Cette dispersion est plus importante à 5.8 GHz. Cela est tout à fait justifié par la différence entre les deux valeurs de la longueur d'onde à 5.8 GHz et 2.4 GHz.

(a)



(b)

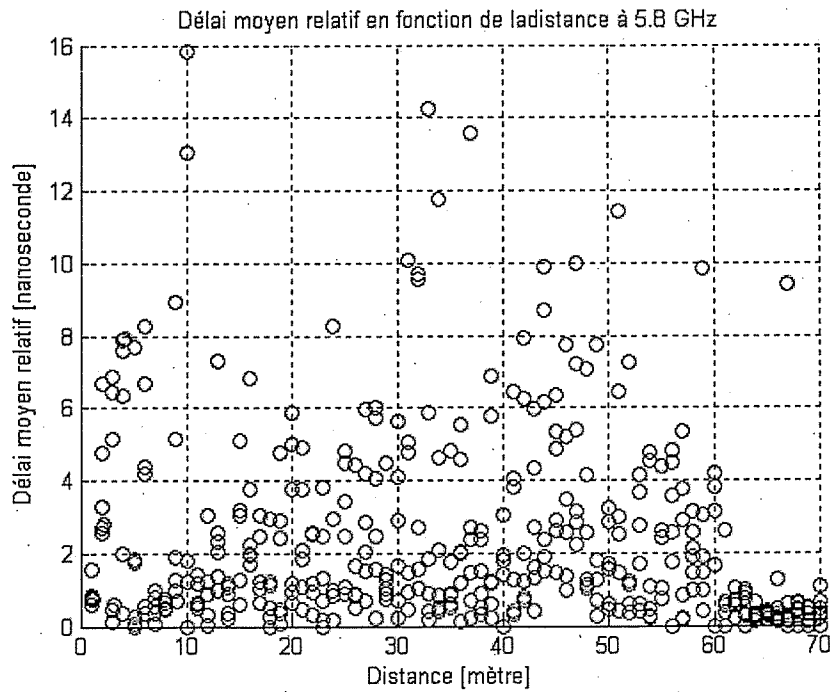
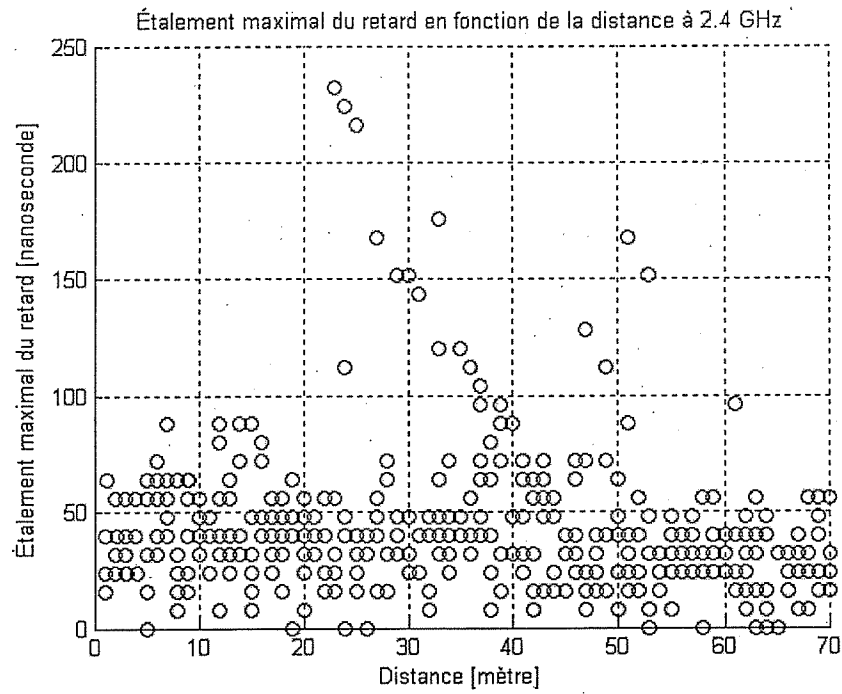


Figure 4.6 Délai moyen relatif du canal en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.

(a)



(b)

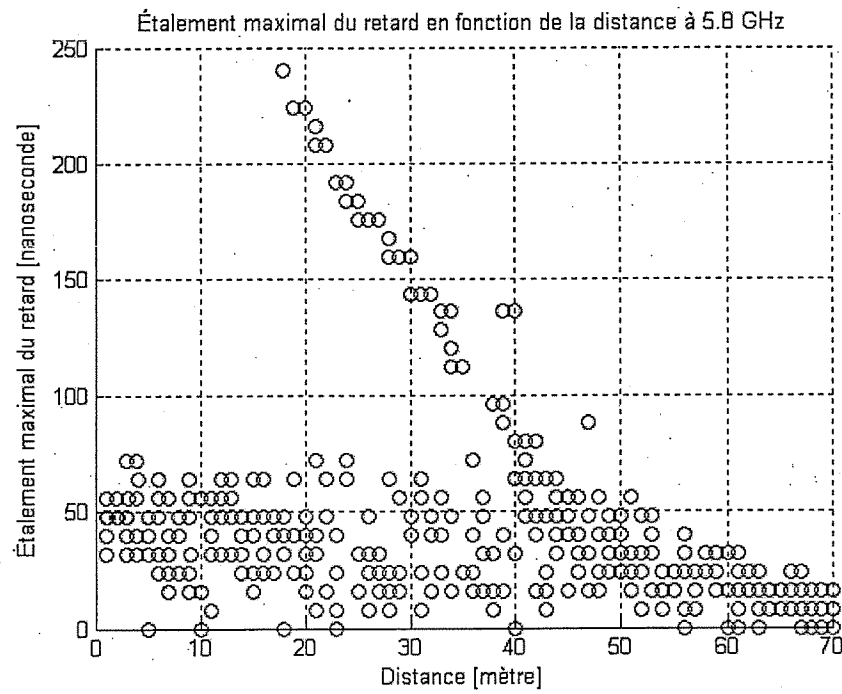


Figure 4.7 Étalement maximal du retard en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.

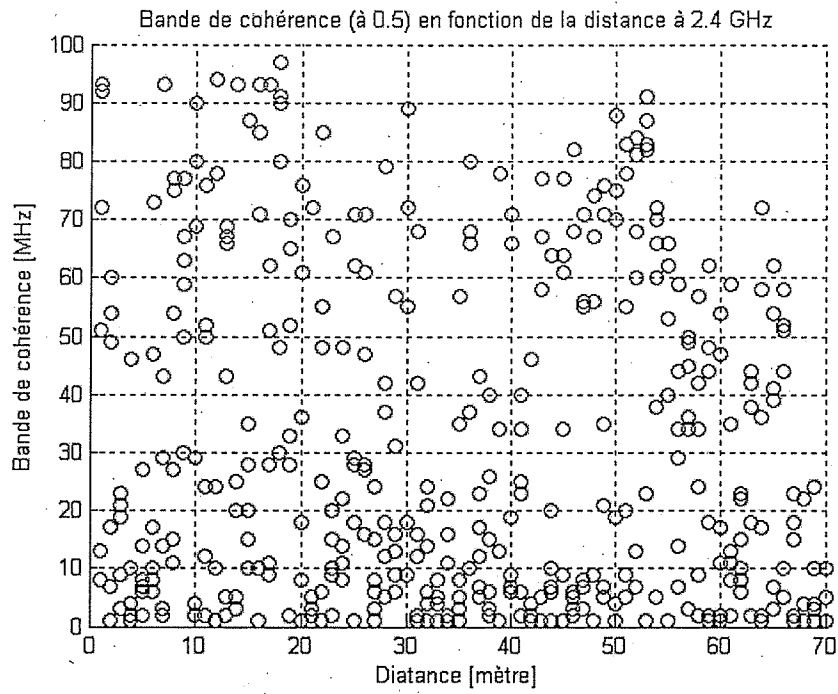
4.4 Bande de cohérence

La caractérisation de l'étalement efficace du retard du canal dans le domaine fréquentiel fait appel à la notion de bande de cohérence. En appliquant l'équation (2.18) à la fonction de transfert du canal, on obtient la bande de cohérence (corrélation à 0.5) pour les 420 positions du récepteur (*figure 4.7*).

La *figure 4.7* montre un comportement aléatoire de ce paramètre en fonction de la distance. La même allure a été remarquée au niveau 40 mètre de la mine quand les valeurs de l'étalement efficace du retard sont devenues faibles [24].

La *figure 4.8* présente les variations de la bande de cohérence (à 0.5) en fonction de l'étalement efficace du retard.

(a)



(b)

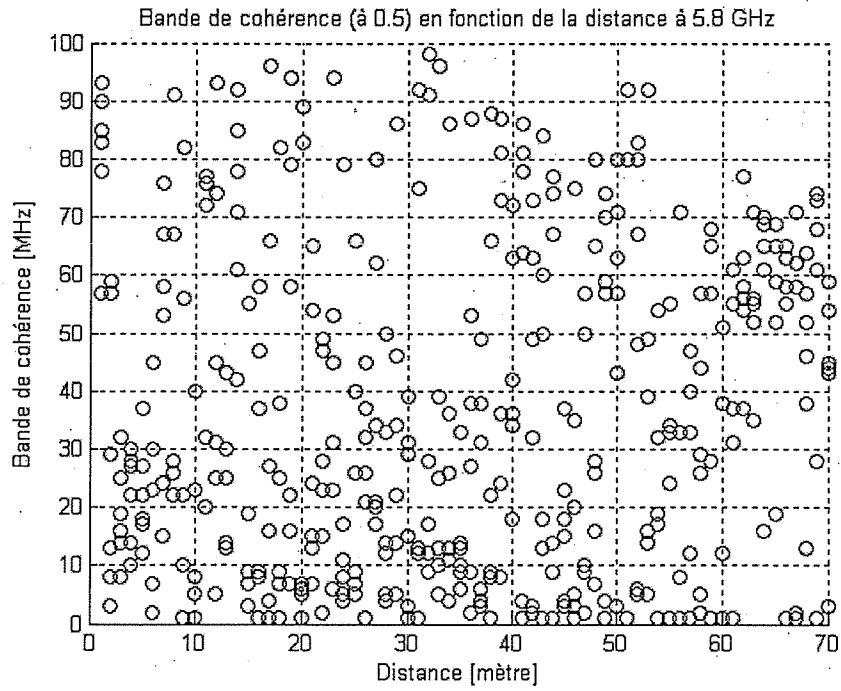


Figure 4.8 Bande de cohérence (à 0.5) du canal en fonction de la distance à (a) : 2.4 et (b) : 5.8 GHz.

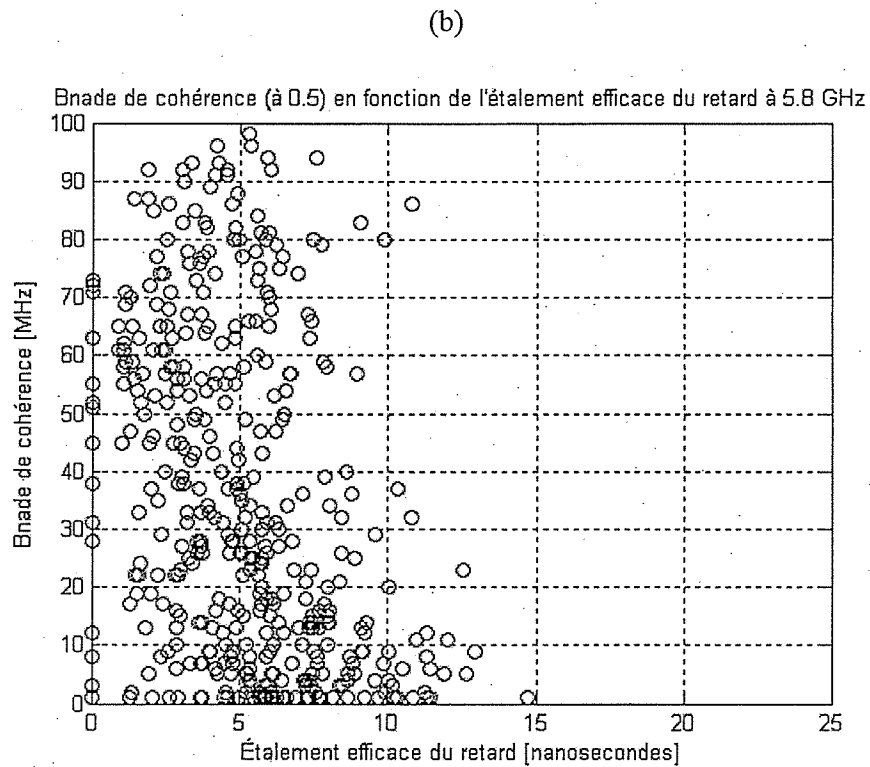
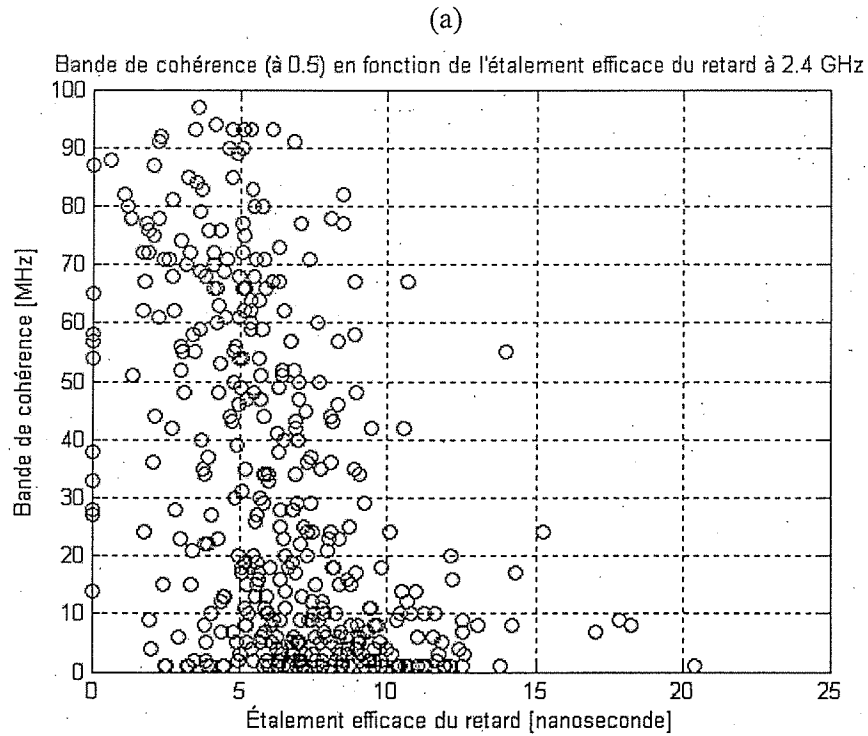


Figure 4.9 Bande de cohérence en fonction de l'étalement efficace du retard à (a): 2.4 et (b) : 5.8 GHz.

4.5 Puissance totale multivoie

La puissance totale multivoie P a été calculée pour les 420 positions considérées du récepteur (*figure 4.10*). On remarque, pour les deux bandes de fréquence, que la courbure de la galerie située à 17 mètres de l'émetteur n'a pas un effet visible sur l'atténuation du signal à cette distance. Cela peut être expliqué par les dimensions étroites de la galerie, mais aussi la distance relativement faible entre l'émetteur et la courbure. Toutefois, une chute soudaine de la puissance a été enregistrée à 43 et 44 mètres de l'émetteur pour la bande de fréquence 2.4 GHz. Le même phénomène a été remarqué à 70 mètres. Cela est probablement dû aux combinaisons destructives des trajets multivoie.

D'autre part, une légère augmentation de la puissance totale multivoie est visible entre 47 et 53 mètres. Puisque le nombre de trajets ne varie pas beaucoup à ces distances (*figure 4.11*), on peut conclure que cette variation est causée par les variations de la phase des trajets, induites par la première sous-galerie connectée à la galerie principale (*figure 4.12*), impliquant des combinaisons constructives. Ceci est plus visible à 2.4 GHz.

La *figure 4.11* présente la puissance relative du premier trajet du profil multivoie en fonction de la distance. On remarque un comportement semblable à celui obtenu pour la puissance totale. Ceci était prévisible puisque la courbure de la galerie n'avait pas un effet remarquable sur le signal en ligne de vue indirecte. Par contre, au niveau 40 mètres, cette région de la galerie localisée à 20 mètres de l'émetteur était un point critique pour l'atténuation du signal en fonction de la distance [24]. Dans ce cas, les dimensions de la galerie étaient plus larges.

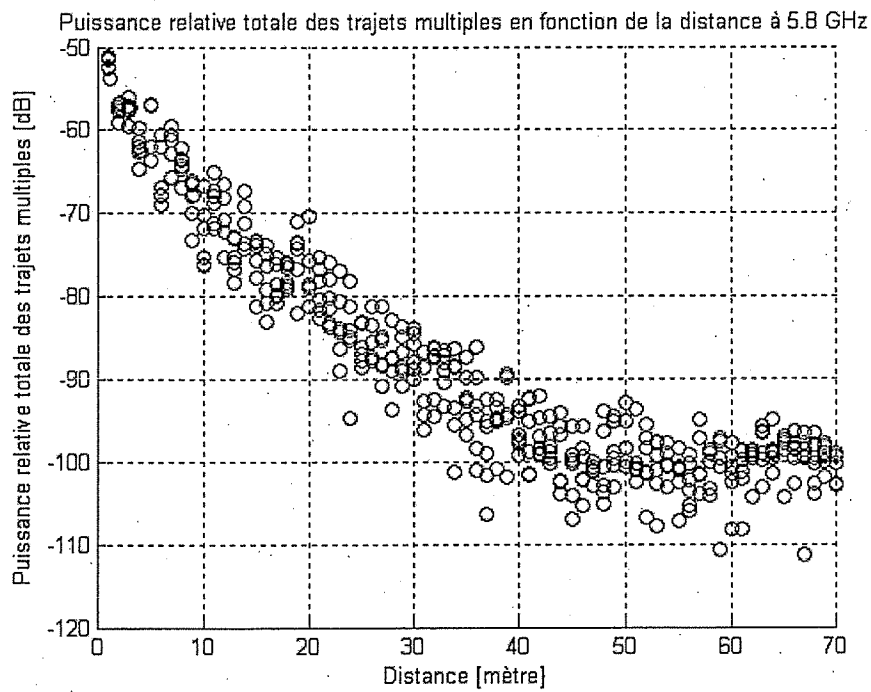
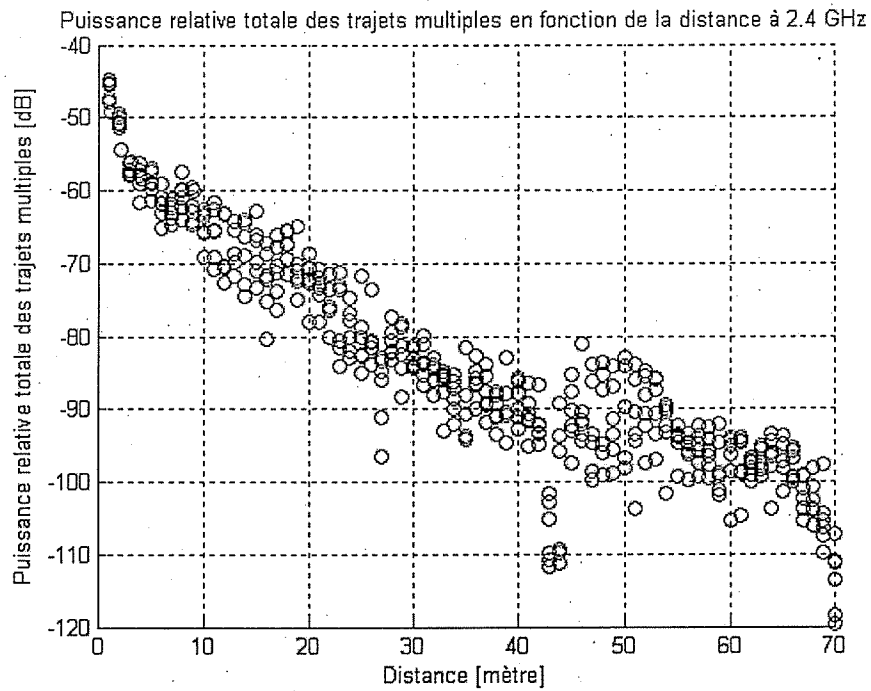


Figure 4.10 Puissance relative totale des trajets multiples en fonction de la distance à 2.4 et 5.8 GHz.

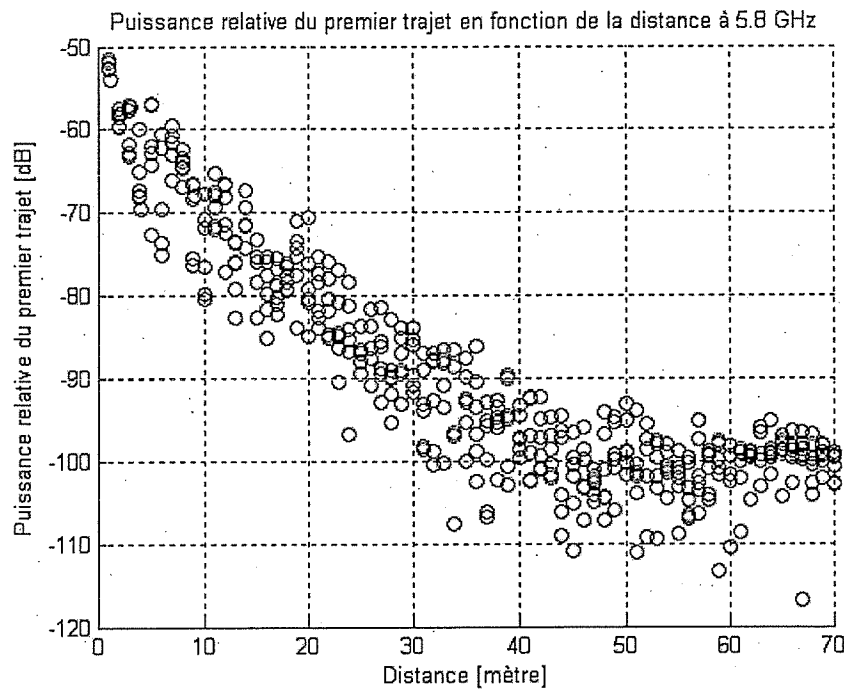
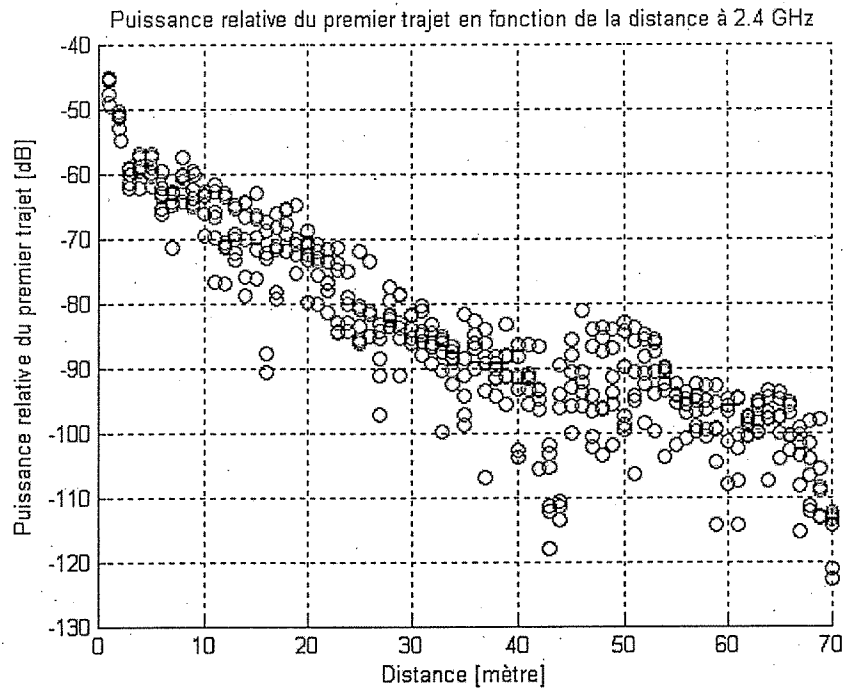


Figure 4.11 Puissance du premier trajet du profil multivoie en fonction de la distance à 2.4 et 5.8 GHz.

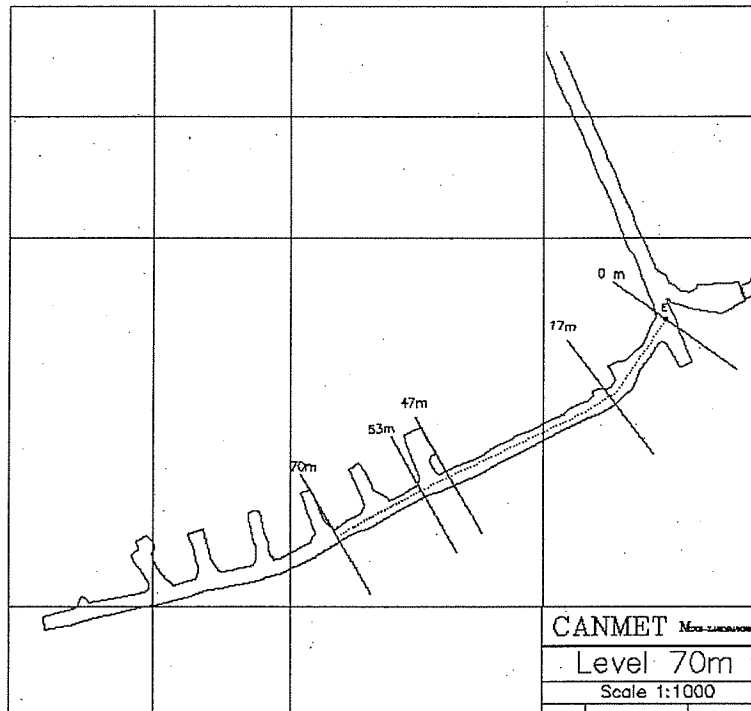


Figure 4.12 Positions critiques du récepteur.

4.6 Nombre de trajets

La figure 4.13 montre les variations du nombre de trajets en fonction de la distance émetteur-récepteur, pour les deux bandes de fréquence considérées.

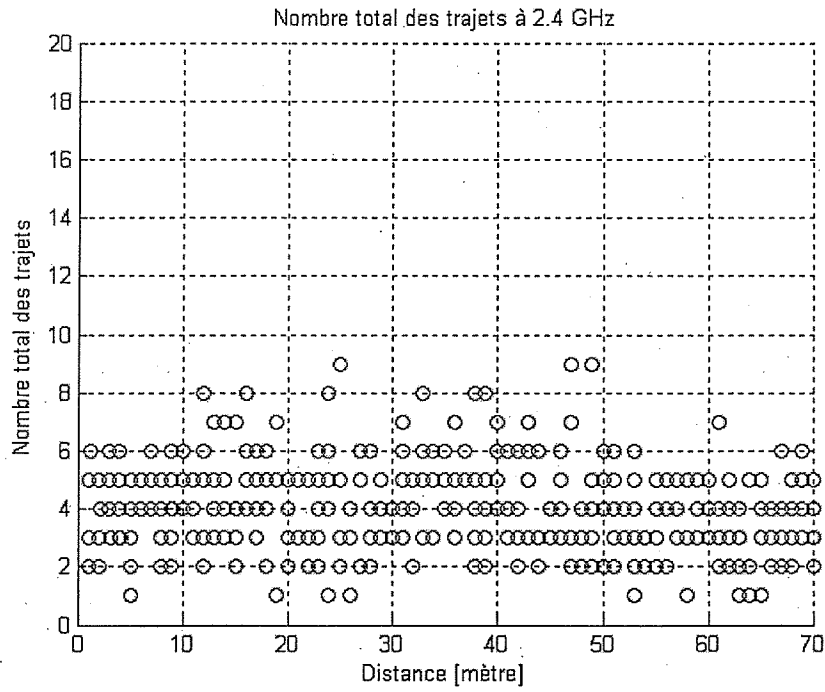
Les statistiques de ce paramètre sont données dans le Tableau 4.2.

Toutes les positions	moyenne		std		max	
	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz
<i>N</i>	4	3.9	1.5	1.8	9	10

Tableau 4.2 Valeur moyenne, écart type et valeur maximale du nombre de trajets *N*.

On remarque que même si les variations du nombre total des trajets en fonction de la distance dépendent de la fréquence, les statistiques sont presque identiques pour les deux bandes de fréquence.

(a)



(b)

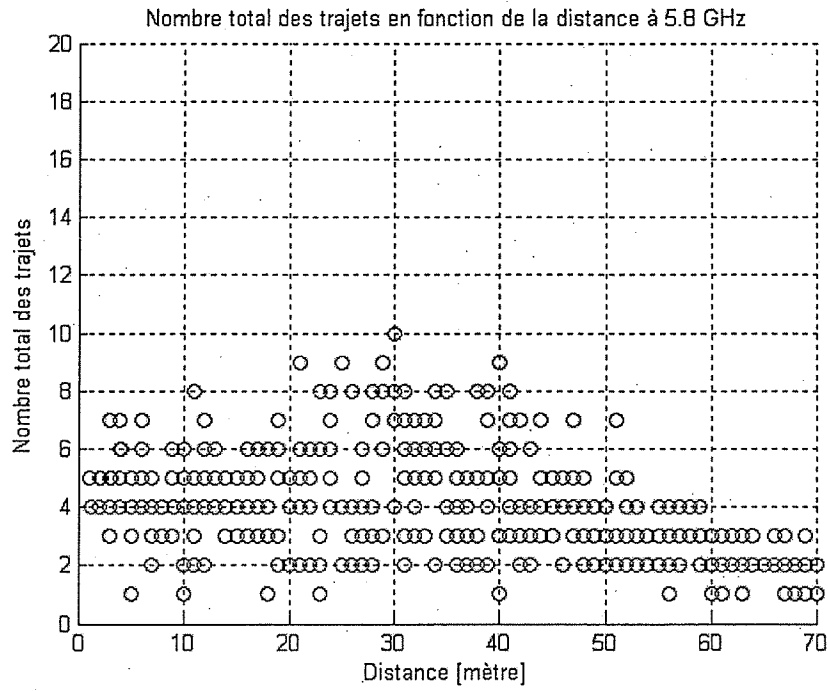


Figure 4.13 Nombre total des trajets en fonction de la distance à (a): 2.4 et (b): 5.8 GHz.

Chapitre 5

Conclusion

5.1 Résumé

Ce mémoire a proposé une étude des caractéristiques à bande large d'un canal minier souterrain autour de 2.4 et 5.8 GHz. Les paramètres pertinents du canal tels que l'étalement efficace du retard et la puissance totale multivoie ont été extraits de la réponse impulsionnelle du canal pour les deux bandes de fréquence. Pour cela, un protocole expérimental a été élaboré afin de mener à bien une campagne de mesures nécessaire pour ce genre d'étude.

La première étape a consisté à concevoir et réaliser un montage expérimental fiable pour mesurer la réponse en fréquence du canal. Le choix de cette méthode, exigeant un canal statique pendant le balayage de la bande de fréquence considérée, a été imposé par le modèle du matériel disponible au laboratoire. En effet, l'analyseur de réseau utilisé ne fournit pas directement la réponse impulsionnelle du canal. Par conséquent, on a eu recours à un programme Matlab qui effectue une transformée de Fourier inverse à partir de la réponse en fréquence mesurée du canal.

L'analyse des résultats de la campagne de mesures a montré que les caractéristiques de propagation dans un environnement souterrain peuvent varier considérablement suivant les dimensions de la galerie et la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.

On a remarqué que la courbure de la galerie située à 17 mètres de l'émetteur n'a pas eu un effet visible sur l'atténuation du signal à cette distance. Par contre, une augmentation de l'étalement maximal du retard s'est manifestée après la fin de la ligne de vue directe pour certaines positions du récepteur sur une distance de 20 mètres environ.

Dans l'environnement considéré, les réflexions aléatoires ont eu un effet d'aplanissement de la relation entre l'étalement efficace du retard et la distance émetteur-récepteur. Ce paramètre caractérisant la dispersion temporelle du canal est inférieur ou égal à 6.34 nanosecondes pour 50% des positions du récepteur à 2.4 GHz. La valeur correspondante à 5.8 GHz est de 4.98 nanosecondes.

Pour les systèmes radio à bande large dans cet environnement, le niveau de performances peut être sensiblement meilleur dans la bande de 5.8 GHz. Ceci est dû aux valeurs de l'étalement efficace du retard légèrement inférieures à 5.8 GHz par rapport à 2.4 GHz. Dans les deux bandes de fréquence, les faibles valeurs de l'étalement efficace du retard peuvent induire un taux très élevé de transmission des données dans la galerie considérée.

5.2 Applications potentielles

En général, l'analyse des résultats d'une campagne de mesures aide à définir les dispositifs correcteurs qui permettront d'améliorer suffisamment la qualité de transmission pour satisfaire aux critères de qualité. Dans notre cas, l'intérêt d'étudier le comportement du canal de propagation permet de fournir les paramètres pertinents pour le système de radiolocalisation en milieu minier souterrain. Les résultats obtenus servent aussi les études préliminaires pour le déploiement d'un réseau sans fil au niveau 70 m de la mine CANMET.

5.3 Travaux futurs

La caractérisation du canal radio est un élément essentiel dans tout processus de conception d'un système de communications sans-fil. Dans un environnement minier souterrain, cette caractérisation nécessite un effort important et des systèmes ingénieux adaptés à la nature hostile de cet environnement.

Bien que ce travail a révélé certains aspects de la propagation des ondes radio dans une galerie souterraine, l'exploration des bandes de fréquence plus élevées (20 GHz, 60 GHz...) devrait faire l'objet des travaux futurs afin de pallier à la limitation des ressources spectrales dans les bandes de fréquence utilisées actuellement, et aussi le manque de travaux à des fréquences très élevées dans un environnement minier souterrain.

Par ailleurs, les techniques de diversité restent un choix important pour la conception des nouveaux systèmes de communication. La nature de l'environnement impose des contraintes sur les paramètres de la technique retenue. Donc la détermination, par exemple dans le cas d'une diversité d'antennes (système MIMO), de la distance optimale entre les éléments d'un réseau d'antennes à la réception peut revêtir une autre forme de la caractérisation du canal de propagation.

Bibliographie

- [1] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communication Channels", *IEEE Communications Magazine*, Vol.33, No.1, pp.42-49, Janvier 1995.
- [2] A. R. Nix, G. E. Athanasiadou and J. P. McGeehan, "Predicted HIPERPLAN coverage and outage performance at 5.2 and 17 GHz using indoor 3-D ray-tracing techniques", *Wireless Personal Communications*, Vol.3, No.4, pp.365-388, 1996.
- [3] W. M. O'Brien, E. M. Kenny, and P. J. Cullen, "An efficient implementation of a three-dimensional microcell propagation tool for indoor and outdoor environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.49, No.2, pp.622-630, Mars 2000.
- [4] J. G. Proakis, "Digital Communications", McGraw Hill, 1995.
- [5] T. S. Rappaport, "Wireless Communications", Prentice Hall, 2002.
- [6] D. C. Cox, "Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.20, No.5, pp.625-635, Septembre 1972.
- [7] S. J. Howard and K. Pahlavan, "Autoregressive modeling of Wideband indoor radio propagation", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.40, No.9, pp.1540-1552, Septembre 1992.
- [8] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proceedings of IEEE*, Vol.81, No.7, pp.943-968, Juillet 1993.
- [9] P. Hafezi and D. Wedge, "Propagation measurements at 5.2 GHz in commercial and domestic environments", *PIMRC97, The 8th IEEE International Symposium on*, Vol.2, pp.509-513, Septembre 1997
- [10] I. Cuinas and M. S. Varela, "Wideband indoor radio channel measurements at 5.8 GHz", *Vehicular Technology Conference, 2000 IEEE VTS-Fall VTC 2000*, Vol.2, pp695-702, Septembre 2000.
- [11] R. Kattenbach and H. Fruchting, "Wideband measurements of channel characteristics in deterministic indoor environment at 1.8 GHz and 5.2 GHz", *sixth IEEE International Symposium on*, Vol.3, pp1166-1170, Septembre 1995.
- [12] J. Kivinen and P. Vainikainen, "Wideband propagation measurements in corridors at 5.3 GHz", *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998 IEEE 5th international Symposium on*, Vol.2, pp512-516, Septembre 1998.
- [13] J. Kivinen and P. Vainikainen, "wideband indoor radio channel measurement at 5.3 GHz", *Microwave Conference and Exhibition, 27th European*, pp.464-469, Septembre 1997.

- [14] IEEE Std 802.11-1998, "IEEE standards for local and metropolitan area networks: interoperable LAN/MAN security (SILS)", LAN/MAN Standards committee of the IEEE computer Society, 1998.
- [15] B. Frenc, D. Hogrefe and A. Sarma, "SDL with applications from protocol specification", U.K., Prentice Hall Europe, Hertfordshire, 1991.
- [16] IEEE Std 802.11-1999, "Wireless LAN medium access control and physical layer extension specification: Higher-speed physical layer extension in the 2.4 GHz band", LAN/MAN Standards committee of the IEEE computer Society, 1998.
- [17] P. Marinier, "Modélisation des variations temporelles du canal intra-immeuble en ondes millimétriques", thèse soutenue le 02 février 1998.
- [18] R. Stridh, B. Ottersten and P. Karlsson, "MIMO channel capacity on a measured indoor radio channel at 5.8 GHz", Signal Systems and Computer 2000, Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on, Vol.1, pp.733-737, Octobre 2000.
- [19] A. F. AbouRaddy, S. M. Elnoubi and A. El-Shafei, "Wideband Measurements and Modeling of the Indoor Radio Channel at 10 GHz, Parts I and II", 15th National Radio Science Conference, pp.B13/1-B13/8 et B14/1-B14/8, Février 1998.
- [20] K. Pahlavan and A. H. Levesque, "Wireless Information Networks", Wiley Edition, 1995.
- [21] M. Liénard, "MIMO Channels in Tunnels: Experimental Approach and Stochastic Model", ICT2003, 10TH international Conference on, Vol.2, Février 2003.
- [22] M. Lienard, J. Baudet, D. Degardin and P. Degauque, "Capacity of Multi-Antenna Array systems in Tunnel Environment", Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2002, IEEE 55th, Vol.2, 6-9, pp.552-555, Mai 2002.
- [23] V. N. Ingle and J. G. Proakis, "Digital Signal Processing using MATLAB", Brooks/Cole Publishing Compagny, 2000.
- [24] C. Nerguizian, "Radiolocalisation en milieu minier souterrain" Thèse de Doctorat en Télécommunications, INRS-EMT, Montréal, 2003.
- [25] M. Boutin, "Modélisation statistique de la propagation radio dans une mine souterraine", Mémoire de maîtrise, INRS-EMT, Montréal, 2004.
- [26] M. V. S. Chandraskhar and al, "Evaluation of Interference Between IEEE 802.11b and Bluetooth in a Typical Office Environment", PIMRC 2001, 12th IEEE International Symposium on, Vol.1, pp.D-71 - D-75.
- [27] J. Park and al., "Experiments on Radio Interference Between Wireless LAN and Other Radio Devices on a 2.4 GHz ISM Band", VTC 2003-Spring, the 57th IEEE Semiannual, Vol.3, pp.1798-1801, Avril 2003.

- [28] R. J. C. Bultitude and al., "The Dependence of Indoor Radio Channel Multipath Characteristics on Transmit/Receive Ranges", IEEE JSAC, Vol.11, No.7, pp.979-990 Septembre 1993.
- [29] C. R. Anderson and T. S. Rappaport, "In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz" IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.3, No.3, pp.922-928, Mai 2004.
- [30] A. Bria and al., "4th-Generation Wireless Infrastructures: Scenarios and Research Challenges", IEEE Personal Communications, pp. 25-31, Décembre 2001.
- [31] T.S. Rappaport and al., "Wireless Communications: Past Event and a Future Perspective", IEEE Communications Magazine, pp.148-161, May 2002.
- [32] P. Muhlethaler, "802.11 et les réseaux sans fil", Eyrolles, France, 2002.
- [33] G. Pujolle, "Les réseaux", Eyrolles, France, 2003.
- [34] I. A. Bohdanowicz, G. J. M. Janssen, "Wideband Indoor and Outdoor Radio Channel Measurements at 17 GHz", UbiCom-Technical Report, Février 2000.
- [35] M. Djadel, "Caractérisation à bande étroite d'un canal minier souterrain à 2.45 et 18 GHz", Mémoire de maîtrise, INRS-EMT, Montréal, 2002.

Publication

Ahmed BENZAKOUR, Sofiène AFFÈS, Charles DESPINS et Pierre-Martin TARDIF,
“Wideband Channel Characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in an Underground Mining
Environment”, IEEE VTC, Los Angeles, Septembre 2004.

Wideband Measurements of Channel Characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in Underground Mining Environments

Ahmed BENZAKOUR^{1,3}, Sofiène AFFÈS^{1,3}, Charles DESPINS^{1,2,3} and Pierre-Martin TARDIF^{1,3}

1: INRS-Énergie Matériaux et Télécommunications, Montreal, Canada 2: PROMPT-Québec, Montreal, Canada
3: Underground Communications Research Laboratory (LRCS), Val d'Or, Canada

Abstract- This paper analyzes the results of wideband radio channel measurements conducted in an underground mining environment at center frequencies of 2.4 GHz and 5.8 GHz using a vector network analyzer. Relevant impulse response parameters such as the rms delay spread and the relative multipath total power are presented and compared for the two bands. The measurements suggest that in such an underground gallery and in the two frequency bands, random reflections have the effect of flattening the relationship between the rms delay spread and distance. In the 2.4 GHz band, the rms is less than or equal to 6.34 nanoseconds for 50% of all measurement locations. The corresponding value for the 5.8 GHz band is 4.98 nanoseconds. In general, it has been observed that underground radio channel characteristics are influenced by the configuration of this peculiar environment.

Index terms – Wideband measurement, Underground mine, RMS delay spread, Relative multipath total power.

I. INTRODUCTION

Measuring and characterizing the impulse response parameters of mobile radio channels is important in the design process and implementation of efficient and reliable mobile systems. In particular, a good communication system in underground mines can largely increase safety and production output. To date, however, there are few studies available in the literature which consider this peculiar environment [1-6].

This paper details the results of wideband propagation measurements at center frequencies of 2.4 GHz and 5.8 GHz, made in the CANMET (Canadian Center for Minerals and Energy Technology) experimental mine in Val d'Or (Québec). The two frequencies are compared by evaluating the rms delay spread and the relative multipath power.

In our study, radio channel sounding was carried out in the frequency domain. This technique is based on sweeping the measured bandwidth with a single sine wave signal. In a post-processing step, the recorded radio channel frequency responses are inverse-Fourier transformed to get the channel impulse responses. Finally, the channel characterization is obtained from the impulse responses.

This paper is organized as follows. Section II provides a description of the underground environment and of the channel measurement system. In section III the analysis of the collected data is performed. Section IV draws out the conclusions of this work.

II. DESCRIPTION OF THE ENVIRONMENT AND THE CHANNEL MEASUREMENT SYSTEM

Experiments were conducted in an underground gallery of a former gold mine; the laboratory mine CANMET in Val d'Or, 500 kilometers north west of Montreal, Canada. Located at a 70 m underground level, the gallery stretches over a length of 70 meters with 2.5 to 3 meters of width and approximately 3 meters of height. A plan of the gallery is provided in *Figure 1*.

Due to the curvature of the gallery, the existence of non-line-of-sight (NLOS) cases is visible. Moreover, the walls are very rough, the floor is not flat and it contains some large puddles of water.

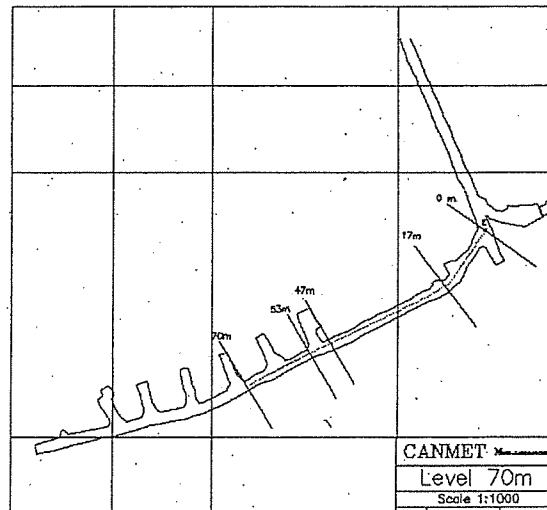


Figure 1. Map of the underground gallery.

To investigate the statistical behavior of the channel, experiments were conducted in which channel impulse response structures in the two bands of interest were compared for 420 different receiver locations along the gallery; while the transmitter remained fixed. For each location, a temporal average has been performed on a

set of ten complex-transform-function measurements at different observation times.

The wideband measurement setup consisted of a vector network analyzer with fixed and moving omnidirectional antennas to act as the receiver and transmitter, respectively. The transmitting port swept the channel in the 2.3-2.5 GHz frequency band (5.7-5.9 GHz resp.) and the receiving port recorded the channel output with the signal attenuation and phase shift introduced by the channel in the frequency domain. The received data was then transformed to the time domain using the Fourier transform to obtain the time delay profile. The frequency step covering the 2.3-2.5 GHz frequency band (5.7-5.9 GHz resp.) was set to 200 MHz. Consequently in the time domain a theoretical resolution of 5 ns was obtained (in practice, due to the use of windowing, the time resolution is estimated to be around 8 ns).

During the measurements, transmit and receive antennas were both at a height of 1.8 meters.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Typical frequency and time domain responses

The magnitude in dB of a typical frequency response as measured by the vector network analyzer is presented in Figure 2. Notches in the magnitude curve illustrate the frequency selective nature of fading in the indoor gallery channel. The phase is mostly linear except for large phase shifts which occur when deep fades are present.

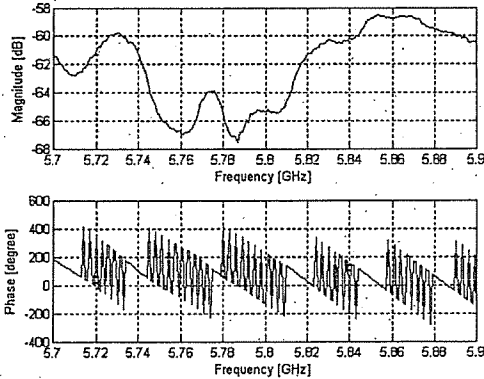


Figure 2. Magnitude and phase of a typical measured frequency response.

The magnitude of the computed time domain response corresponding to the frequency response measurement of Figure 2 is given in Figure 3. Multipath components with various delays can be clearly seen.

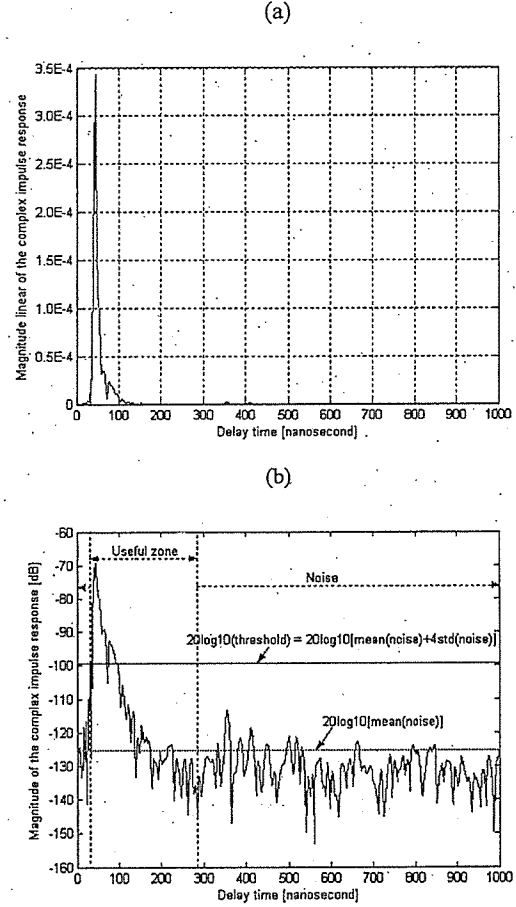


Figure 3. Magnitude of the computed time domain response for a specific TX-RX separation: (a) linear and (b) dB unit.

B. Relevant impulse response parameters

The time dispersion parameters, the relative multipath total power P and the number of multipath components N were computed. Their statistics were then extracted from the magnitude of the complex impulse response of the channel in the two bands of interest, at all 420 measurement locations by using predefined thresholds for the multipath noise floor.

The time dispersion parameters are [8]:

- *Mean excess delay* is the first moment of the power delay profile defined by:

$$\tau_m = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

- *RMS delay spread* is the square root of the second central moment of the power delay profile given by:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k [\tau_k - \tau_m]^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}}$$

- **Maximum excess delay** is the time delay during which multipath energy falls to X dB below the maximum.

Here we have used a relative signal threshold. The value of the threshold, however, has a dramatic effect on the resultant parameters one extracts from the measurements. Our statistical analysis is based on a noise threshold set to four times the standard deviation plus the mean of the noise measured over the tail of the impulse response (see Figure 3).

Figures 4(a) and 4(b) plot τ_{rms} against the transmit-receive antenna separation at 2.4 GHz and 5.8 GHz, respectively.

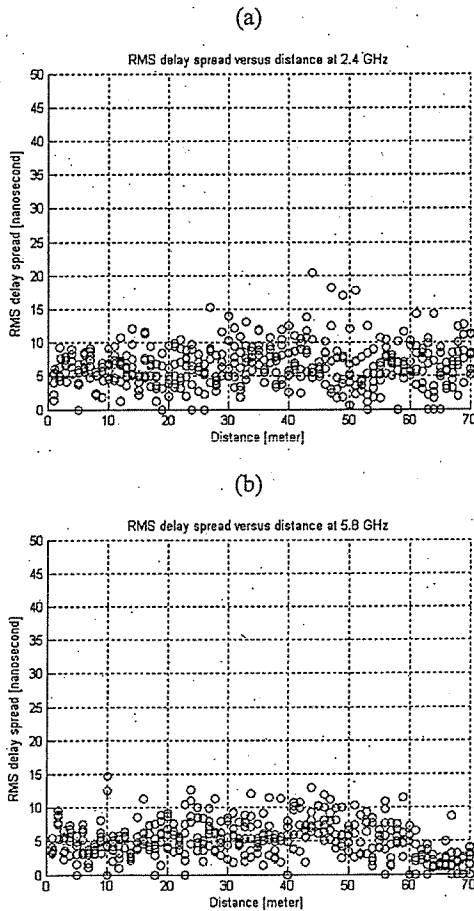


Figure 4. RMS delay spread as a function of distance at (a): 2.4 GHz and (b): 5.8 GHz

For the underground gallery considered and in the two frequency bands, random reflections have the effect of flattening the relationship between the rms delay spread and distance. In contrast, we have not seen the same phenomenon at the 40 m level of the mine [5], where the gallery is 5 meters large. In both cases, the profiles observed differ from those commonly found in indoor building environments [6] [7].

Results thus show that indoor underground multipath characteristics can vary considerably depending upon the gallery dimensions and the transmit/receive distance.

In Figure 5, the cumulative distribution function (CDF) of τ_{rms} for both bands shows the percentage of receive locations for which the rms delay spread is less than a specified value.

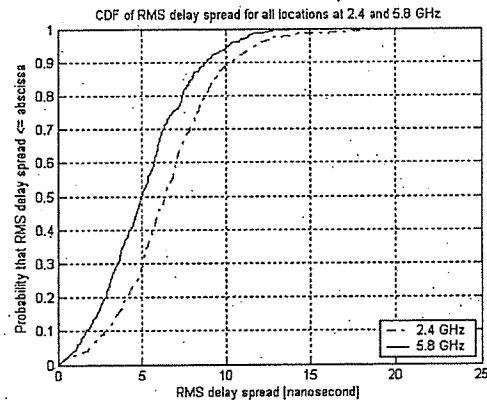


Figure 5. Cumulative distribution function of τ_{rms} at 2.4 and 5.8 GHz.

As the delay spreads were greater at 2.4 GHz in several locations (Figures 4 (a) and (b)), the CDF plot for that band is consequently below that for the 5.8 GHz. It can be seen that in the 2.4 GHz band, the rms is less than or equal to 6.34 nanoseconds for 50 % of all locations. The corresponding value for the 5.8 GHz band is 4.98 nanoseconds.

For the wideband radio systems in such environment, performance levels under static conditions would be marginally better in the 5.8 GHz band, since delay spreads are slightly smaller in this band than at 2.4 GHz. But coverage would be about the same for both bands.

The mean, the standard deviation and the maximum of τ_m , τ_{rms} and τ_{max} at both bands have been computed from the time domain responses and summarized in Table 1.

Table 1. Mean, standard deviation and maximum of τ_m , τ_{rms} and τ_{max} at 2.4 GHz and 5.8 GHz.

All locations	mean		std		max	
	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz
τ_m (nsec)	3.21	2.30	3.24	2.61	18.51	15.83
τ_{rms} (nsec)	6.49	5.11	3.07	2.74	20.40	14.74
τ_{max} (nsec)	42.38	46.23	30.76	45.62	232	240

Plots against distance of the relative multipath total power P and the number of multipath components N , at both bands, are shown in Figures 6 and 7, respectively.

Figures 6(a) and 6(b) show that the curvature of the gallery located at about 17 meters from the transmitter does not have a visible effect on the attenuation of the signal in both frequency bands. That may be explained by the narrow dimensions of the gallery and the position of the transmitter close to the curvature. However, an abrupt fall in the power of the signal in the 2.4 GHz band was noticed for the two transmitter-receiver spacings of 43 and 44 meters. The same phenomenon was noticed around 70 meters at 2.4 GHz. That can be explained by the multipath destructive combinations. On the other hand, a slight increase in the multipath total power for some receiver locations, at both frequency bands, was recorded between 47 and 53 meters. Since the number of multipath components vary marginally at these distances (Figures 7(a) and 7(b)), this increase is probably a result of the variation in the phase of the paths induced by the first connecting gallery (this gallery is about 7 meters deep), possibly implying constructive combinations. This is more visible in the 2.4 GHz band.

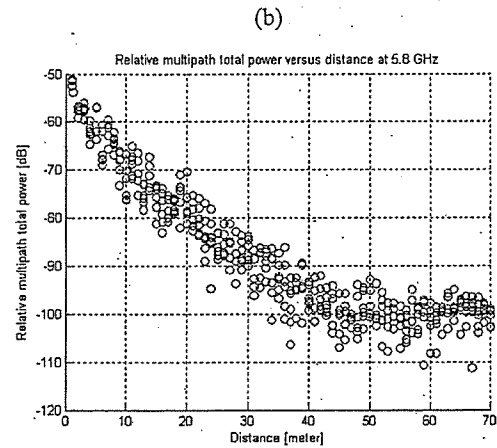
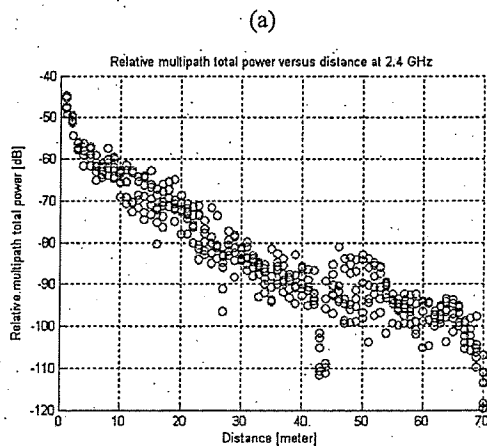


Figure 6. Relative multipath total power as a function of distance at (a): 2.4 GHz and (b): 5.8 GHz.

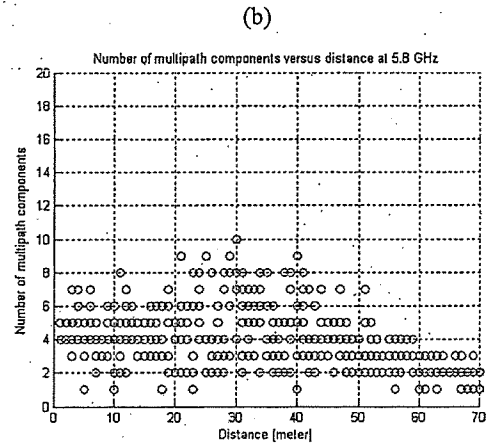
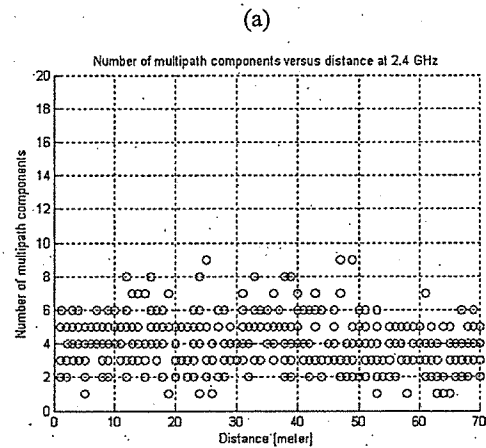


Figure 7. Number of multipath components as a function of distance at (a): 2.4 GHz and (b): 5.8 GHz.

The mean value, the standard deviation and the maximum value of N for all locations at 2.4 GHz and 5.8 GHz are given in Table 2.

Table 2. Mean, standard deviation and maximum of N at 2.4 GHz and 5.8 GHz.

All locations	mean		std		max	
	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz	5.8 GHz
N	4	3.9	1.5	1.8	9	10

IV. SUMMARY AND CONCLUSIONS

In order to characterize radio channels in underground mines, measurements were performed at 2.4 and 5.8 GHz using a vector network analyzer. Frequency responses were obtained for one transmitter location and 420 receiver locations in an underground gallery. The inverse Fourier transform was used to convert the frequency domain data to corresponding time domain responses.

Results show that indoor underground multipath characteristics can vary considerably depending upon the gallery dimensions and the transmit/receive antenna separation. They also suggest that random reflections have the effect of flattening the relationship between the rms delay spread and distance in the gallery considered at both frequency bands of 2.4 and 5.8 GHz.

For the studied environment, performance levels under static conditions would be marginally better in the 5.8 GHz band, but coverage would be about the same for both bands.

The results presented herein are currently exploited in the design of wireless local area networks and for radiolocation applications [9] in an underground mining environment.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank Mathieu BOUTIN, Mourad DJADEL and Chahé NERGUIZIAN for their precious cooperation.

REFERENCES

- [1] M. Linéard and P. Degauque, "Natural Wave Propagation in Mine Environments", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 48, No.9, pp. 1326 - 1339, September 2000.
- [2] Y.P. Zhang, G.X. Zheng and J.H. Sheng, "Radio Propagation at 900 MHz in Underground Coal Mines", IEEE Trans. On Antenna and Propagation, Vol. 49, No.5, pp. 757 - 762, May 2001.
- [3] M. Djadel, C. Despains and S. Affès, "Narrowband Propagation Characteristics at 2.45 and 18 GHz in Underground Mining Environments", Proc. IEEE GLOBECOM, 2002, pp. 1870 - 1874.
- [4] B.L.F. Daku, W. Hawkins and A.F. Prugger,

"Channel Measurements in Mine Tunnels", Proc. IEEE VTC Spring, 2002, Vol. 1, pp. 380 - 383.

- [5] C. Nerguzian, M. Djadel, C. Despains and S. Affès, "Narrowband and Wideband Radio Channel Characteristics in Underground Mining Environments at 2.4 GHz", Proc. IEEE PIMRC, 2003; Vol.1, pp. 680 - 684.
- [6] R.J.C. Bultitude at al., "The Dependence of Indoor Radio Channel Multipath Characteristics on Transmit/Receive Ranges", IEEE JSAC, Vol.11, No.7, pp. 979 - 990, September 1993.
- [7] A.F. AbouRaddy, S.M. Elnoubi and A. El-Shafei, "Wideband Measurements and Modeling of the Indoor Radio Channel at 10 GHz", Parts I and II, Proc. 15th National Radio Science Conference, 1998, pp. B13/1 - B13/8 and B14/1 - B14/8.
- [8] T.S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice Hall, Second Edition, 2002.
- [9] C. Nerguzian, C. Despains and S. Affès, "Geolocation in Mines with an Impulse Response Fingerprinting Technique and Neural Networks", Proc. IEEE VTC Fall, 2004, to appear.

*Annexe A : Influence du choix de seuil sur les
valeurs de l'étalement efficace du retard*

2.4 GHz

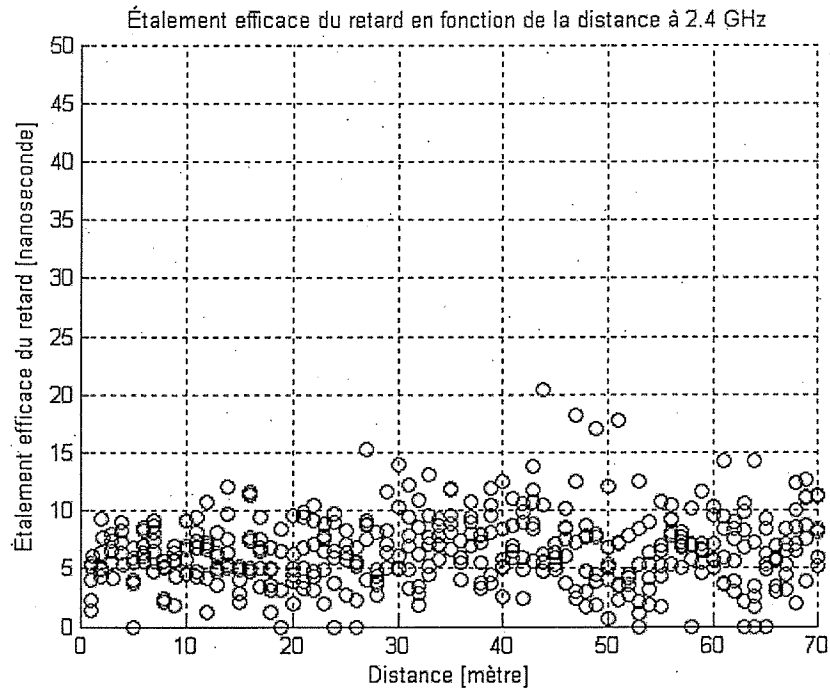


Figure A.1 Étalement efficace du retard à 2.4 GHz pour un seuil = moy(bruit) + 4 * écart type.

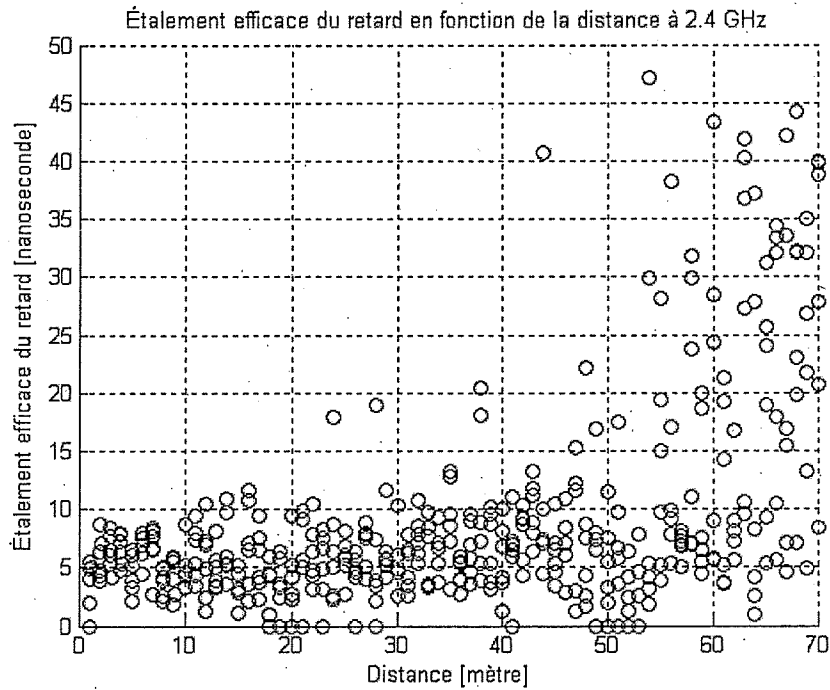


Figure A.2 Étalement efficace du retard à 2.4 GHz pour un seuil = 20 dB par rapport à l'amplitude du trajet dominant.

5.8 GHz

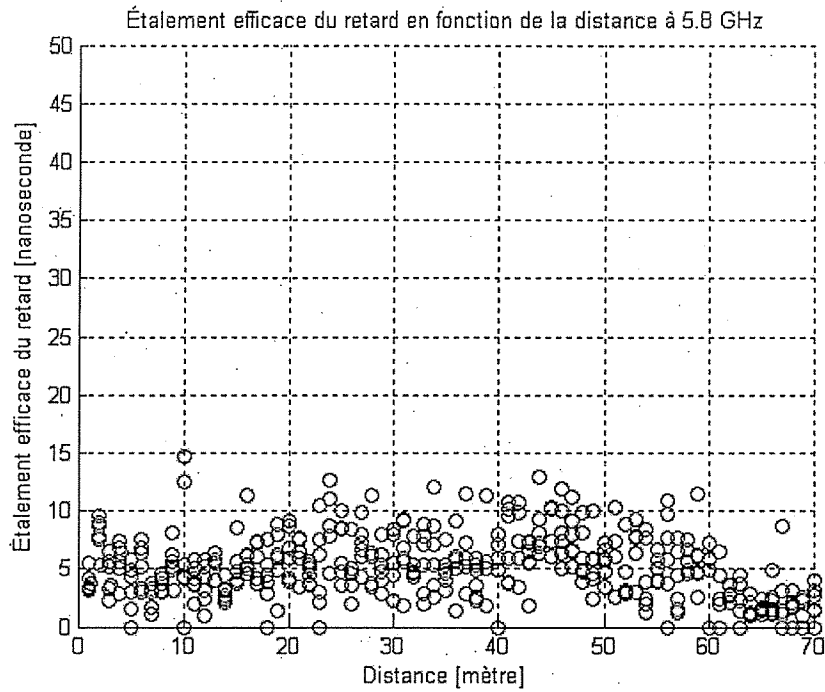


Figure A.3 Étalement efficace du retard à 5.8 GHz pour un seuil = moy(bruit) + 4 * écart type.

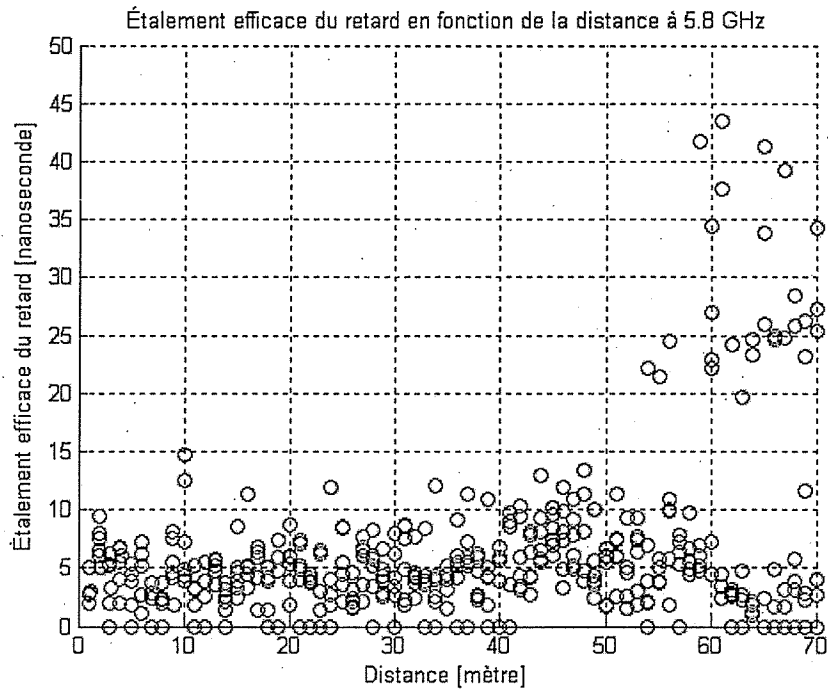


Figure A.4 Étalement efficace du retard à 5.8 GHz pour un seuil = 20 dB par rapport à l'amplitude du trajet dominant.

*Annexe B : Spécifications techniques des éléments
utilisés dans le montage expérimental*



EM-6116 OMNI-DIRECTIONAL ANTENNA

Description

The EM-6116 is a vertically polarized, omni-directional antenna covering the frequency range 2 to 10 GHz. It is enclosed in a weather resistant radome. Smaller than other similar antennas, the EM-6116 is ideal for covert applications.

Specifications

Electrical

Frequency Range:	2 GHz to 10 GHz
Gain, nominal:	+1 dBi
Deviation from Omni:	± 1 dB
VSWR:	2.0:1, maximum
Impedance:	50 Ohms
Power Handling:	25 W
Connector:	Type N, female

Mechanical

Length:	8.5 cm (3.35")
Length Over Connector:	10.4 cm (4.1")
Diameter:	5.1 cm (2.0")
Weight:	204 g (7.2 oz.)

Specifications subject to change without notice.
Unless otherwise specified, product is manufactured in Johnstown, NY USA.

Rev: 020409



Product Series: True Blue 205
Cable Type: 421-010

Length: 60 meters
Connector 1: SMA-Plug
Connector 2: SMA-Plug

Electrical Data

Operating Frequency (GHz, max)	18
VSWR (2-18 GHz, max)	1.35:1
VSWR (18-26.5 GHz, max)	n/a
VSWR (> 26.5 GHz, max)	n/a
Insertion Loss @ 1GHz (dB, max)	16.3741
Insertion Loss @ 5GHz (dB, max)	37.7459
Insertion Loss @ 10GHz (dB, max)	54.6808
Insertion Loss @ 18GHz (dB, max)	75.4308
Insertion Loss @ 26GHz (dB, max)	n/a

Mechanical Data

Diameter (inches, max)	0.505
Static bend radius (inches, min)	1.75
Temperature Range (degree, C)	-40°C thru 85°C
Length Tolerance	contact Storm



Product Series: True Blue 290
Cable Type: 421-014

Length: 50 meters
Connector 1: SMA-Plug
Connector 2: SMA-Plug

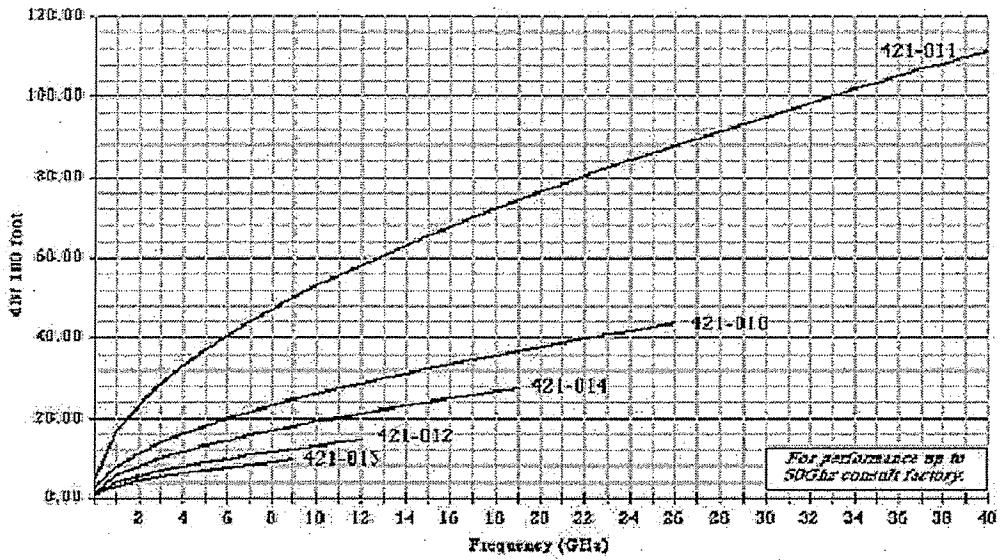
Electrical Data

Operating Frequency (GHz, max)	18
VSWR (2-18 GHz, max)	1.35:1
VSWR (18-26.5 GHz, max)	n/a
VSWR (> 26.5 GHz, max)	n/a
Insertion Loss @ 1GHz (dB, max)	9.7417
Insertion Loss @ 5GHz (dB, max)	22.5179
Insertion Loss @ 10GHz (dB, max)	32.7527
Insertion Loss @ 18GHz (dB, max)	45.4067
Insertion Loss @ 26GHz (dB, max)	n/a

Mechanical Data

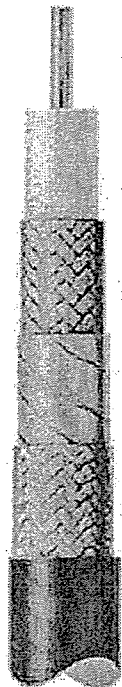
Diameter (inches, max)	0.47
Static bend radius (inches, min)	1.75
Temperature Range (degree, C)	-40°C thru 80°C
Length Tolerance	contact Storm

Cable Attenuation to 40 GHz

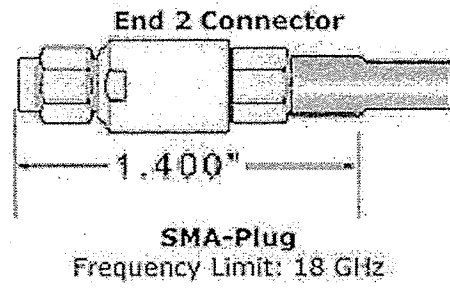
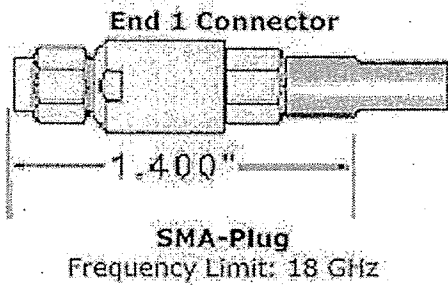


General Cable Construction

TRUE BLUE™

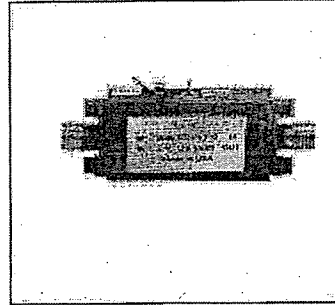


- (A) Silver-plated (OFHC) copper center conductor
- A strong, low density PTFE dielectric
- (B) High coverage, silver-plated copper ribbon braid
- Overlapped aluminum laminate foil
- (C)
- (D) High coverage, silver-plated copper braid
- (E)
- (F) Extruded blue FEP jacket



Low Noise Amplifiers

COMMUNICATION BAND LOW NOISE AMPLIFIERS

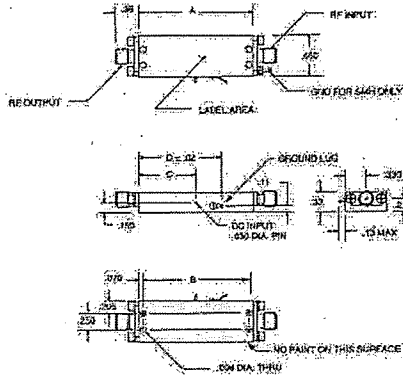


SPECIFICATIONS

MODEL NUMBER	FREQUENCY RANGE (GHz)	GAIN MIN (dB)	NOISE FIGURE MAX (dB)	P1dB MIN (dBm)	GAIN FLATNESS MAX (±dB)	IP3 TYP (dBm)	VSWR 50 OHMS I/O TYP	CURRENT @ 12 Vdc MAX (mA)	CASE OPTIONS
DBL-2422N110	2.2-2.4	15	1.5	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-3127N210	2.7-3.1	30	1.0	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-6054N210	5.4-6.0	30	1.0	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-8510N210	8.5-10.5	20	1.0	-10	0.5	20	1.8/1.8	100	1MH
DBL-1011N210	10.5-11.5	20	1.0	-10	0.5	20	1.8/1.8	100	1MH
DBL-11112N210	11.5-12.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	100	1MH
DBL-1213N210	12.5-13.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	100	1MH
DBL-1314N210	13.5-14.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-1415N210	14.5-15.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-1516N210	15.5-16.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-1617N210	16.5-17.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH
DBL-1718N210	17.5-18.5	20	1.8	-10	0.5	20	1.8/1.8	125	1MH

All above-mentioned amplifiers include internal voltage internal regulator with input voltage of +11.8 Vdc to +15.5 Vdc. Maximum RF input power is 20 dBm (CW) or 30 dBm pulse, 1 microsecond and 1% duty cycle.

OUTLINE DRAWING

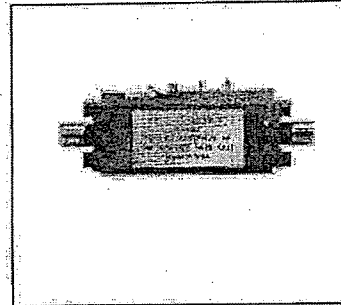


CASE	A DIM	B DIM	D DIM	D DIM
DBL-6054N	.866	.728	.242	---
DBL-1011N	1.116	.978	.330	.28
DBL-11112N	1.255	1.225	.364	1.170
DBL-1213N	1.402	1.402	.411	1.138
DBL-1314N	1.545	1.706	.32	1.37
DBL-1415N	2.000	1.848	.26	1.37
DBL-1516N	2.201	1.180	1.17	1.61
DBL-1617N	2.574	2.481	1.41	1.48
DBL-1718N	2.817	2.677	1.41	1.68

NOTES:
 1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES.
 2. TOLERANCE: .XX ± .02
 3. ALL TOLERANCES APPLY BEFORE PAINT & LABELING.
 4. RF CONNECTORS ARE SMA FEMALE.

Wideband Gain Controlled Amplifiers

RADAR AND ECM AMPLIFIERS

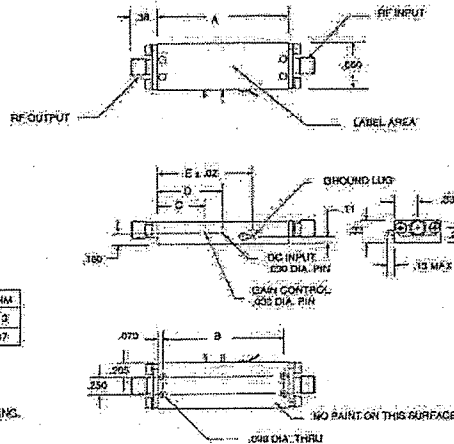


SPECIFICATIONS

MODEL NUMBER	FREQUENCY RANGE (GHz)	GAIN MIN (dB)	NOISE FIGURE MAX (dB)	P1dB MIN (dBm)	GAIN FLATNESS MAX (±dB)	IP3 TYP (dBm)	VSWR 50 OHMS I/O TYP	CURRENT @ 12 Vdc MAX (mA)	ATTENUATOR RANGE MIN (dB)	CASE OPTIONS
DGC-0208N315	2.0-8.0	30	3.0**	15**	1.5	25	2.0/2.0	250	90	1GC
DGC-0018N420	8.0-18.0	30	3.0**	20**	1.5	30	2.0/2.0	400	20	2GC
DGC-0218N20	2.0-18.0	30	3.0**	20**	1.5	30	2.0/2.0	450	20	2GC

All above-mentioned amplifiers include the following: Internal voltage regulator with input voltage of +11.5 Vdc to +15.5 Vdc, TTL power switch, Output power monitor, Gain control (0-10 V adjust), Linearized attenuator (±2.0 db OT), Temperature compensation over -20 to +80°C. Maximum RF input power is 20 dBm (CW) or 30 dBm pulse, 1 microsecond and 1% duty cycle. ** P1dB and NF specs are guaranteed at zero (0) attenuation only.

OUTLINE DRAWING



CASE	X DIM ± .010	B DIM ± .010	C DIM ± .010	D DIM ± .010	E DIM ± .010
DBX-1GC	1.862	1.462	.43	.48	1.12
DBX-2GC	1.829	1.705	.87	.92	1.37

- NOTES:
 1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES.
 2. TOLERANCE: .XX = ±.02
 .XXX = ±.010
 3. ALL TOLERANCES APPLY BEFORE PAINT & LABELING.
 4. RF CONNECTORS ARE SMA FEMALE.

Wideband Power Amplifiers

WIDEBAND POWER AMPLIFIERS

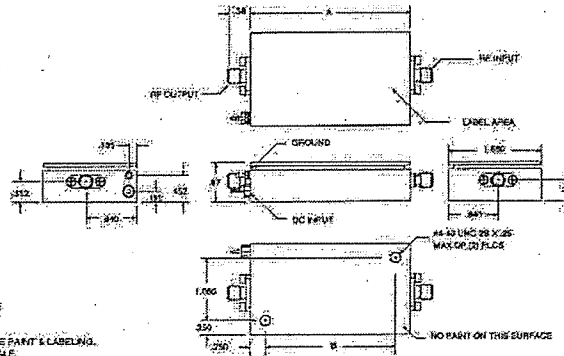


SPECIFICATIONS

MODEL NUMBER	FREQUENCY RANGE (GHz)	GAIN MIN (dB)	NOISE FIGURE MAX (dB)	P1dB MIN (dBm)	GAIN FLATNESS MAX (±dB)	IP3 TYP (dBm)	VSWR 50 OHMS I/O TYP	CURRENT @ 12 Vdc MAX (mA)	CASE OPTIONS
DBP-0208N533	2.0-8.0	30	5.0	33	2.0	41	2.0/2.0	2200	4P
DBP-0612N433	6.0-12.0	30	5.0	33	1.5	41	2.0/2.0	2200	7P
DBP-0813N433	8.0-13.0	30	5.0	33	1.5	41	2.0/2.0	2200	7P
DBP-1015N433	10.0-15.0	30	5.0	33	2.0	41	2.0/2.0	2200	7P
DBP-0218N427	2.0-18.0	30	5.0	27	2.0	35	2.0/2.0	1700	7P
DBP-0218N527	2.0-18.0	34	5.0	27	2.0	35	2.0/2.0	1800	7P

All above-mentioned amplifiers include the following: Internal voltage internal regulator with input voltage of ±11.8 Vdc to +15.5 Vdc. Maximum RF input power is 20 dBm (CW) or 30 dBm pulse, 1 microsecond and 1% duty cycle. **Over any 500 MHz bandwidth).

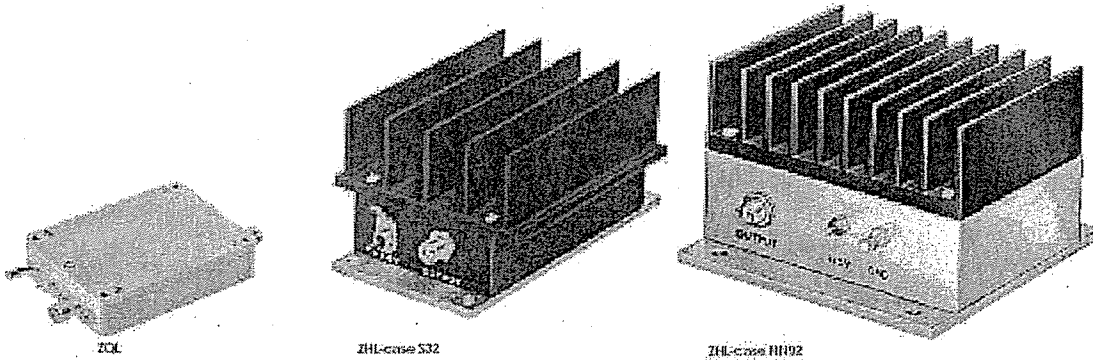
OUTLINE DRAWING



CASE	1" DIA	1.5" DIA
TYPE #	2-158	1-204
DATE	2-2002	2-2004

- NOTES:
 1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES.
 2. TOLERANCES ARE ±0.005 INCHES.
 3. ALL TOLERANCES APPLY BEFORE PAINT & LABELING.
 4. RF CONNECTORS ARE SMA FEMALE.

Plug-In & Coaxial



up to +27 dBm output

MODEL NO.	FREQ. (MHz)	NF (dB)	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		INTERCEPT POINT (dBm)	VSWR Max.		DC POWER		CASE STYLE	CONNECTOR	PRICE \$
			Max.	Min. Flatness Max.	Output (1 dB Comp) Typ.	Input (0 dB damage)		In	Out	Volt (V)	Current (mA)			
TO-6812LN	800-1200	1.2	20	±1.0	+8	+10	+22.5	2.5:1	2.5:1	15	70	QC95	ca	159.00
TO-1217LN	1200-1700	1.5	20	±1.0	+10	+13	+25	2.5:1	2.5:1	15	70	QC95	ca	159.00
TO-1724LN	1700-2400	1.5	20	±1.0	+10	+13	+22	2.5:1	2.5:1	15	70	QC95	ca	159.00
▲ ZEL-0812LH	800-1200	1.5	20	±1.0	+8	+13	+18	2.5:1	2.5:1	15	70	EEE132	—	274.95
▲ ZEL-1217LH	1200-1700	1.5	20	±1.0	+10	+13	+25	2.5:1	2.5:1	15	70	EEE132	—	274.95
▲ ZEL-1724LH	1700-2400	1.5	20	±1.0	+10	+13	+22	2.5:1	2.5:1	15	70	EEE132	—	274.95
▲ ZHL-0812MHN	800-1200	1.0	28	±1.0	+20	0	+33	2.5:1	2.5:1	15	300	S32	—	295.00
▲ ZHL-1217MHN	1200-1700	1.5	30	±1.0	+20	0	+34	2.5:1	2.5:1	15	300	S32	—	295.00
▲ ZHL-1724MHN	1700-2400	1.5	28	±1.0	+20	0	+32	2.5:1	2.5:1	15	300	S32	—	295.00
▲ ZHL-0812HLN	800-1200	1.5	30	±1.0	+25	+10	+35	2.4:1	2.4:1	15	725	NH92	—	350.50
▲ ZHL-1217HLN	1200-1700	1.5	30	±1.0	+25	+10	+35	2.4:1	2.4:1	15	725	NH92	—	350.50
▲ ZHL-1724HLN	1700-2400	1.5	30	±1.0	+25	+10	+35	2.4:1	2.4:1	15	725	NH92	—	350.50
ZQL-500LNW	800-900	1.6	13	±1.5	+21	+10	+35	Typ. 1.2:1 1.1:1		15	160	CW686	—	229.00
ZQL-600LN	824-849	1.3	15	±0.5	+21	+10	+35	1.2:1	1.1:1	15	160	CW686	—	229.00
ZQL-1900LNW	1700-2000	1.6	14	±1.8	+18.5	+10	+37	1.15:1	1.25:1	15	160	CW686	—	240.00
ZQL-1900LN	1850-1910	1.5	15	±0.5	+19	+10	+37	1.15:1	1.25:1	15	160	CW686	—	249.00
ZQL-500MLNW	800-900	1.7	22	±2.2	+23	+3	+41	1.3:1	1.4:1	15	230	CW686	—	240.00
ZQL-500MLN	824-849	1.5	25.5	±0.5	+24.5	+3	+41	1.3:1	1.4:1	15	230	CW686	—	240.00
ZQL-1900MLNW	1800-2000	1.6	23	±2.0	+25	+3	+41	1.4:1	1.25:1	15	310	CW686	—	265.00
ZQL-1900MLN	1850-1910	1.5	25	±0.7	+25	+3	+41	1.25:1	1.2:1	15	310	CW686	—	265.00
ZQL-2700MLNW	2200-2400	1.3	25	±1.0	+25	+3	+38	1.25:1	1.15:1	15	325	CW686	—	281.95
ZQL-2700MLN	2200-2300	1.5	25	±2.3	+25	+3	+38	1.25:1	1.15:1	15	325	CW686	—	281.95

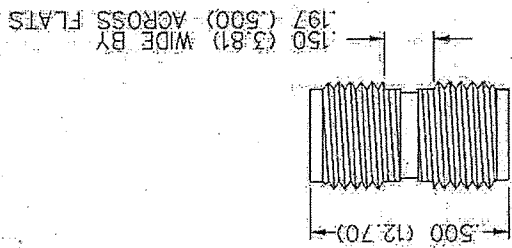
pin connections

PORT	cc	cd	ce
RF IN	1	2	5
RF OUT	8	4	11
DC	5	1	2
CASE GND	2,3,6	3	1,3,4,5,7,8,9,10,12
NOT USED	7	—	—

SMA 50 Ohm In-series Adapter
Jack to Jack



SWR & FREQ. RANGE
1.05 ± .005 (GHz) 0-18 GHz



SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications

ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 Ohms		Insertion Loss: (dB maximum)	
Frequency Range:		Straight flexible cable connectors and adapters 0.06 \sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz	
Dummy loads 0-2 GHz		Right angle flexible cable connectors 0.15 \sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz	
Flexible cable connectors 0-12.4 GHz		Straight semi-rigid cable connectors with contact 0.03 \sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz	
Uncabled receptacles, RA semi-rigid and adapters 0-18.0 GHz		Right angle semi-rigid cable connectors 0.05 \sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz	
Straight semi-rigid cable connectors and field replaceable connectors 0-26.5 GHz		Straight semi-rigid cable connectors w/o contact 0.03 \sqrt{f} (GHz), tested at 16 GHz	
VSWR: (F = GHz)		Straight low loss flexible cable connectors 0.08 \sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz	
	Straight Cabled Connectors	Right Angle Cabled Connectors	Right Angle low loss flexible cable connectors 0.15 \sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
RG-178 cable	1.20 + .025f	1.20 + .03f	Uncabled receptacles, field replaceable, dummy loads N/A
RG-316, LMR-100 cable	1.15 + .02f	1.15 + .03f	Insulation Resistance: 5000 megohms minimum
RG-58, LMR-195 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f	Contact Resistance: (milliohms maximum) Initial After Environmental
RG-142 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f	Center contact (straight cabled connectors and uncabled receptacles) 3.0* 4.0*
LMR-200, LMR-240 cable	1.10 + .03f	1.10 + .06f	Center contact (right angle cabled connectors and adapters) 4.0 6.0
.086 semi-rigid	1.07 + .008f	1.18 + .015f	Field replaceable connectors 6.0 8.0
.141 semi-rigid (w/contact)	1.05 + .008f	1.15 + .015f	Outer contact (all connectors) 2.0 N/A
.141 semi-rigid (w/o contact)	1.035 + .005f		Braid to body (gold plated connectors) 0.5 N/A
Jack-pullhead jack adapter and plug-plug adapter	1.05 + .01f		Braid to body (nickel plated connectors) 5.0 N/A
Jack-jack adapter and plug-jack adapter	1.05 + .005f		*N/A where the cable center conductor is used as a contact
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A		RF Leakage: (dB minimum, tested at 2.5 GHz)
Field replaceable (see page 56)	N/A		Flexible cable connectors, adapters and .141 semi-rigid connectors w/o contact -60 dB
Working Voltage: (Vrms maximum):			Field replaceable w/o EMI gasket -70 dB
Connectors for Cable Type	Sea Level	70K Feet	.086 semi-rigid connectors and .141 semi-rigid connectors with contact, and field replaceable with EMI Gasket -90 dB
RG-178	170	45	Two-way adapters -90 dB
RG-316, LMR-100, 195, 200	250	65	Uncabled receptacles, dummy loads N/A
RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	385	85	RF High Potential Withstanding Voltage: (Vrms minimum, tested at 4 and 7 MHz) ¹
.141 semi-rigid with contact and adapters	500	125	Connectors for RG-178 335
Dummy loads	N/A		Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200 500
Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level) ¹			Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, .141 semi-rigid cable w/o contact, uncabled receptacles 670
Connectors for RG-178	500		Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters 1000
Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200	750		Dummy loads N/A
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, field replaceable, uncabled receptacles	1000		Corona Level: (Volts minimum at 70,000 feet) ¹
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1500		Connectors for RG-178 125
Connectors for .141 semi-rigid w/o contact, dummy loads	N/A		Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200 190
Corona Level: (Volts minimum at 70,000 feet) ¹			Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact
Connectors for RG-178	125	 250
Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200	190		Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters 375
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	250		Dummy loads N/A
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	375		
Dummy loads	N/A		

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA	Cable Retention:	Axial Force* (lbs)	Torque (in-oz)
Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum	Connectors for RG-178	10	N/A
Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds	Connectors for RG-316, LMR-100	20	N/A
Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds	Connectors for LMR-195, 200	30	N/A
Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum	Connectors for RG-58, LMR-240	40	N/A
Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum	Connectors for RG-142	45	N/A
Contact Retention:	Connectors for .086 semi-rigid	30	16
6 lbs. minimum axial force (captive contacts)	Connectors for .141 semi-rigid	60	55
4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)			

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or exceeds the applicable paragraph of MIL-C-39012)

Temperature Range: -65°C to +165°C	Shock: MIL-STD-202, Method 213, Condition I
Thermal Shock: MIL-STD-202, Method 107, Condition B	Vibration: MIL-STD-202, Method 204, Condition D
Corrosion: MIL-STD-202, Method 101, Condition B	Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

¹Avoid user injury due to misapplication. See safety advisory definitions inside front cover.

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications

MATERIAL SPECIFICATIONS

Bodies: Brass per QQ-B-626, gold plated* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Contacts: Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Nut Retention Spring: Beryllium copper per QQ-C-533, Unplated

Insulators: PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159 or PFA 340 per ASTM

Expansion Caps: Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Crimp Sleeves: Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

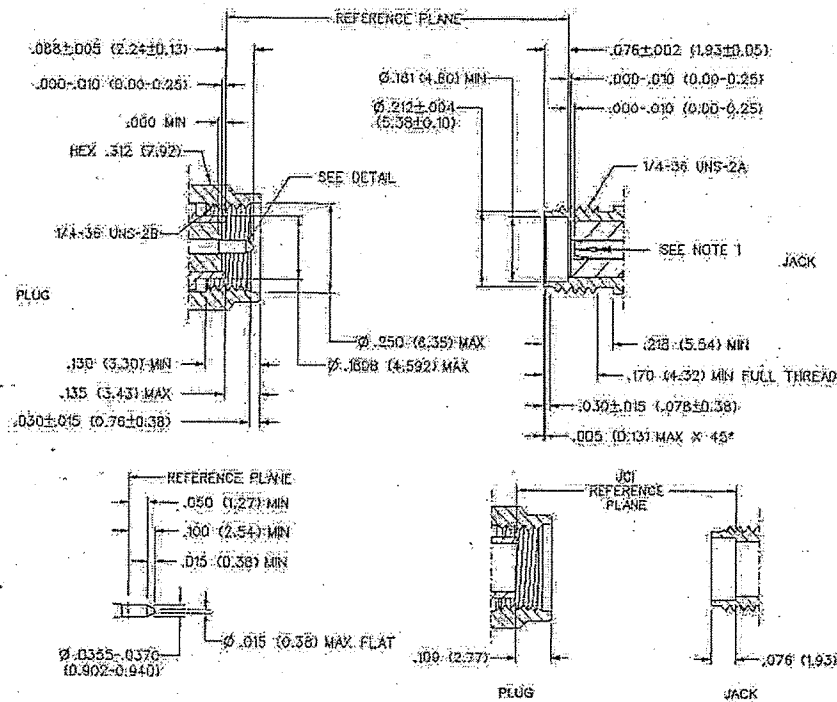
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

EMI Gaskets: Conductive silicone rubber per MIL-G-83526, Type M

* All gold plated parts include a .00005" min. nickel underplate barrier layer.

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



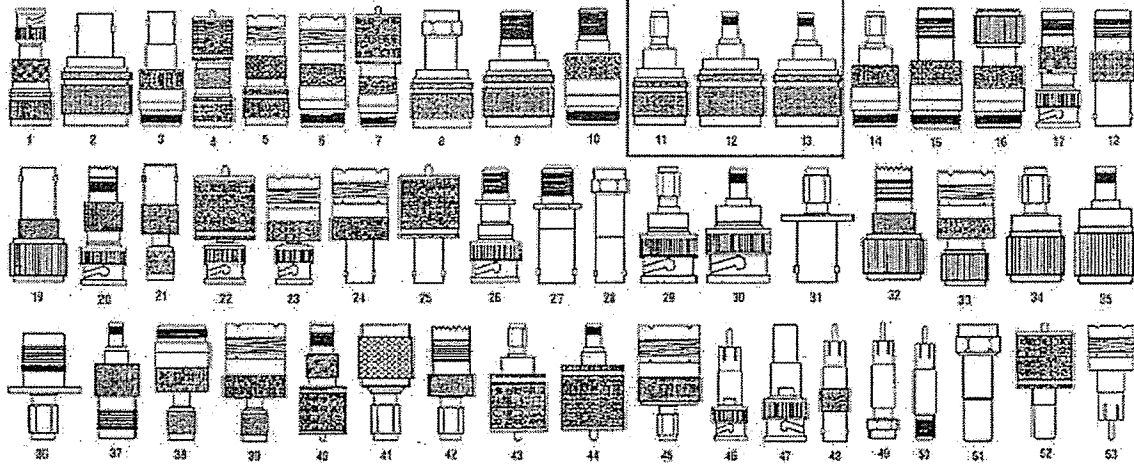
NOTES

1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA. .035-.0370 MALE PIN.

Coaxial Connectors, Between Series Adapters, Category 5 Plugs and Boots



Between Series Adapters, Custom Configurations Available



Between Series Adapters solve a variety of connection problems where connectors of different types could ordinarily not be mated together. Each adapter has a different type coupling at each end allowing for a wide variety of interconnections.

to fit almost all interconnect situations. All adapters are constructed of machined brass and are nickel plated.

Stock No.	Mfr.'s Type	Fig.	Description	EACH		
				1-9	10-24	25-49
202-0625	1203906	1	M Male to BNC Male	15.55	14.10	14.01
202-0610	1313905	2	M Male to BNC Female	6.93	5.17	5.14
202-0612	1223905	3	M Female to BNC Female	7.51	6.47	6.34
202-0620	1307905	4	M Male to UHF Male	6.21	5.33	5.24
202-0625	1317905	5	M Male to UHF Female	8.48	7.24	7.14
202-0630	1327905	6	M Female to UHF Female	8.54	7.38	7.32
202-0635	1211906	7	UHF Male to M Female	6.38	5.32	5.73
202-0640	1208905	8	M Male to SMA Male	5.33	4.87	4.74
202-0645	1315905	9	M Male to F Female	7.11	6.43	6.33
202-0650	1228905	10	M Female to F Female	6.13	5.27	5.15
202-0655	1309905	11	M Male to SMA Male	6.64	5.71	5.51
202-0660	1319905	12	M Female to SMA Female	6.23	5.35	5.25
202-0665	1239905	13	M Female to SMA Female	6.24	5.43	5.36
202-0670	1301905	14	SMA Male to M Female	7.55	6.36	6.35
202-0675	1235905	15	M Female to BNC Female	5.64	4.80	4.63
202-0680	1301905	16	M Male to M Female	5.59	4.89	4.69
202-0685	1316905	17	M Male to TNC Female	3.99	3.53	3.39
202-0690	1222905	18	BNC Female to UHF Female	3.21	2.95	2.75
202-0695	1302905	19	TNC Male to BNC Female	4.48	3.77	3.64
202-0700	0815905	20	BNC Male to Mini-UHF Female	4.04	3.45	3.30
202-0705	1303905	21	Mini-UHF Male to BNC Female	3.87	2.83	2.82
202-0710	1307905	22	BNC Male to UHF Male	4.33	4.02	3.90
202-0715	1307905	23	BNC Female to UHF Female	4.12	3.52	3.32
202-0720	1327905	24	BNC Female to UHF Female	4.64	4.08	3.82
202-0725	1313905	25	UHF Male to BNC Female	6.14	5.38	5.15
202-0730	1303905	26	BNC Male to F Female	3.59	3.00	2.89
202-0735	1328905	27	BNC Female to F Female	3.96	3.40	3.18

Stock No.	Mfr.'s Type	Fig.	Description	EACH		
				1-9	10-24	25-49
202-0738	0313506	28	F Male to BNC Female	3.27	2.82	2.63
202-0745	2309906	29	BNC Male to SMA Male	11.23	9.82	9.28
202-0758	2310906	30	BNC Male to SMA Female	6.46	5.54	5.26
202-0765	0313906	31	SMA Male to BNC Female	8.61	7.49	7.13
202-0768	0316906	32	TNC Male to Mini-UHF Female	2.22	2.31	2.54
202-0765	0317906	33	TNC Male to UHF Female	3.81	3.27	3.02
202-0778	0309906	34	TNC Male to SMA Male	11.49	9.95	9.57
202-0775	0310906	35	TNC Male to SMA Female	11.49	9.85	9.57
202-0778	0320906	36	TNC Female to SMA Female	5.95	5.18	4.81
202-0785	0318906	37	SMA Male to TNC Female	5.74	4.92	4.76
202-0790	0311906	38	Mini-UHF Male to M Female	4.97	4.24	4.22
202-0795	0312906	39	Mini-UHF Male to UHF Female	4.24	3.64	3.51
202-0800	2310906	40	UHF Male to Mini-UHF Female	7.14	6.13	5.86
202-0805	0305906	41	SMA Male to Mini-UHF Male	5.92	5.08	4.93
202-0810	0316906	42	SMA Male to Mini-UHF Female	6.72	5.35	5.44
202-0815	2309906	43	UHF Male to SMA Male	5.95	5.11	4.88
202-0820	2310906	44	UHF Female to SMA Male	5.95	5.11	4.88
202-0825	0317906	45	SMA Female to UHF Male	6.18	5.38	5.11
202-0830	R0847	46	BNC Male to BNC Male	4.81	2.47	2.32
202-0835	R0843	47	BNC Female to BNC Male	2.45	2.18	2.01
202-0840	R0841	48	BNC Male to BNC Female	2.58	2.21	2.08
202-0845	R0847	49	BNC Male to F Male	2.57	2.21	2.15
202-0850	R0849	50	BNC Male to F Female	1.92	1.92	1.79
202-0855	R0851	51	BNC Female to F Male	1.81	1.71	1.63
202-0860	R0811	52	BNC Female to UHF Male	3.33	2.98	2.73
202-0865	R0822	53	BNC Male to UHF Female	2.87	2.45	2.31



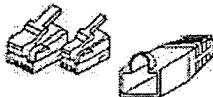
RF Adapter Kit

ADPT1 Kit contains two each of the male and female type B, BNC, TNC, SMA, UHF, Mini-UHF and six universal adapters to attach interfaces to make more than 500 combinations of adapters. The ADPT2 Kit additionally contains type D and F and SMA types, plus 6 universal adapters. All components in this kit are gold plated.

202-0600, ACPT1, RF Universal Adapter Kit, 1-24	EACH	145.47
25-49	EACH	125.56
100-499	EACH	122.24
202-0601, ACPT2, RF Universal Adapter Kit, 1-24	EACH	183.31
25-49	EACH	167.12
100-499	EACH	147.88

RJ45 Category 5 Plugs and Boots

Category 5 Liner Plugs are supplied with an insertable liner for the conductors. The separated conductors are inserted into the liner, cut off separately at bottom, inserted into RJ45 plug. Then perfectly crimped. CAT500 series boots latch the installation with a color-coded strain relief assuring optimum performance. Kits and special packaging available.

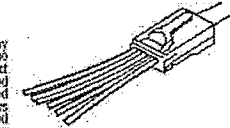


Stock No.	Mfr.'s Type	Description	EACH		
			1-24	25-99	100-499
202-0998	300160	EPIC Plug for Round Twisted Pair, Solid	.76	.23	.22
202-1010	300554	EPIC Category 5 Plug for Round Twisted Pair, Solid	.89	.59	.33
202-1082	300554L	EPIC Category 5 Liner Plug for Round Twisted Pair, Solid	1.45	1.24	1.22
202-1084	300552S	EPIC Category 5 Shielded Liner Plug for Round Twisted Pair, Solid	2.21	1.83	1.80
202-1088	300168	EPIC Non-Category 5 Plug for Round Twisted Pair, Solid	.37	.41	.39
202-1084	300552	EPIC Non-Category 5 Plug for Round Twisted Pair, Stranded	.60	.50	.48
202-1081	300552-50	50 PK Category 5 Plug for Round Twisted Pair, Solid	25.30	23.31	22.32
202-1243	CAB300	RJ45 Swain Patch Cable Boot (Color)	.43	.37	.26

*Replaces "X" in Stock No. for Color Selected: 1 - Beige, 2 - Black, 3 - Blue, 7 - White, 8 - Yellow.

EZ-RJ45™ Category 5 Connector

The new patented EZ-RJ45™ connector simplifies installation by allowing the pairs to be inserted through the connector. There is no difficult liner or wire kit to deal with. Insertion of the correct conductor pair is done before crimping so no connector is wasted because of incorrect wiring. The conductors are able to be pulled forward so the cores are very close to the contacts. This method allows the integrity of the pairs to maintain Category 5 and when enhanced Category 5 capabilities. The EZ-RJ45™ can be crimped with most any standard tool, then trimmed with a cutter or small utility knife. However, the new BDC4000 crimp tool crimps and trims the exposed conductors in one operation. The vertical action of the crimper makes a uniform and positive crimp.



202-4008, 390682E, Cat 5 EZ-RJ45™ Plug, 1-30	EACH	1.12
50-99	EACH	.97
100-499	EACH	.97
202-0011, 3045000, Crimp Tool for EZ-RJ45™ 1-30	EACH	96.47
50-99	EACH	84.18
100-499	EACH	84.18