





## Avant-Propos



**A** PRES quelques années d'hésitation, ma curiosité l'a emporté et en septembre 2004 je signais pour une thèse. A la fonction de simple PRAG que j'exerçais depuis 7 ans, j'ajoutais celle d'apprenti chercheur à mi-temps. J'allais enfin connaître les secrets du second étage du bâtiment Nord de l'ESISAR<sup>1</sup>, plus connu sous le nom de Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS). Ma mission était alors d'explorer un nouveau champ de recherche pour l'équipe ORSYS (Optoelectronic & RF SYStems).

Pendant trois ans, j'ai alors eu la chance (dans un désordre aléatoire) de lire beaucoup, de comprendre un peu, d'améliorer mon encore trop pauvre anglais, de jouer avec des appareils sophistiqués, de me cacher dans la cave de l'Esisar, de camper à Zurich, d'avoir des réductions pour le cinéma, de surfer avec des phoques californiens, de ménager mes mollets et ma voix, et de rencontrer des chercheurs moins fous que plus.

Merci à tous ceux qui m'ont supporté mais aussi supporté. Tous, vous avez participé à ma vie de thésard à des niveaux différents, et à tous je dois un petit quelque chose ... alors simplement **MERCI**.

Particulièrement,

Je tiens à remercier Monsieur Jean-Louis Lacoume, Professeur émérite de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour l'intérêt porté à mes travaux et m'avoir fait l'immense honneur de présider le jury de ma thèse ; mais aussi pour l'excellent souvenir que je garde de ses enseignements en traitement du signal.

J'adresse toute ma reconnaissance à Monsieur Joseph Saillard, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes et à Monsieur Alain Sibille, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées à Paris, qui ont cordialement accepté d'être rapporteurs de ce travail. Je les remercie pour leur lecture attentive de mon manuscrit et leurs remarques constructives.

Un très grand merci à Monsieur Joël Liénard, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour avoir accepté d'être membre du jury de ma thèse.

Je remercie mon directeur de thèse, Monsieur Smail Tedjini, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et Directeur de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes Industriels avancés Rhône-Alpes, pour m'avoir ouvert les portes du monde de la recherche. Merci Smail pour ton écoute, ta disponibilité, tes conseils précieux et surtout la confiance que tu as su m'accorder.

Que Monsieur Michel Dang, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour ses encouragements immédiats lors du démarrage de cette thèse alors qu'il était le directeur de l'ESISAR.

Je tiens à exprimer ma chaleureuse amitié à Monsieur Tân-Phu Vuong, Maître de Conférence à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et responsable de l'équipe ORSYS, pour notre collaboration et notamment son soutien permanent.

---

<sup>1</sup> Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes industriels Avancés Rhône-alpes

Un très grand merci en particulier à ceux avec qui j'ai travaillé pour cette thèse et qu'il m'est arrivé de déranger m'éparpillant souvent dans des élucubrations hasardeuses ... merci pour nos discussions, votre aide et surtout votre patience.

Je témoigne toute mon amitié

♣ aux membres du « Club des Enseignants Heureux », collègues (et néanmoins amis) : Damien son fondateur, Isabelle le sourire suisse, Guy le « chaud-man », Pierre le kébékoï corse, Nico le Maçon qui ne sourit pas quand il sert, Laurent le cycliste aux gants en pof, Marc le Triumphant recyclé en japonaise, Benoît le poète abyssal de Baïkonour et Antoine le papa phoque ;

sans oublier leur petite famille !

♦ aux stagiaires, doctorants ou néo-docteurs du LCIS (mes anciens élèves pour certains ...) : Robocop-lolo et un certain concert au Parc Jouvet, Rami et The Slide of the Dream Team, Anthony et les critiques pertinentes d'un habitant de la cave de l'Esisar, et tous les autres que j'ai eu aussi le plaisir de côtoyer : Delphine, Hind, Audrey, Hicham, Benoît, Jean-Marie, Boussad, Romain, David, Benoît, Rémy, Fabrice, Youssef, Yves, Vu, Osman, Alexandre ; sans qui le LCIS n'existerait pas.

♠ à Florence, Carole, Céline, Marie-Hélène, Marie-Claude, Mylène, Zina, Catherine, Fabienne, Anik, Christine, Alain, Thierry, Cédric, Bruno, Frédéric(s), Vincent, Eduardo, Yves, Christophe, Etienne, Yann, Davide, pour plein de choses différentes mais d'une grande importance.

♥ à Aurélie mon reviewer favori et nos balades enneigées ou à deux roues, Nathaly et Yvan P. qui m'ont fait découvrir le monde vu d'en haut, Estelle et Didier dont le « sacrifice » en a fait grandir d'autres (dont malheureusement je suis, puisqu'il fallait bien assumer ma décharge), Bruno et un « truc » que nous avons fait vers Chamonix, Patrick Gilbert que j'ai eu la chance de croiser chez les carabineros de Santiago du Chili, Triathlètes de Loriol et de Valence (en particulier Romain à qui je dois de très bons moments), et évidemment mes « vieux » amis qui ont fondé les familles Rodriguez, Maussion, Arrighi, Peleszezak, Granjon, Lacouture et Goglio.

Merci également à tous les étudiants à qui j'ai eu le plaisir d'enseigner et à ceux avec qui j'ai aussi partagé de bons moments sportifs ; en particulier j'ai une pensée pour Cédric, qui nous a quitté trop tôt.

• et à tous les autres, sans oublier ceux que j'oublie.

Enfin, j'ai une énorme pensée pour ma famille.

A la mémoire de monsieur Pierre Corcuff, professeur à l'Université de Poitiers que j'ai eu la chance d'avoir comme enseignant en licence et maîtrise EEA.

A la mémoire de Benoît Jacquemot, professeur d'alpinisme à l'ENSA, qui nous a fait partagé sa passion pour la montagne cinq jours en août 2006.

A la journée du 21 novembre 2004, où tout aurait pu basculer ...

## Table des matières



**P**OUR plus de clarté, la table des matières ci-dessous ne fait référence qu'aux chapitres traités et annexes. Elle est complétée par un sommaire détaillé fourni au début de chaque chapitre.

<b>Introduction</b> .....	<b>9</b>
<b>Chapitre 1.</b> La technologie UWB – Un état de l’art .....	<b>11</b>
<b>Chapitre 2.</b> Systèmes de communication UWB – Canal et couche physique .....	<b>33</b>
<b>Chapitre 3.</b> Caractérisation des antennes UWB .....	<b>73</b>
<b>Chapitre 4.</b> Modélisation paramétrique des antennes UWB .....	<b>127</b>
<b>Chapitre 5.</b> Systèmes et antennes UWB : Co-design .....	<b>162</b>
<b>Conclusion et perspectives</b> .....	<b>179</b>
<b>Annexes</b> .....	<b>183</b>
<b>Liste des publications</b> .....	<b>236</b>



<b>IIR</b>	Infini Impulse Response	Réponse impulsionnelle infinie
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific, Medical	Industriel, Scientifique, Médical
<b>IR</b>	Impulse Radio	Radio impulsionnelle
<b>LAN</b>	Local Area Network	Réseau local
<b>LOS</b>	Line-Of-Sight	Ligne directe
<b>LPC</b>	Linear Predictive Coding	Codage de prédiction linéaire
<b>MA</b>	Multiple Access	Accès multiple
<b>MAC</b>	Media Access Control	Couche de liaison de données
<b>MBOA</b>	Multi-Band Ofdm Alliance	Alliance Multi-bande OFDM
<b>MB-OFDM</b>	MultiBand-OFDM	Multi-bande OFDM
<b>MBPE</b>	Model-Based Parameter Estimation	Estimation paramétrique spécifique
<b>MP3</b>	MPeg-1 layer 3	
<b>MPEG</b>	Motion Picture coding Export Group	
<b>NSR</b>	Noise Signal Ratio	Rapport Signal à Bruit (RSB)
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Multiplx par répartition orthogonale de la fréquence
<b>OOK</b>	On Off Keying	Tout ou rien
<b>OSI</b>	Open System Interconnexion	
<b>PAM</b>	Pulse Amplitude Modulation	Modulation d'impulsions en amplitude
<b>PAN</b>	Personal Area Network	Réseau personnel
<b>PCS</b>	Personal Communication System	Système de communication personnel
<b>PDA</b>	Portable Digital Assistant	Assistant numérique portable
<b>PHY</b>	PHYsical layer	Couche physique
<b>PN</b>	Pseudo-random Noise	Bruit pseudo-aléatoire
<b>PPM</b>	Pulse Position Modulation	Modulation d'impulsions en position
<b>PSD</b>	Power Spectral Density	Densité Spectrale de Puissance (DSP)
<b>PSK</b>	Phase Shift Keying	Saut de phase
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation	Modulation d'amplitude en quadrature
<b>QoS</b>	Quality of Service	Qualité de service
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying	Saut de phase en quadrature
<b>RADAR</b>	RAdio Direction And Ranging	Radar
<b>RF</b>	Radio Frequency	Radio fréquence
<b>RFIC</b>	Radio Frequency Integrated Circuits	Circuits intégrés RF
<b>RFID</b>	Radio Frequency IDentification	Identification par RF
<b>SOC</b>	System On Chip	Système sur une seule puce
<b>SVD</b>	Singular Value Decomposition	Décomposition en valeurs singulières
<b>TH</b>	Time Hopping	Saut de temps
<b>TR</b>	Transmitted Reference	Référence transmise
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System	Système de télécommunications mobiles universel
<b>UNII</b>	Unlicensed National Information Infrastructure	
<b>USB</b>	Universal Serie Bus	Bus série universel
<b>UWB</b>	Ultra Wide Band	Ultra Large Bande (ULB)
<b>VHDL</b>	Very High speed integrated circuit hardware Description Language	Langage de description du matériel pour circuit intégré à très haute vitesse

<b>VHDL-AMS</b>	VHDL-Analog and Mixed-Signal extensions	VHDL-Extension pour signaux mixtes et analogiques
<b>VNA</b>	Vector Network Analyser	Analyseur vectoriel de réseaux
<b>VSWR</b>	Voltage Standing Wave Ratio	Taux d'Onde Stationnaire (TOS)
<b>WCDMA</b>	Wideband CDMA	Large bande CDMA
<b>WECA</b>	Wireless Ethernet Compatibility Alliance	
<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity	
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network	Réseau local sans fil



*L'insolite étrangeté de cette curieuse bizarrerie  
me plonge dans une perplexité qui m'intrigue.*  
Achille Talon

## Introduction



La technologie Ultra Large Bande (UWB, *Ultra Wideband*) utilisée depuis le milieu des années 1960 dans des applications de type RADAR, connaît un spectaculaire développement depuis qu'en 2002 la FCC (*Federal Communications Commission*), organe de régulation américain, a autorisé notamment l'utilisation gratuite de la bande de fréquence [3,1-10,6 GHz] pour les communications sans fil. Rapidement, la technologie UWB est alors apparue comme la solution pour pouvoir atteindre le « Graal » des télécommunications actuelles, c'est-à-dire transmettre avec des débits dépassant le giga bit par seconde, soit plus d'un milliard d'informations binaires par seconde, mais aussi une solution pour pouvoir offrir de nouveaux services en intégrant en plus de la transmission des fonctions de détection et de localisation. En parallèle aux aspects réglementaires qui sont en cours aujourd'hui partout dans le monde, une forte activité de développement et de normalisation réunit de nombreux acteurs, tant académiques qu'industriels, dans le but de faire émerger cette nouvelle technologie très prometteuse. Comme aucune contrainte technique n'a été imposée, toutes les solutions possibles peuvent être envisagées et les challenges à résoudre sont par conséquent extrêmement nombreux et présents à tous les niveaux de la conception, traitement de signal, composants, antennes, etc.

Face aux très nombreux travaux et publications sur les différentes thématiques liées à cette technologie en devenir, la question principale traitée dans cette thèse est de déterminer une approche qui permette de tenir compte des propriétés spécifiques des antennes dans l'analyse des systèmes UWB. Cette problématique se justifie principalement parce que les antennes ont un très fort impact dans les communications UWB et qu'il est nécessaire de tenir compte de leur influence. Par ailleurs, peu de travaux concernaient ce sujet jusqu'à présent parce que dans les systèmes à bande étroite les effets liés aux antennes sont de moindre importance. Notre objectif est donc de proposer des outils d'analyse et des méthodes qui permettent dans un premier temps de caractériser fidèlement les antennes UWB, puis dans une deuxième phase de les modéliser de façon efficace et exploitable par divers environnements de conception et de développement. Cette approche est intéressante car elle permet d'avoir une vision globale des différents blocs de la chaîne de transmission UWB de l'émetteur au récepteur sans oublier le canal de propagation et les antennes.

Les deux premiers chapitres sont consacrés à la technologie UWB et ont pour objectif de cerner précisément le contexte de nos travaux. Ils permettent notamment d'appréhender les études de cas et les applications présentées pour valider et justifier nos modélisations. Partant du constat d'une part, que le monde des télécommunications sans fil n'est pas simple et qu'il est difficile de s'y retrouver, et d'autre part, que l'UWB fait l'objet d'énormément de publications, le premier chapitre présente les principes, les applications et les enjeux de la technologie UWB en regard avec les autres technologies existantes. La vision proposée reste très générale et peu technique. Elle est plus orientée sur des aspects réglementations et normalisations, et donne un aperçu synthétique global. Le deuxième chapitre se focalise alors sur des aspects plus techniques et théoriques. Un aperçu des études concernant la couche physique des systèmes UWB est présenté en soulignant les recherches actuelles. Les propriétés du canal et ses modélisations sont abordées ainsi que les principes des émetteurs et des récepteurs, notamment ceux dédiés à la technologie IR-UWB (*Impulse Radio UWB*). Notons qu'un lecteur averti pourra se dispenser d'une lecture détaillée de ces deux chapitres.

Le troisième chapitre concerne les antennes UWB et plus spécifiquement leur caractérisation et leur modélisation. Les caractéristiques spécifiques des antennes UWB sont soulignées et un état de l'art sur les méthodes de modélisation est présenté. De plus, la modélisation du canal radiofréquence UWB idéal incluant les antennes est également abordée. Ensuite, notre contribution porte sur des considérations théoriques qui permettent un éclairage des méthodes de modélisation existantes et la proposition de nouvelles méthodes. La dernière partie de ce chapitre est alors consacrée à quelques applications et études de cas, basées sur différents types d'antennes et réalisées à partir de simulations mais aussi de mesures.

Le quatrième chapitre porte sur une seconde étape de modélisation qui revient à rechercher une description plus efficace des caractéristiques des antennes. L'idée est d'utiliser des méthodes de modélisation paramétrique qui permettent entre autres de réduire l'espace de représentation et d'extraire certaines informations plus facilement. Après avoir présenté les approches principales de modélisation paramétrique nous développons les principes de quelques méthodes particulièrement intéressantes dans notre contexte. Ces méthodes sont ensuite appliquées sur plusieurs exemples et leur intérêt immédiat est alors démontré.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons deux applications des études précédentes dans un contexte de co-design. La première propose une méthode pour déterminer un modèle électrique de l'impédance d'entrée d'une antenne UWB. La seconde consiste à simuler un système UWB complet (émetteur, récepteur, canal et antennes) à l'aide d'un simulateur mixte.

Enfin, des éléments de conclusion et quelques perspectives dans la continuité de ce travail sont donnés dans la dernière partie.

## 1. La Technologie UWB – Un Etat de l'Art

---



L'ULTRA-WIDEBAND est une nouvelle technologie en plein essor. Bien que connue depuis déjà de nombreuses années dans le domaine des radars, elle est devenue l'un des principaux axes de développement et de recherche dans le domaine des communications sans fil lorsqu'en février 2002 la FCC, organe de régulation américain, a autorisé son utilisation. De nouveaux défis scientifiques et techniques étaient lancés en raison de l'aspect spécifique des systèmes UWB et de ses perspectives d'applications très prometteuses (débits dépassant le Gbit/s et nouveaux services intégrant en plus de la transmission d'informations des fonctions de localisation et de détection). Aujourd'hui partout dans le monde, des réglementations sont en cours de finalisation. Elles visent à assurer le fonctionnement des systèmes UWB et à protéger les opérateurs en place contre les interférences nuisibles. En parallèle à ces aspects réglementaires, des efforts concernent la normalisation (IEEE802.15.3a et IEEE802.15.4a, selon les applications) qui vise à assurer une certaine interopérabilité au niveau mondial. L'harmonisation est difficile car les affectations du spectre à un service donné sont très différentes d'un pays à l'autre. A cette difficulté s'ajoute la concurrence entre deux grands consortiums industriels (WiMedia et UWB Forum) qui proposent des technologies différentes.

Ce chapitre très général concerne une technologie encore peu connue et permet ainsi d'introduire le contexte de nos travaux dans un cadre où réglementation, normalisation et standardisation jouent un grand rôle. L'objectif de ce chapitre est donc de présenter les principes, les applications et les enjeux de cette nouvelle technologie en regard avec les autres technologies existantes (en particulier pour les applications de communication sans fil).

## SOMMAIRE – Chapitre 1

1. La Technologie UWB – Un Etat de l'Art .....	11
1.1. Présentation rapide de l'UWB .....	13
1.2. Historique de l'UWB.....	13
1.3. Applications visées et potentiels de l'UWB .....	15
1.3.1. Systèmes d'imagerie radar .....	15
1.3.2. Systèmes radar de véhicule.....	15
1.3.3. Systèmes de communication .....	16
1.4. Réglementation et normalisation de l'UWB.....	16
1.4.1. Principales difficultés rencontrées .....	16
1.4.1.1. Détermination des fréquences appropriées .....	16
1.4.1.2. Répercussion globale.....	16
1.4.1.3. Puissance de crête des systèmes UWB .....	17
1.4.1.4. Sensibilité des systèmes UWB au brouillage.....	17
1.4.1.5. Eléments de conclusion .....	17
1.4.2. Avancement des travaux .....	17
1.4.2.1. Aux Etats-Unis.....	17
1.4.3. En Europe .....	19
1.4.4. Ailleurs dans le monde.....	20
1.4.5. Normes IEEE .....	20
1.5. L'UWB et les autres technologies de transmission sans fil.....	20
1.5.1. Introduction .....	20
1.5.1.1. Système 3G (troisième génération) .....	21
1.5.1.2. Réseaux locaux sans fil : WPAN (Wireless Personal Area Network) et WLAN (Wireless Local Area Network) .....	21
1.5.2. Bluetooth.....	21
1.5.2.1. Norme IEEE 802.15.1 .....	21
1.5.2.2. Norme IEEE 802.15 .....	22
1.5.2.3. Norme IEEE 802.15.3 .....	22
1.5.2.4. Norme IEEE 802.15.4 .....	22
1.5.3. Zigbee .....	22
1.5.4. WiFi (Wireless Fidelity) .....	22
1.5.4.1. Norme IEEE 802.11 .....	23
1.5.4.2. Norme 802.11b.....	23
1.5.4.3. Norme 802.11.a.....	23
1.5.4.4. Norme 802.11g.....	23
1.5.4.5. Norme 802.11n.....	23
1.5.4.6. Variantes .....	24
1.5.5. L'UWB.....	24
1.5.5.1. MB-OFDM .....	24
1.5.5.2. DS-CDMA.....	25
1.5.5.3. La radio par impulsions IR .....	26
1.5.6. Comparaison de ces trois approches .....	27
1.6. Conclusion.....	29
Bibliographie .....	30

## 1.1. Présentation rapide de l’UWB

L’UWB (Ultra Wideband) est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui est en cours d’élaboration et qui permettrait d’atteindre des débits jamais atteints, dépassant le Gbit/s. De plus, elle offre la perspective de nouveaux services comme l’intégration de fonctions de localisation en plus de celles de transmission. L’UWB doit son nom aux caractéristiques spectrales des signaux qu’elle utilise, signaux à spectres de bande ultra large, d’où l’acronyme UWB. A l’origine, les signaux UWB sont des signaux constitués de suites d’impulsions très étroites avec des rapports cycliques très faibles. Ces signaux présentent la caractéristique de transporter l’information sans utiliser de porteuse contrairement aux techniques classiques qui utilisent une à plusieurs porteuses.

Les avantages de l’UWB en terme de débit peuvent être mis en évidence à partir de la relation de Shannon-Hartley (1.1) qui exprime la capacité théorique  $C$  [bit/s] d’un canal en fonction de sa bande passante  $B$  [Hz] et de son rapport signal à bruit  $RSB$

$$C = B \log_2(1 + RSB) \quad (1.1)$$

A partir de cette relation, il apparaît que le facteur le plus déterminant pour augmenter la capacité d’un canal est la bande passante. En effet, la capacité est directement proportionnelle à la bande passante alors qu’elle est reliée au rapport signal à bruit par un logarithme en base deux. Ainsi pour un  $RSB$  donné, un système à large bande type UWB donnera une capacité beaucoup plus grande qu’un système à bande étroite. D’autre part, cette formule montre également que même en utilisant des puissances très faibles il est possible d’obtenir des débits très élevés.

Après cette rapide description de la technologie UWB, la suite de ce chapitre sera articulée de la façon suivante. Nous commençons par un historique et nous donnons un aperçu des applications envisagées. Ensuite, nous présentons l’état des lieux des aspects réglementation et normalisation. Enfin, nous resituons l’UWB par rapport aux principales autres technologies de communication sans fil existantes ou en cours de développement.

## 1.2. Historique de l’UWB

Les communications UWB font l’objet de beaucoup de recherches aujourd’hui, mais leur histoire a débuté il y a plus de 100 ans (Fig. 1.1). La première étape, à l’origine de toutes les techniques de transmission sans fil, débuta quand James Clark Maxwell proposa en 1860 les lois de l’électromagnétisme en unifiant l’électrodynamique et le magnétisme en une seule et même théorie. Quelques années plus tard en 1888, Heinrich Rudolph Hertz en cherchant à vérifier les équations de Maxwell mit en évidence l’existence des ondes électromagnétiques<sup>1</sup>. Il générât alors des ondes de durée courtes (semblables à des impulsions électriques) en utilisant des décharges électrostatiques. Et en 1890, à partir des découvertes de radio-conduction et des travaux de Branly<sup>2</sup>, Marconi réalisait les premières applications à la télégraphie sans fil en utilisant des impulsions. Ensuite, les systèmes de communications s’orientèrent vers les modulations analogiques utilisant une onde porteuse. Ces techniques consistent à transmettre une onde sinusoïdale modulée en amplitude, en fréquence ou en phase. Le signal transmis possède alors un spectre dit à bande étroite, c’est-à-dire centré sur une fréquence porteuse et de bande passante faible. Ces modulations ont commencé à être remplacées dans les années 1960 par les modulations numériques. Le signal utile devient alors numérique, mais l’idée reste toujours de transporter les informations à travers une onde sinusoïdale continue modulée (modulations ASK, OOK, FSK, PSK, QAM, etc.). Plus récemment dans les

<sup>1</sup> D’où le nom d’ondes hertziennes donné aux ondes électromagnétiques utilisées dans les télécommunications.

<sup>2</sup> Découverte d’un tube à limaille rendant possible la détection des ondes.

années 1990, des techniques utilisant plusieurs porteuses ont été développées. Ainsi pendant près de 100 ans, la radio par impulsions fut abandonnée.

Cependant dès la seconde guerre mondiale, la seconde phase avait en fait démarré. Des impulsions de durée très courte (inférieure à la nanoseconde) étaient utilisées dans des systèmes de détection (techniques de radar) et pour des systèmes de communications sécurisées [1.1], [1.2]. Ensuite dans les années 1970, de nombreux travaux concernant des systèmes de communication et de radar furent publiés, notamment par Harmuth qui étudia la théorie électromagnétique des ondes non sinusoïdales [1.3]-[1.5]. Plusieurs brevets furent alors déposés avec un premier brevet concernant les télécommunications en 1973 [1.6]. Les transmissions étaient alors envisagées à partir de signaux radioélectriques constitués de formes d'ondes impulsionnelles caractérisées par des spectres de grande largeur de bande et cela sans utilisation de porteuses. Mais jusqu'au début des années 1990, ces travaux restèrent confidentiels parce qu'ils visaient des applications militaires.

Enfin la troisième étape démarra avec la publication de plusieurs articles très complets [1.7]-[1.16]<sup>3</sup> de Scholtz et Win qui démontrèrent le potentiel de l'UWB pour les télécommunications haut débit. Et en 2002, la FCC (*Federal Communication Commission*) autorisait son utilisation aux Etats-Unis moyennant une réglementation précise mais libre de licence [1.17]-[1.19]. Dès lors, de très nombreux travaux virent le jour tant dans le monde industriel qu'académique.

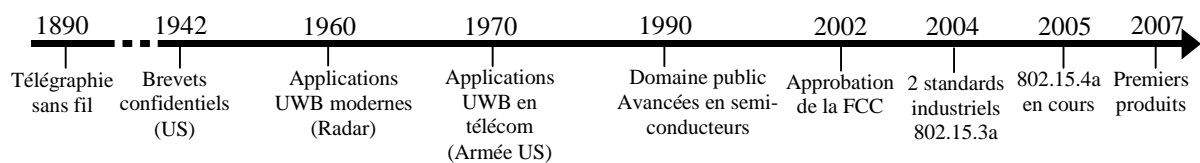


Fig. 1.1. Chronogramme de l'évolution des communications UWB

Les comités de normalisation de l'IEEE ont envisagé l'utilisation de la technologie UWB pour les réseaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. Le groupe de travail 3a du comité IEEE 802.15 (IEEE 802.15.3a) a alors été chargé d'élaborer une norme sur la couche physique (PHY) des réseaux personnels sans fil à débits de données élevés (supérieurs à 100 Mbit/s). Après l'examen de nombreuses propositions, l'approche originelle de radio par impulsions (IR, *Impulse Radio*) a été écartée en raison de difficultés de mise en œuvre technologique. Deux schémas plus traditionnels, déjà maîtrisés dans d'autres contextes et soutenus par des groupes d'industriels ont été préférés et se sont opposés. Une solution proposée en mars 2003 basée sur la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [1.20], [1.21] est défendue par le MBOA (Multi-Band OFDM Alliance). Ce groupe piloté au départ par Texas Instrument et Intel, puis rejoint par Samsung Electronics, Panasonic, Hewlett Packard s'est regroupé avec l'Alliance WiMedia pour ne devenir qu'un et représente près de 190 sociétés en 2006. La seconde solution basée sur le DS-CDMA (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*) [1.22] était soutenue au départ seulement par Motorola (devenu Freescale) et XtremeSpectrum mais elle compte aujourd'hui sur le soutien de près de 180 sociétés regroupées dans l'UWB Forum. Mais Freescale, acteur principal de l'UWB Forum, s'est récemment retiré de ce groupe (avril 2006) pour s'orienter exclusivement sur le développement du « Wireless USB ».

<sup>3</sup> [1.7]-[1.9] proposent des structures analogiques et numériques de systèmes de communication sans fil à accès multiple mettant en œuvre la radio par impulsions. [1.10] présente les caractéristiques du canal de propagation UWB en intérieur (canal indoor ou intra-bâtiment) et en extérieur (canal outdoor). [1.11]-[1.14] analysent la densité spectrale de puissance des signaux UWB et étudient les performances obtenues dans des environnements de type canal à trajets multiples. [1.15] et [1.16] examinent les effets et conséquences des techniques de sauts temporels (TH, *Time-Hopping*) utilisées pour réaliser un étalement spectral et permettre l'accès multiple.

En novembre 2003, le MBOA remportait le vote qui devait décider du standard mais sans atteindre une majorité suffisante pour l'emporter. Aujourd'hui alors que les premières applications commerciales devraient prochainement voir le jour (fin 2007 ?), aucun standard n'a été et ne sera retenu. En effet le 19 janvier 2006, l'IEEE a décidé de ne pas ratifier la norme UWB et ainsi deux standards « industriels » devraient faire leur apparition prochainement sur le marché, bien qu'incompatibles.

Par ailleurs, le groupe de travail IEEE 802.15.4a envisage l'utilisation de la technologie UWB pour les applications sans fil à courte portée avec des débits plus faibles allant de 500 kbit/s à quelques Mbit/s. Ce nouveau standard devrait permettre de développer des applications intégrant des fonctionnalités à la fois de transmission et de localisation. En 2005, des propositions étaient déposées (26 dossiers disponibles sur Internet à l'adresse : [www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html](http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html)) mais aucune norme n'a encore été établie. Il faut noter que pour ce standard la solution MB-OFDM a été écartée notamment en raison de sa complexité (forte consommation d'énergie) et que le DS-CDMA semble justement plus adapté pour des applications faible consommation avec toutefois des débits moins élevés.

### 1.3. Applications visées et potentiels de l'UWB

La technologie UWB est présentée comme une solution très intéressante et innovatrice pour un grand nombre d'applications (Fig. 1.2) qui sont généralement classées en trois catégories [1.19].

#### 1.3.1. Systèmes d'imagerie radar

Cette première catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR, *Ground Penetrating Radar*), d'imagerie de l'intérieur des murs et à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour la construction et les réparations à domicile, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Le signal UWB peut pénétrer dans le sol ou pénétrer dans un mur et même le traverser pour permettre de détecter ce qu'il cache. Il permet aussi de mesurer les distances avec précision. Le même principe s'applique pour le corps humain. Par conséquent, les principaux utilisateurs des systèmes appartenant à cette catégorie seraient des spécialistes dans les domaines de l'application de la loi, de la recherche et du sauvetage, de la construction et de l'exploitation minière, ainsi que de la géologie et de la médecine. Les systèmes d'imagerie radar sont exploités à des intervalles espacés et il est prévu qu'ils n'auront qu'une faible prolifération, étant donné la nature de leur utilisation. Ces systèmes auraient un créneau de marché à distribution limitée.

#### 1.3.2. Systèmes radar de véhicule

Cette catégorie comprend les radars d'avertissement de collision, les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les capteurs de perturbation de champ, etc. Les systèmes radar de véhicule peuvent déterminer la distance entre des objets et un véhicule et ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule. Certains dispositifs radar de véhicule installés sur des voitures de luxe ont fait leur apparition dans des salons de l'automobile. Si l'installation de ces dispositifs devenait obligatoire sur tous les véhicules, il faudrait s'attendre à la prolifération des systèmes radar de véhicule. Les systèmes de cette catégorie sont surtout utilisés par des personnes en déplacement et à l'extérieur, ce qui pourrait accroître le risque de brouillage d'autres services.



### 1.3.3. Systèmes de communication

Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure. Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux).

Il faut donc noter que si les applications liées à la transmission d'information représentent la part la plus importante des futures applications UWB, ce ne sont pas les seules. Dans la suite, nous nous placerons implicitement dans le contexte des applications de type « transmission » sauf mention contraire.

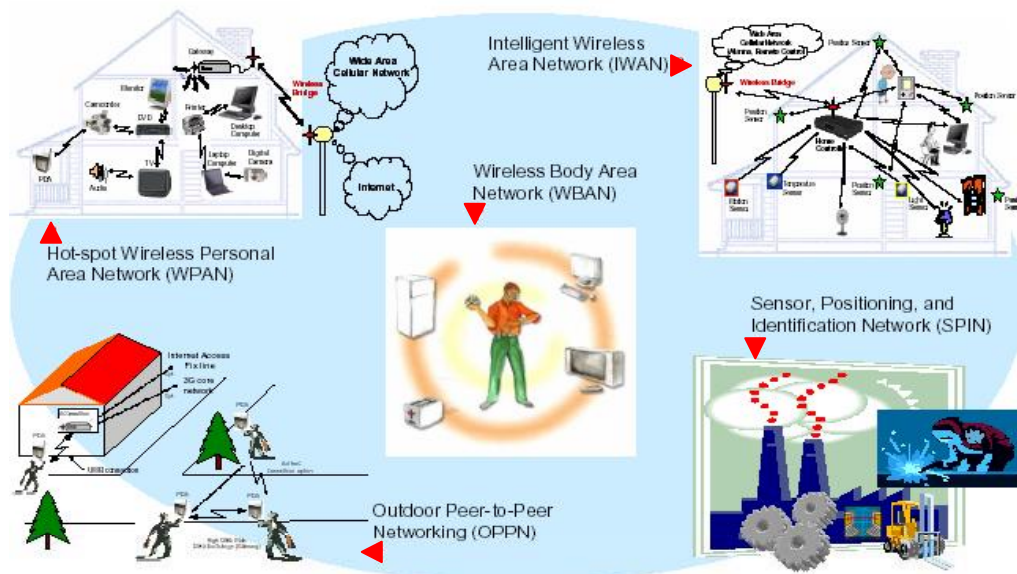


Fig. 1.2. Illustration de quelques applications potentielles de l'UWB  
(Extrait de [http://www.pulsers.info/pulsers1-pub-dir/PULSERS\\_White\\_Paper16.pdf](http://www.pulsers.info/pulsers1-pub-dir/PULSERS_White_Paper16.pdf))

## 1.4. Réglementation et normalisation de l'UWB

### 1.4.1. Principales difficultés rencontrées

L'introduction des systèmes de radiocommunication UWB a suscité et suscite toujours de nombreuses préoccupations ayant trait notamment aux aspects suivants [1.19].

#### 1.4.1.1. Détermination des fréquences appropriées

Des inquiétudes concernent l'éventuel brouillage préjudiciable aux services de radiocommunication exploitant les mêmes bandes de fréquences. Ainsi, il est vivement souhaité par les exploitants de ces services que le matériel exempt de licence exploite des bandes de fréquences particulières comme dans le cas des dispositifs Industriels, Scientifiques et Médicaux (ISM, *Industrial, Scientific and Medical*).

#### 1.4.1.2. Répercussion globale

Des inquiétudes touchent également l'influence des dispositifs UWB sur le bruit de fond radioélectrique (RF) et les conséquences sur les services de radiocommunication (par exemple, les services passifs ou les services exploités à un niveau voisin du bruit de fond RF).



### 1.4.1.3. Puissance de crête des systèmes UWB

Le possible brouillage dû à la puissance de crête que les systèmes UWB pourraient causer aux systèmes de radiocommunication autorisés est aussi un facteur préoccupant.

### 1.4.1.4. Sensibilité des systèmes UWB au brouillage

Enfin à l'inverse, des inquiétudes sont liées aux possibilités de non fonctionnement de certaines applications UWB en raison des puissances d'émission relativement élevées des systèmes de radiocommunication classiques.

### 1.4.1.5. Eléments de conclusion

Beaucoup de travaux visant d'une part, à étudier la compatibilité des systèmes UWB et des systèmes exploités dans le cadre de divers services de radiocommunication (par exemple [1.23]-[1.26]), et d'autre part à élaborer des normes et règlements pour l'introduction et l'utilisation des systèmes UWB, sont en cours partout dans le monde.

## 1.4.2. Avancement des travaux

### 1.4.2.1. Aux Etats-Unis

La FCC a adopté en février 2002 une première ordonnance sur la technologie UWB permettant la commercialisation et l'exploitation de trois types de systèmes faisant appel à cette technologie : imagerie radar, radar de véhicules, systèmes de communication. La FCC précise que ces règles sont très prudentes (partie 15 des règles de la FCC) et qu'ainsi la technologie UWB ne perturbera pas les autres services radiofréquences.

Ainsi, un système UWB est défini comme un dispositif utilisant une largeur de bande fractionnée supérieure à 20% ou occupant une bande  $B$  de 500 MHz ou plus. Fig. 1.3, (1.3) et (1.2) illustrent cette définition.

$$\text{Bande Fractionnaire} \triangleq \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} = \frac{B}{f_0} = \frac{1}{Q} \geq 0,2 \quad (1.2)$$

$$B \geq 500 \text{ MHz} \quad (1.3)$$

où  $f_H$  et  $f_L$  désignent respectivement la fréquence supérieure et la fréquence inférieure des points à  $-10$  dB par rapport au plus haut point d'émission par rayonnement,  $f_0$  correspondant à la fréquence centrale,  $B$  à la largeur de bande et  $Q$  est classiquement défini comme le facteur de qualité.

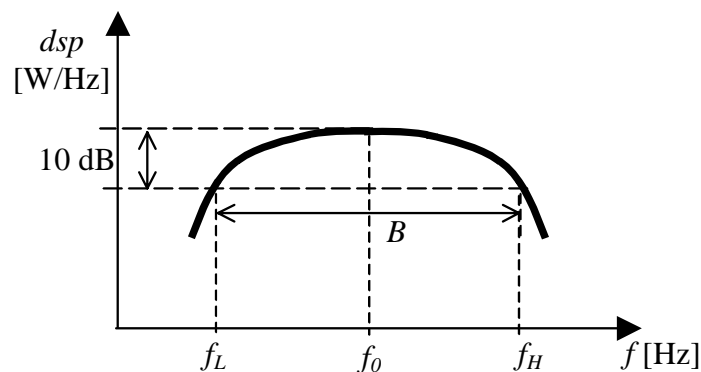


Fig. 1.3. Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal UWB

De plus pour chacun des systèmes envisagés, il faut rajouter les contraintes suivantes.

**Systèmes d’imagerie radar.** Les exploitants de ces systèmes sont soumis à l’obtention d’une licence et quelques restrictions d’utilisation particulières. Les bandes de fréquences allouées en fonction des diverses applications sont les suivantes : au-dessous de 960 MHz pour les systèmes d’imagerie par GPR, d’imagerie de l’intérieur des murs et d’imagerie à travers les murs ; [1,99-10,6 GHz] pour les systèmes de surveillance fixe et d’imagerie à travers les murs ; [3,1-10,6 GHz] pour les systèmes d’imagerie par GPR, d’imagerie de l’intérieur des murs et d’imagerie médicale.

**Systèmes radar de véhicule.** L’utilisation des systèmes radar UWB de véhicule et des capteurs de perturbation de champ similaires est limitée au domaine du transport terrestre dans la bande de [22-29 GHz]. Le dispositif UWB devrait être exploité pendant que le moteur du véhicule est en marche. Des antennes directives doivent être utilisées. Les dispositifs UWB de cette catégorie sont exempts de licence à condition que la fréquence centrale et la fréquence maximale d’émission soient supérieures à 24,075 GHz.

**Systèmes de communication et de mesure.** Les systèmes de cette catégorie sont exempts de licence en vertu de la Partie 15 des règles de la FCC pour l’exploitation dans la bande [3,1-10,6 GHz]. Les dispositifs de communication et de mesure UWB doivent être conçus pour utilisation à l’intérieur ou pour utilisation à l’extérieur comme dispositifs portatifs de communication d’égal à égal. Les systèmes pour utilisation à l’extérieur ne devraient comporter aucune infrastructure fixe et l’utilisation d’antennes montées à l’extérieur est interdite. De plus, un émetteur extérieur doit cesser d’émettre en moins de 10 secondes, sauf s’il reçoit un accusé de réception d’un récepteur associé. En août 2004, la FCC a certifié un jeu de puces UWB à débit de 115 Mbit/s destiné à des réseaux personnels sans fil et à des applications de consommation. Par contre, la FCC n’impose aucune technologie en particulier.

La FCC a donc alloué 7500 MHz dans la bande de fréquence [3,1-10,6 GHz] pour des applications WxAN utilisant l’UWB : standard IEEE 802.15.3a. Pour répondre aux inquiétudes de coexistence présentées précédemment, la FCC a imposé les masques d’émission suivants (Fig. 1.4) pour les applications intérieures et extérieures. Il faut noter que la densité spectrale de puissance doit être très faible – 41,3 dBm/MHz (ce qui correspond à 556  $\mu$ W, soit – 3dBm ou encore 64,1 nW/MHz) ce qui la situe dans le niveau de bruit électromagnétique non intentionnel. De plus, des précautions particulières ont été prises à l’encontre des bandes du GPS (*Global Positioning System*) avec une puissance maximale autorisée inférieure à – 75 dBm/MHz.

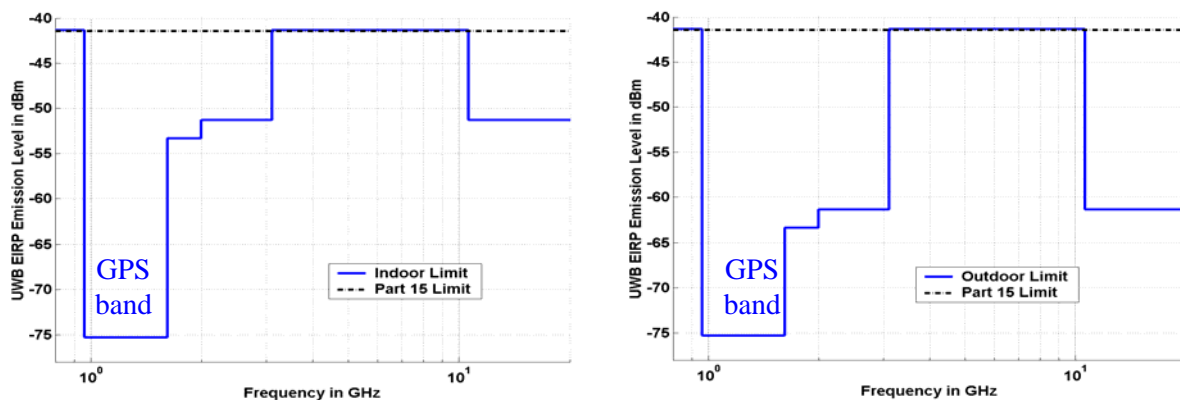


Fig. 1.4. Masques d’émission intérieur et extérieur de la FCC

Il est important de noter qu'à ce jour comme seule la FCC a statué sur les masques d'émission, ainsi les études sur l'UWB se placent généralement dans les conditions fixées par la FCC et considèrent donc les contraintes énoncées ci-dessus.

### 1.4.3. En Europe

De nombreuses discussions et plusieurs versions préliminaires de masques d'émission pour les systèmes de communication UWB intérieurs et extérieurs furent proposées par l'institut européen des normes de télécommunication (ETSI). Notamment une première proposition consistait à autoriser le même niveau de puissance maximale ( $-41,3$  dBm/MHz) que la FCC dans la bande [3,1-10,6 GHz], mais une fonction rampe plutôt qu'une fonction échelon pour les flancs de courbe des masques était imposée (Fig. 1.5a).

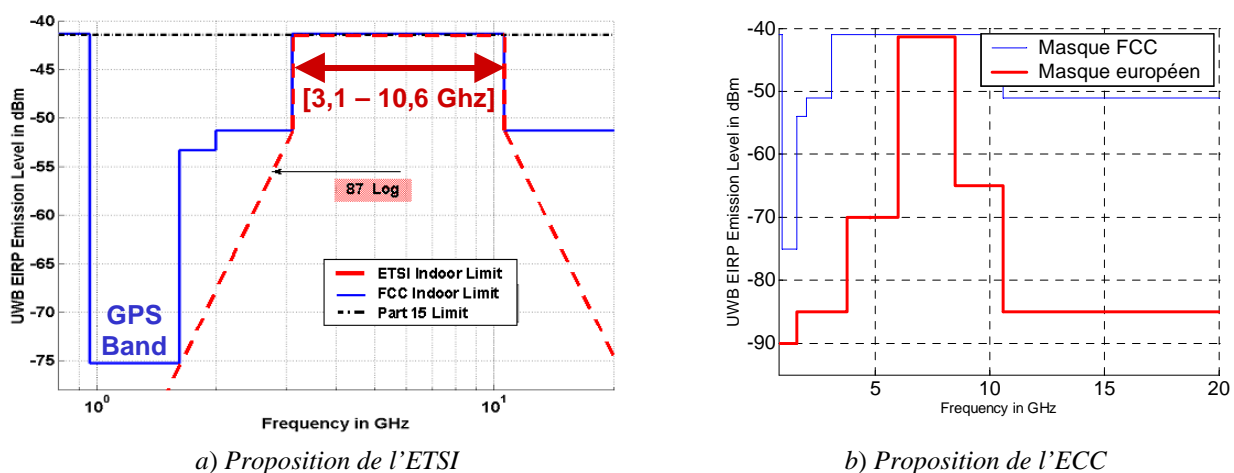


Fig. 1.5. Propositions du masque d'émission intérieur en Europe

Cette proposition fut rapidement rejetée et c'est le niveau même de la puissance dans la bande [3,1-10,6 GHz] qui fut l'objet d'une remise en cause. Afin de débloquer la situation, une proposition fut faite amenant la puissance maximale à  $-65$  dBm/MHz mais jugée techniquement quasi-irréalisable. Très récemment en mars 2006, l'ECC (*Electronic Communications Committee*) a proposé un nouveau masque pour les émissions indoor (Fig. 1.5b). Cette proposition est notamment issue d'un rapport de l'OFCOM (*Office of COMMunications*) qui assure la promotion en Europe d'une réglementation de la technologie UWB répondant aux exigences de fonctionnement et apte à protéger les opérateurs en place contre les interférences nuisibles. Cependant à ce jour (septembre 2006), l'Europe n'a toujours pas statué sur une réglementation. De plus, la bande [3,3-3,8 GHz] est devenue aussi sujet à controverse parce qu'elle est très convoitée par les opérateurs de télécommunications pour l'utilisation du WiMAX.

Ces différentes étapes de l'établissement de la réglementation européenne montrent les difficultés pour déterminer une solution à l'échelle d'un continent. Idéalement une harmonisation au niveau mondial serait nécessaire mais les pays ont déjà des méthodes très différents d'affectation du spectre à un service donné. Ainsi, l'objectif des industriels est de s'orienter vers une normalisation entre pays leaders qui permette une interopérabilité.

#### 1.4.4. Ailleurs dans le monde

Bon nombre de pays dans le monde entier évaluent la compatibilité des systèmes UWB avec d'autres systèmes sans fil. Au Japon, un institut chargé de l'élaboration de normes UWB a été créé. L'organisme de réglementation du Japon a indiqué qu'il est prêt à délivrer des licences expérimentales pour les applications UWB. Il a même établi récemment un masque d'émission, mais aucune réglementation n'a encore été officialisée (juillet 2006).

Singapour a indiqué qu'elle est prête à émettre des permis d'essais pour des applications UWB dans un emplacement géographique particulier avec des masques d'émission élargis de 6 dB (de 2,2 GHz à 10,6 GHz) par rapport aux masques UWB de la FCC. Aucune émission UWB intentionnelle n'est permise au-dessous de 960 MHz. De plus, des applications UWB avec des exigences d'émission inhabituelles peuvent être approuvées au cas par cas.

L'Australian Communications Authority (direction australienne des communications) a récemment accordé une licence provisoire pour un système radar à pénétration du sol à bande ultra-large.

#### 1.4.5. Normes IEEE

Comme nous l'avons vu dans la partie « historique », les activités de normalisation de la technologie UWB sont actuellement menées par le groupe de travail 802.15 du comité de normalisation de l'IEEE. Elles visent particulièrement des applications dans le domaine des réseaux locaux sans fil à courte portée de faible puissance spécialisés, y compris les réseaux personnels sans fil. L'organisation générale de la norme IEEE 802.15 est présentée par Fig. 1.6. Les spécifications principales sont indiquées en terme de débits, portées et fréquences allouées. En particulier, le standard Bluetooth apparaît dans la norme IEEE 802.15.1 et l'UWB devrait être utilisé dans les normes IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a. Le paragraphe qui suit revient avec plus de détails sur chacune de ces normes.

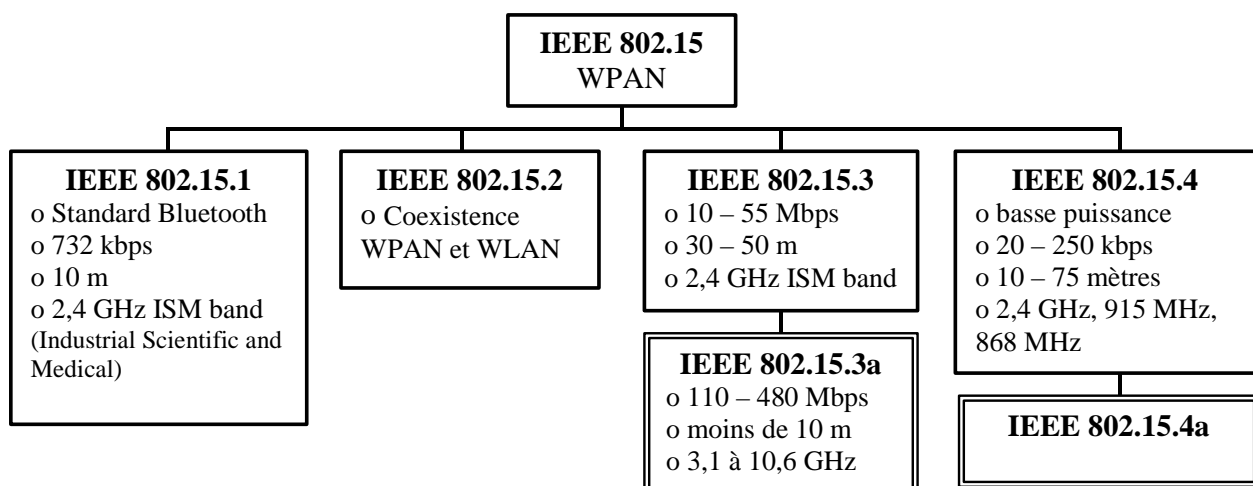


Fig. 1.6. Organisation de l'IEEE 802.15

## 1.5. L'UWB et les autres technologies de transmission sans fil

### 1.5.1. Introduction

De nos jours, les systèmes de communications sans fil se développent très rapidement et en même temps il apparaît de nouveaux standards dont les objectifs sont d'accroître les offres des services multimédia. En fonction des besoins en terme de mobilité et de débits, deux types de réseaux ont été développés.

### 1.5.1.1. Système 3G (troisième génération)

Ce réseau est celui de la téléphonie mobile (UMTS ou CDMA 2000). Il doit intégrer tous les réseaux de deuxième génération du monde entier en un seul réseau cellulaire et lui adjoindre des capacités multimédia. Cependant les débits qu'il propose restent faibles : 2 Mbit/s dans les zones de mobilité limitée et seulement 144 kbit/s ailleurs. Les systèmes futurs (3,5G et 4G) doivent notamment remédier à cet inconvénient.

### 1.5.1.2. Réseaux locaux sans fil : WPAN (Wireless Personal Area Network) et WLAN (Wireless Local Area Network)

Les WPAN (dont le précurseur est Bluetooth) visent des environnements de type plutôt résidentiel avec des services de haut débit pour des connexions utilisant de la vidéo et des services de plus bas débit de type domotique (réseaux de capteurs). Les WLAN ont été introduits dans le but de se substituer aux réseaux filaires à l'intérieur des bâtiments privés ou publics. Ils doivent offrir un accès large bande radio avec des débits de plusieurs Mbit/s pour relier des équipements électroniques ou informatiques et se connecter à un réseau cœur type Ethernet. Par exemple, le WiFi (nom donné à la norme IEEE 802.11) fournit des débits jusqu'à 11 Mbit/s pour des distances de 10 à 100 m et les systèmes futurs devraient permettre des débits allant jusqu'à 54 Mbit/s.

Il faut noter par exemple que pour des applications vidéos de bonne qualité, les débits proposés restent globalement insuffisants. Idéalement, des débits d'environ 100 Mbit/s avec une mobilité type véhicule et 1 Gbit/s pour une mobilité réduite sont visés. Des évolutions et des améliorations des systèmes actuels sont en cours comme le MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), la combinaison des techniques OFDM et CDMA ou encore l'élaboration de nouveaux codes. Pour les applications WxLAN, l'UWB présente les avantages de ne pas nécessiter de licence et d'offrir des débits élevés. Cette technologie apparaît ainsi comme la solution pour la future génération des communications locales où des terminaux compacts et à faible coût sont recherchés.

Les technologies de transmission sans fil des réseaux WxLAN sont présentées dans les paragraphes qui suivent en les situant dans un cadre normatif et en présentant rapidement leurs spécificités.

## 1.5.2. Bluetooth

La technologie Bluetooth est l'exemple type de WPAN. Sa spécification contient les éléments nécessaires pour assurer l'interopérabilité de composants types tels que les téléphones cellulaires, les caméras numériques, les PDA, etc. Son utilisation dans le domaine de l'instrumentation est aussi envisageable. Ericsson l'a créé en 1994 puis rejoint par Nokia, Intel, IBM, et Toshiba, un groupe d'intérêt baptisé Bluetooth Special Interest Group (Bluetooth SIG) s'est fondé en février 1998 afin de produire les spécifications Bluetooth 1.0, qui furent publiées en juillet 1999. Ce consortium réuni aujourd'hui plus de 3000 entreprises (dont 3Com, Apple et Microsoft). Après deux révisions de sa première version, en 2004 une seconde a été adoptée sous le nom de Bluetooth 2.0 + EDR (*Enhanced Data Rate*). Bluetooth a été normalisé par l'IEEE et se décline sous plusieurs normes.

### 1.5.2.1. Norme IEEE 802.15.1

Cette norme a été établie en juin 2002 à partir de la spécification Bluetooth 1.1. Elle utilise la bande des 2,4 GHz, désignée bande ISM [2,4000-2,4835 GHz] utilisable désormais sans licence dans la plupart des pays. Bluetooth utilise la modulation GFSK (*Gaussian FSK*) associée à des techniques d'étalement de spectre et de saut de fréquence FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) conduisant à faire effectuer au signal 1600 sauts de fréquence par seconde entre 79 fréquences

séparées par 1 MHz. Le saut de fréquence réduit considérablement les probabilités d'interférence et présente des avantages sur le plan de la sécurité. Le débit de base est de 1 Mbits/s dans un rayon de 10 mètres. Pour palier à cet inconvénient de portée limitée à quelques mètres une extension jusqu'à 100 mètres a été proposée avec un amplificateur de puissance. Trois classes de puissance d'émetteur ont ainsi été définies :

- la classe 1 : 100 mW (20 dBm) pour une portée d'environ 100 mètres ;
- la classe 2 : 2,5 mW (4 dBm) pour une portée allant de 15 à 20 mètres ;
- la classe 3 : 1 mW (0 dBm) pour une portée d'environ 10 mètres.

En raison de la législation, seules les deux dernières sont actuellement autorisées en France et la plus utilisée est la classe 3 pour sa très faible consommation.

#### 1.5.2.2. Norme IEEE 802.15

Cette norme est apparue en novembre 2003 et reprend toutes les modifications apportées à la spécification Bluetooth 1.1 pour la version 1.2. Cette nouvelle spécification n'apporte pas de réel changement à la spécification précédente (Bluetooth 1.1) si ce n'est l'utilisation de l'AFHSS (*Adaptive Frequency Hopping Spread Spectrum*).

#### 1.5.2.3. Norme IEEE 802.15.3

Une version plus performante, le Bluetooth 2.0+EDR, a été adoptée sous cette référence. Elle vise à remplacer les précédentes versions en offrant des débits de trois à dix fois supérieurs à la version 1.1, une consommation réduite (- 50%), une portée améliorée vis à vis de la consommation, une amélioration du BER (*Bit Error Rate*) et une compatibilité complète avec les versions précédentes. La bande ISM est divisée en quatre canaux de 15 MHz avec quatre modulations pour quatre débits : O-QPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) mode de base avec 22 Mbit/s, 16 QAM pour 33 Mbit/s, 32 QAM pour 44 Mbit/s et 64 QAM pour 55 Mbit/s.

#### 1.5.2.4. Norme IEEE 802.15.4

Cette norme est en cours de développement pour les applications Bluetooth à bas débit (200 Kbit/s maximum) et à coût très réduit pour des puces embarquées dans des badges électroniques, des capteurs industriels, des applications domotiques ou encore des jouets. Celle-ci devrait utiliser vingt sept canaux de communication différents répartis sur les trois bandes de fréquences ISM (868 MHz en Europe, 915 MHz aux Etats-Unis et la bande [2,4-2,5 GHz]).

### 1.5.3. Zigbee

Sous la référence IEEE 802.15.4, la solution Zigbee opère à 2,4 GHz sur 16 canaux et permet de connecter jusqu'à 255 matériels sur des distances de l'ordre de 30 mètres et avec des débits faibles (de 20 à 250 kbit/s). L'avantage de cette solution est la consommation électrique très faible au niveau des équipements.

### 1.5.4. WiFi (*Wireless Fidelity*)

Le WiFi est le nom donné par la WiFi Alliance (anciennement WECA, *Wireless Ethernet Compatibility Alliance*) et constitue le terme « grand public » pour désigner la norme IEEE 802.11, norme qui caractérise les réseaux locaux sans fil. Les applications visées par la technologie WiFi

sont les réseaux locaux sans fil aussi bien pour l'industrie et les lieux publics que pour les applications domestiques. L'objectif est de pouvoir relier ensemble de nombreux périphériques (assistant personnel, station de travail, clavier, souris, ...) afin de se libérer des liaisons filaires souvent encombrantes et permettre ainsi une grande mobilité.

En 1997, la première version du standard 802.11 apparaissait. Ce standard a été développé pour favoriser l'interopérabilité du matériel entre les différents fabricants ainsi que pour permettre des évolutions futures compatibles. Depuis la finalisation de la norme en 1998, plusieurs « versions » de la technologie WiFi sont apparues, chacune d'elles présentant des caractéristiques différentes.

#### 1.5.4.1. Norme IEEE 802.11

Cette norme constitue la norme originale du WiFi et spécifie les caractéristiques d'un réseau local sans fil WLAN au niveau des couches physiques et liaison du standard OSI (*Open System Interconnexion*). Le 802.11 garantit des débits théoriques de l'ordre de 2 Mbit/s en utilisant la bande ISM à 2,4 GHz. Différentes versions de cette norme ont été créées pour améliorer les débits dans un premier temps et ensuite renforcer l'aspect sécuritaire de la transmission.

#### 1.5.4.2. Norme 802.11b

Cette norme constitue la première évolution du standard 802.11 et elle représente la version la plus répandue depuis 2000. Elle fonctionne à 11 Mbit/s en utilisant un étalement de spectre à séquence directe (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*) associé à une modulation CCK (*Complementary Code Keying*) dans la bande 2,400-2,4835 GHz découpée en 14 canaux avec des variantes selon les pays. Sa portée est typiquement de l'ordre de quelques dizaines de mètres mais le débit décroît automatiquement en cas d'interférences ou de mauvaise réception. Son principal point faible est de ne pas être sécurisé par défaut.

#### 1.5.4.3. Norme 802.11a

Cette norme (connue sous le nom WiFi5) a été développée en 1999. Elle opère dans la bande des 5 GHz et permet de communiquer à 54 Mbit/s en utilisant la méthode de codage OFDM de préférence à FHSS et DSSS. Plus précisément, elle occupe trois bandes UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) de largeur 100 MHz : [5,15-5,25 GHz], [5,25-5,35 GHz] et [5,725-5,825 GHz].

#### 1.5.4.4. Norme 802.11g

Effective depuis juin 2002, cette norme complète le 802.11b dans la bande ISM en proposant en plus des débits allant jusqu'à 54 Mbit/s en utilisant l'OFDM.

#### 1.5.4.5. Norme 802.11n

Elle est en cours de validation et devrait voir apparaître très prochainement. Elle permettrait de faire passer le débit théorique d'un réseau WiFi à 500 Mbit/s en utilisant, d'une part, deux bandes de fréquence de différentes largeurs (20 MHz et 40 MHz) et d'autre part, en utilisant la technologie MIMO qui utilise plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur.

### 1.5.4.6. Variantes

Enfin d’autres variantes existent : 802.11d (internationalisation), 802.11e (signalisation et qualité de service, QoS), 802.11f (handover, passage d’une cellule à l’autre sans coupure), 802.11h (réglementation européenne et hyperlan 2), 802.11i (sécurité), 802.11IR (infra-rouge et obsolète) et 802.11j (réglementation Japon). Elles ont pour objectif notamment d’assurer l’interopérabilité entre les différents matériels et d’autre part de permettre l’internationalisation de la norme. Elles ne concernent pas directement la transmission mais constituent des améliorations du point de vue compatibilité matérielle entre les fabricants, compatibilité entre les différentes législations existantes et qualité de service.

### 1.5.5. L’UWB

Comme nous l’avons déjà mentionné, l’UWB est envisagé sous plusieurs formes. Pour la norme IEEE 802.15.3a concernant les applications haut débits (> 100 Mbit/s) deux techniques ont été retenues : le MB-OFDM et le DS-SS. Quant à la norme IEEE 802.15.4a dédiée à des applications plus bas débits associant la localisation, elle abandonne ces techniques pour revenir à la radio par impulsions.

#### 1.5.5.1. MB-OFDM

La bande de fréquence [3,1-10,6 GHz] est découpée en 14 bandes de 528 MHz, qui sont réparties en cinq groupes différents (Fig. 1.7). Une application UWB utilisant le MB-OFDM n’utilise qu’un seul des cinq groupes, et dans ce groupe, un utilisateur n’occupe qu’une bande à la fois. Par ailleurs, l’allocation des bandes aux utilisateurs est gérée par un code temps-fréquence (Fig. 1.8) qui a pour rôle de minimiser les collisions entre les différentes communications. Enfin, chaque bande est découpée en 128 sous-porteuses de 4 MHz afin de former un symbole OFDM.



Fig. 1.7. Bande OFDM définie par la norme 802.15.3a

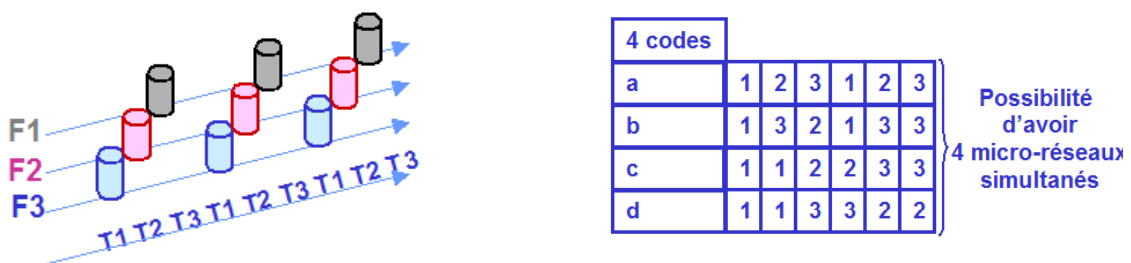


Fig. 1.8. Codage temps – fréquences

Les architectures de l’émetteur et du récepteur sont similaires à celles du système OFDM conventionnel (Fig. 1.9, Fig. 1.10 et [1.32]).



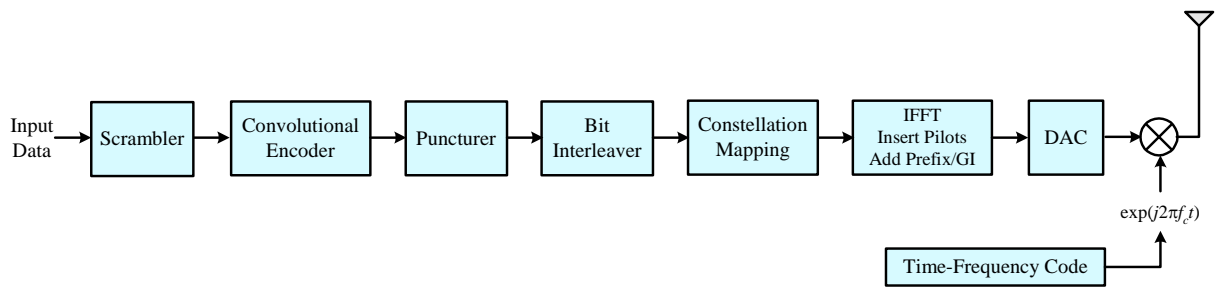


Fig. 1.9. Exemple d’architecture d’un émetteur OFDM

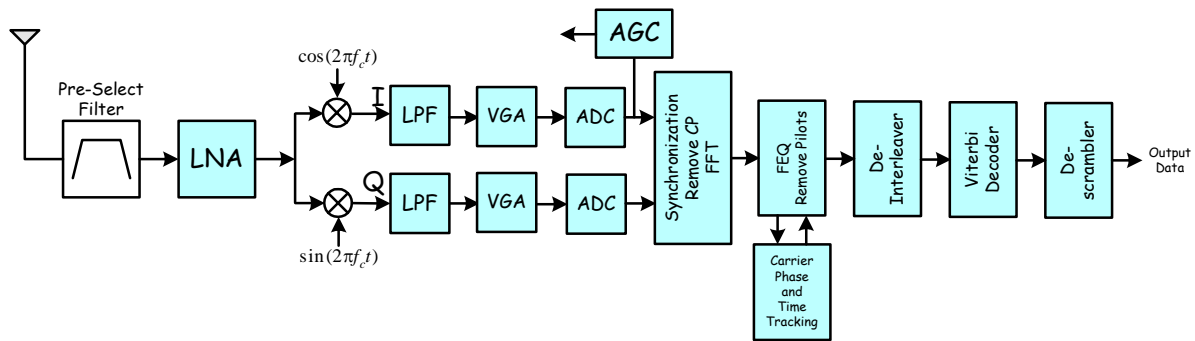


Fig. 1.10. Exemple d’architecture d’un récepteur OFDM

L’utilisation de l’OFDM se justifie pour plusieurs raisons. La première est intrinsèque à cette technique qui a été créée pour répondre aux problèmes des effets de fading des canaux de propagation en exploitant une diversité spatio-temporelle (plusieurs porteuses et entrelacement). D’autre part, elle présente l’avantage de pouvoir s’adapter facilement aux problèmes d’interférences (technique DAA, *Detection And Avoidance*). En effet, si un autre service est détecté dans la bande UWB, il est possible de ne pas utiliser le groupe correspondant. Enfin, cette technologie déjà mise en œuvre dans d’autres systèmes est déjà maîtrisée. En contre partie, la complexité des circuits nécessaires pour réaliser les transformées de Fourier rapide (FFT, *Fast Fourier Transform*) en temps réel et les qualités requises pour les front-end radio (haute linéarité, faible bruit et gain élevé) font qu’aujourd’hui avec les technologies d’intégration disponibles, il ne semble pas possible de pouvoir réaliser des systèmes de ce type à faible consommation.

#### 1.5.5.2. DS-CDMA

L’approche DS-CDMA est largement inspirée de celle de la technologie CDMA. Chaque symbole de données est représenté par une séquence de données, unique pour chaque utilisateur et constituée par un code orthogonal de type Walsh, Gold ou encore Hadamard, sur le principe d’étalement de spectre à séquence directe. Le principe du codage CDMA est illustrée sur Fig. 1.11. Il consiste à effectuer un « ou exclusif » entre la séquence d’information et le code. A la réception, l’information se retrouve en effectuant la même opération entre la séquence reçue et le même code que celui utilisé en émission. La séquence codée est alors modulée par une modulation de type BPSK ou QPSK (Fig. 1.12 et Fig. 1.13).

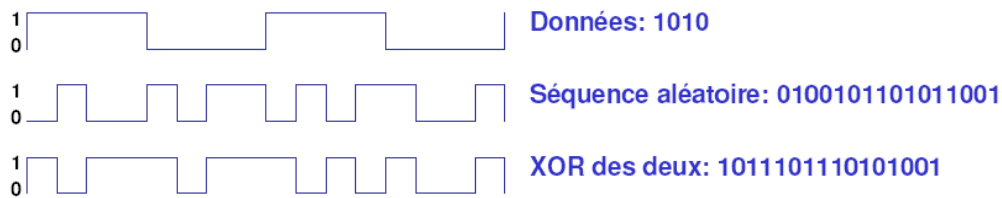


Fig. 1.11. Illustration du principe du CDMA

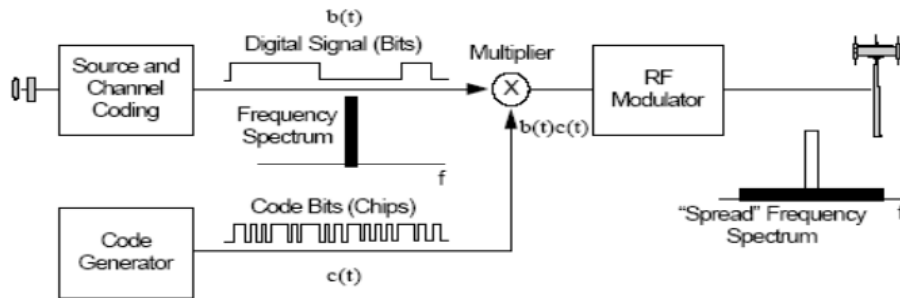


Fig. 1.12. Exemple d'architecture d'un émetteur CDMA

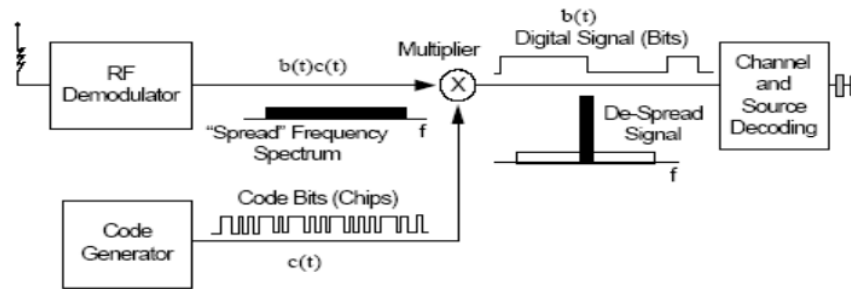


Fig. 1.13. Exemple d'architecture d'un récepteur CDMA

D'autre part, la bande de fréquence correspondant au WiFi5 n'est pas utilisée et plusieurs solutions sont envisagées (Fig. 1.14) : bande basse [3,1-5,15 GHz], bande haute [5,825-10,6 GHz] et multi-bande [3,1-10,6 GHz] avec les débits indiqués sur Fig. 1.14.

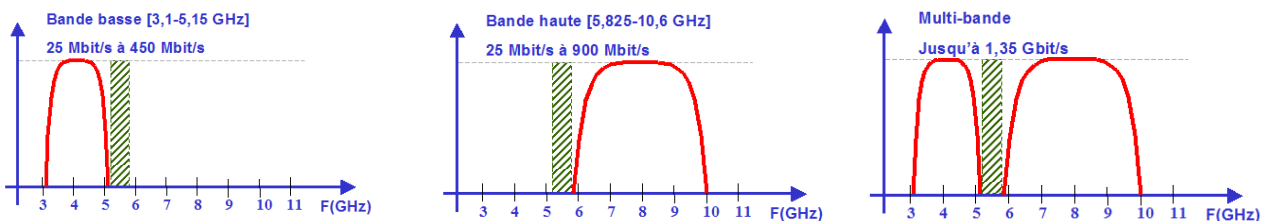


Fig. 1.14. Codage temps – fréquences

La principale motivation pour cette solution a été que de nombreuses sociétés maîtrisaient le CDMA, déjà présent dans des émetteurs-récepteurs dédiés à d'autres applications [1.33].

### 1.5.5.3. La radio par impulsions IR

Le principe de la radio par impulsions (développé dans le chapitre suivant) repose sur l'utilisation de trains de monocycles très étroits occupant tout ou une partie du spectre UWB. L'information des

données numériques est codée par des modulations numériques classiques de type OOK, PAM, PPM, BPSK, etc. La différenciation entre les utilisateurs est réalisée en utilisant un codage temporel appelé TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum) à chaque utilisateur.

Les systèmes IR-UWB devraient conduire à des architectures radios plus économiques que les systèmes précédents (Fig. 1.15). Ces derniers nécessitent des oscillateurs de haute qualité, des circuits accordés pour moduler et démoduler l'information et des étages de fréquences intermédiaires. Au contraire, les émetteurs UWB s'apparentent à des émetteurs en bande de base simplifiant les architectures (moins de composants,) et les récepteurs UWB bien que très complexes pourront voir une importante part de leurs traitements effectués de façon numérique par microprocesseurs avec un bon rapport prix/performance. Par ailleurs, la radio par impulsions présente l'avantage d'être robuste vis à vis du fading de Rayleigh et des interférences. Les impulsions étant de durée très courte, le risque de recouvrements destructifs liés au fading de Rayleigh est largement réduit. En effet, ils sont peu sensibles aux propagations à trajets multiples, car l'onde directe arrive bien avant que l'annulation avec des ondes secondaires ne puisse se produire. De plus, les composantes liées aux différents trajets peuvent être utilisées de façon constructive pour construire le signal en réception en utilisant des traitements spécifiques, les récepteurs RAKE.

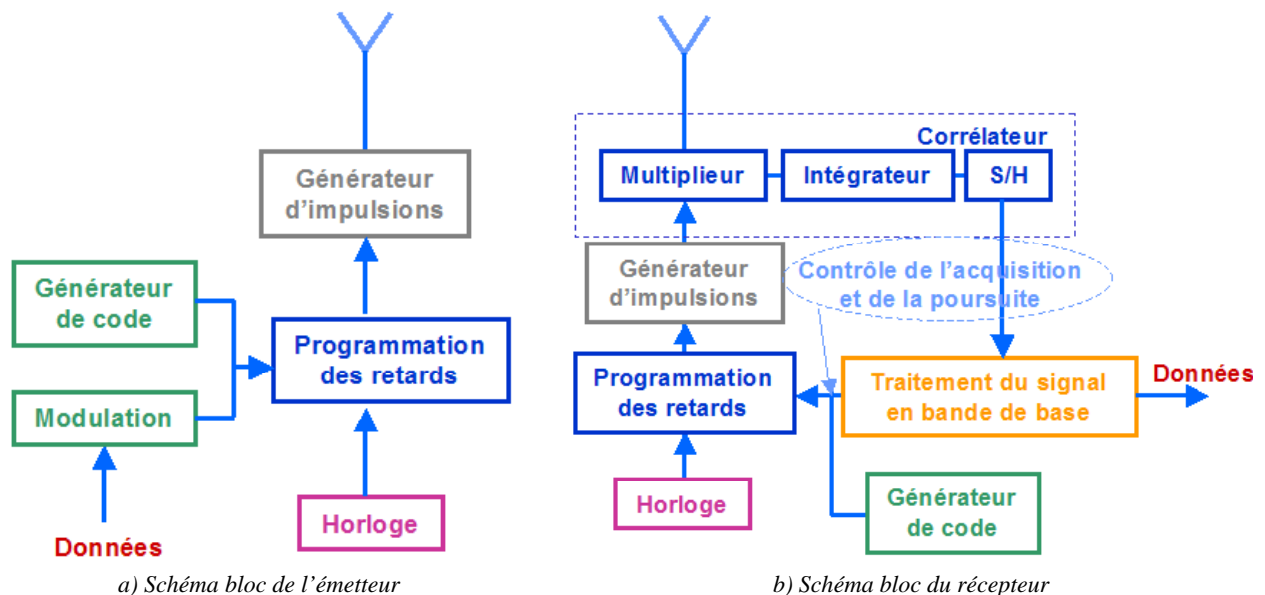


Fig. 1.15. Exemple d'architecture d'un émetteur et d'un récepteur IR-UWB

### 1.5.6. Comparaison de ces trois approches

Il est très difficile d'avoir une vision impartiale sur ce sujet parce que peu d'informations claires (et surtout objectives) sont disponibles, chaque groupe défendant sa technologie. Cependant, les éléments suivants sont généralement admis. La solution OFDM semble être la plus compliquée et risque d'être la plus chère. Les récepteurs DS-CDMA en condition LOS (Line-Of-sight) nécessitent des architectures plus complexes que ceux utilisant la technologie IR. Enfin, pour les applications à haut débit, l'UWB-IR s'avère plus difficile à mettre en œuvre que prévu.

Les critères de comparaison des technologie sans fil les plus représentatifs sont généralement le débit, la portée, la puissance consommée, le coût, la sécurité et la qualité de service. Sans entrer dans les différentes polémiques, il est possible de résumer ces différents choix technologiques de la façon suivante. L'OFDM a été retenue car soutenue par de très nombreuses sociétés qui maîtrisaient cette technologie. Le DS-CDMA a été « sauvé » du fait qu'il fut le premier dispositif fonctionnel à un niveau prototype. Et enfin, l'approche IR a été repositionnée avec des spécifications différentes

grâce à ses capacités d’allier à la fois des fonctionnalités communicantes et de localisation. Notons que cette vision (relativement personnelle) pourra être comparée aux références suivantes [1.28]-[1.31]. Enfin, l’UWB sous ses différentes formes présente de nombreux avantages : débits élevés, utilisation spectrale efficace du spectre radio, haute capacité spatiale, immunité importante aux interférences liées aux multi-trajets et à des environnements multi-utilisateurs, possibilité de mise en place d’une interface radio réellement universelle et circuits de très petite taille et de faibles coûts. Fig. 1.16 illustre le positionnement de l’UWB par rapport aux autres technologies selon les débits et les distances de transmission. Ainsi l’UWB vise des applications plutôt haut débit (supérieur à 10 Mbit/s) et sur des distances courtes (inférieures à quelques centaines de mètres). Fig. 1.17 montre en terme d’occupation spectrale la place de différentes technologies sans fil et les puissances relatives requises. L’UWB offre donc l’originalité d’utiliser des bandes de fréquences déjà occupées mais avec des puissances très faibles.

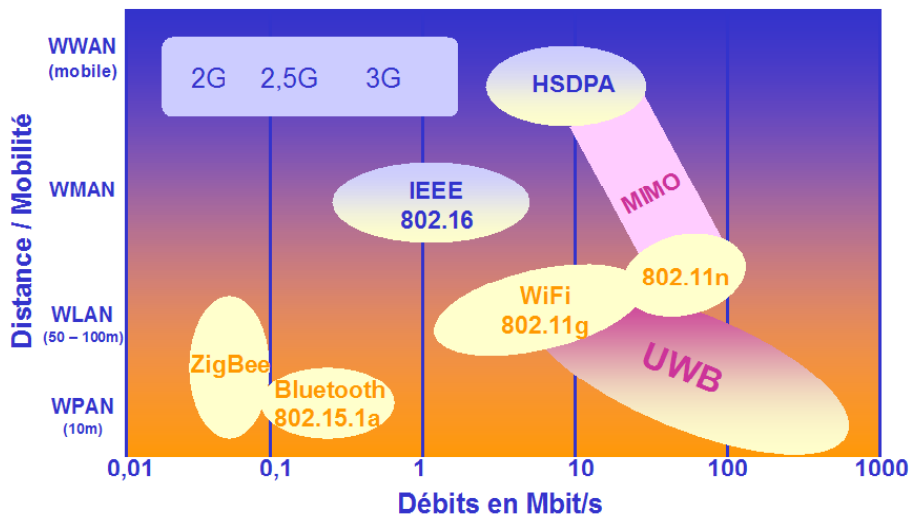


Fig. 1.16. Comparatif des technologies sans fil : Positionnement en termes de débits et de distance

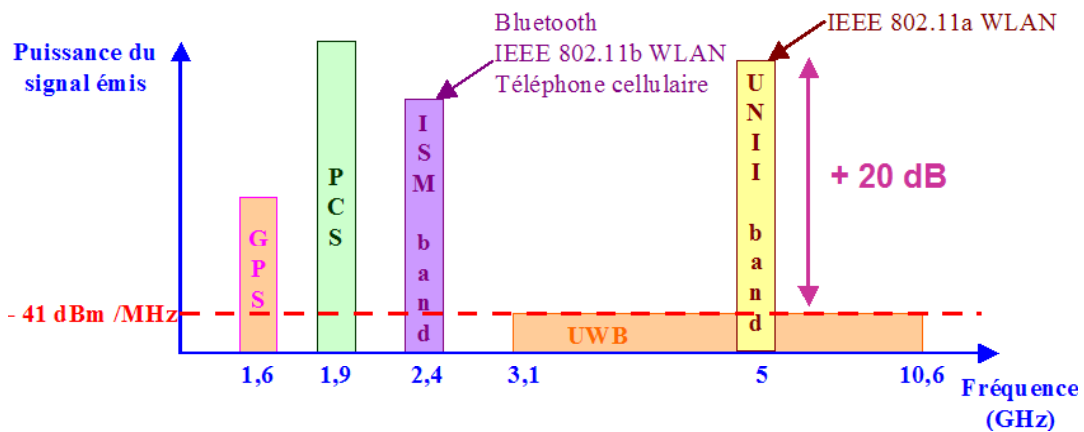


Fig. 1.17. Comparatif des technologies sans fil : Illustration de l’occupation spectrale

Enfin, le tableau donné en annexe A résume de façon détaillée et synthétique les différentes caractéristiques des technologies sans fil présentées ci-dessus. En particulier pour essayer d’être le plus exhaustif possible, nous y avons rajouté des aspects concernant les critères de capacité spatiale, de puissance consommée, de coût, de sécurisation et de qualité de service, aspects qui non pas forcément été abordés précédemment.

## 1.6. Conclusion

Il faut souligner que le monde des télécommunications sans fil n'est pas simple et qu'il est difficile de s'y retrouver. C'est pourquoi nous avons choisi de resituer la technologie UWB par rapport à ce contexte tout en la présentant. Par ailleurs, l'UWB fait l'objet d'énormément de publications tant dans le monde industriel qu'universitaire et il est également difficile d'avoir une idée rapide de ce qu'elle représente. Les principaux documents utilisés ici ont été les suivants : [1.34]-[1.42]. Le tableau 1.2. donne une image très parlante de la rapidité à laquelle les informations proposées sur le sujet évoluent. Il illustre le nombre de résultats obtenus avec un moteur de recherche comme Google en une date donnée. Dans le même ordre d'idée à ce jour, nous évaluons qu'il existe une centaine de brevets déposés, plusieurs centaines d'articles scientifiques et plus d'une dizaine de livres concernant l'UWB.

<b>Mot-clé</b>	<b>Octobre 2005</b>	<b>Avril 2006</b>	<b>Novembre 2006</b>
<b>UWB</b>	2 330 000	6 940 000	4 430 000
<b>Ultra Wide Band</b>	2 480 000	13 500 000	2 234 000
<b>UWB Communications</b>	490 000	1 370 000	1 280 000
<b>Ultra large bande</b>	340 000	739 000	722 000

*Tab. 1.1. Nombre de résultats donnés par Google lors d'une recherche par mot-clé*

## Bibliographie

---

- [1.1] C.L. Bennett, G.F. Ross, "Time-domain Electromagnetics and its applications", in Proc. IEEE, Vol. 66, No. 3, pp. 299-318, March 1978.
- [1.2] T. Barrett, "History of Ultra Wideband communications and radar: Part I, UWB communications ; Part II, UWB radars and sensors", Microwave Journal, pp. 22-56 January 2001, pp. 22-46, February 2001.
- [1.3] H.F. Harmuth, "Transmission of information by orthogonal functions", Springer, New York, 1972.
- [1.4] H.F. Harmuth, "Range-Doppler resolution of electromagnetic Walsh waves in radar", IEEE Transactions on Electromagnetics Compatibility, Vol. EMC-17, No. 2, pp. 106-111, 1975.
- [1.5] H.F. Harmuth, "Frequency-sharing and spread-spectrum transmission with large relative bandwidth", IEEE Transactions on Electromagnetics Compatibility, Vol. EMC-20, No. 1, pp. 232-239, 1978.
- [1.6] G.F. Ross, "Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system", U.S. Patent 3,728,025 dated July 31, 1973.
- [1.7] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse radio", Invited Paper, in Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Finland, 1997, pp. 245-257.
- [1.8] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse radio : how It works", IEEE Communications Letters, Vol. 2, No. 2, pp. 36-38, February 1998.
- [1.9] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications", IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, No. 4, pp 679-691, April 2000.
- [1.10] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication-theoretic view", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 9, pp. 1613-1627, December 2002.
- [1.11] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments", IEEE Communications Letters, Vol. 2, No. 2, pp. 36-38, February 1998.
- [1.12] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "On the energy capture of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments", IEEE Communications Letters, Vol. 2, No. 9, pp. 245-247, September 1998.
- [1.13] M.Z. Win, G. Chrisikos, N.R. Solenberger, "Performance of rake reception in dense multipath channels : implications of spreading bandwidth and selection diversity order", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, No. 8, pp. 1516-1525, August 2000.
- [1.14] M.Z. Win, "Spectral density of random UWB signals", IEEE Communications Letters, Vol. 6, No. 12, pp. 526-528, December 2002.
- [1.15] M.Z. Win, "Spectral density of random time-hopping spread-spectrum UWB signals with uniform timing jitter", In Proc. IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, October-November, 1999, Vol. 2, pp. 1996-2000.
- [1.16] M.Z. Win, "A unified spectral analysis of generalized time-hopping spread-spectrum signals in the presence of timing jitter", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 9, pp. 1664-1676, December 2000.

- [1.17] ET Docket No. 98-153, 63 Fed. Reg.50184, "Notice of inquiry", September 21, 1998.
- [1.18] ET Docket No. 98-153, 65 Fed. Reg.37332, "Notice of proposed rule making", June 14, 2000.
- [1.19] ET Docket No. 98-153, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra-Wideband transmission systems", Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.
- [1.20] A. Batra et al, "Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network , IEEE P802.15-03/268r3, March 2004.
- [1.21] M.B. Shoemake, "MultiBand OFDM update and overview", MultiBand OFDM Alliance SIG, October 2004.
- [1.22] M. Welborn, M. Mc Laughlin, R. Kohno, "DS-UWB physical layer submission to 802.15 task group 3a", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, IEEE P802.15-04/0137r3, July 2004.
- [1.23] D.A. Cummings, "Aggregate Ultra Wideband Impact On Global Positioning System Receivers", in Proc. IEEE Radio and Wireless Conference, Waltham, USA, August 2001, pp. 101-104.
- [1.24] M. Hämäläinen, V. Hovinen, R. Tesi, J.H.J. Iinatti, M. Latva-aho, "On the UWB system coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 9, pp. 1712-1721, December 2002.
- [1.25] R. Giuliano, F. Mazzenga, F. Vatalaro, "On the interference between UMTS and UWB systems", in Proc. IEEE Conference on UWB Systems and Technologies, Reston, USA, November 2003, pp. 339-343.
- [1.26] Jim Landsford, "UWB Coexistence and Cognitive Radio", in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 35-39.
- [1.27] Electronic Communications Committee, "ECC decision of 24 march 2006 on the harmonized conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz".
- [1.28] J. McCorkle, "DS-CDMA : the technology of choice for UWB", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, IEEE P802.15-03/277ro, July 2003.
- [1.29] MBOA, "Ultra Wideband : high speed, short-range technology with far-reaching effects", MBOA-SIG, White Paper, September 2004.
- [1.30] E. Kivisaari, "UWB communications – A standard war", Research Seminar on Telecommunications Business II, Helsinki, 2004
- [1.31] W. Wu, W. Wang, H. Yin, D. Wang, "Carrier-less, single and multi-carrier UWB radio technology", in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 192-196.
- [1.32] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, T. Keller, "OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting", IEEE Press, Wiley, 2003.
- [1.33] S. Glisic, B. Vucetic, "Spread spectrum CDMA systems for wireless communications", Artech House Publishers, Boston, London, 1997.
- [1.34] K. Siwiak, P. Withington, S. Phelan, "Ultra-Wide Band radio: The emergence of a important new technology", In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Rhodes, Greece, 2001, Vol. 2, pp. 1169-1172.
- [1.35] M.L. Welborn, "System considerations for Ultra-Wideband wireless networks", in Proc. IEEE Radio and Wireless Conference, Waltham, USA, August 2001, pp. 5-8.

- [1.36] J.R. Foerster, "Ultra-Wideband technology enabling low-power, high-rate connectivity", invited paper, in Proc. IEEE Workshop Wireless Communications Networking, Pasadena, September 2002.
- [1.37] G.R. Aiello, G.D. Rogerson, "Ultra-Wideband wireless system", IEEE Microwave Magazine, Vol. 4, No. 2, pp. 36-47, June 2003.
- [1.38] K. Mandke, H. Nam, L. Yerramneni, C. Zuniga, T. Rappaport, "The evolution of Ultra Wide Band radio for wireless personal area networks", High Frequency Electronics, September 2003.
- [1.39] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-Wideband radio technology : potential and challenges ahead", IEEE Communications Magazine, Vol. 41, No. 7, pp. 66-74, July 2003.
- [1.40] A.F. Molisch, J. Zhang, "Ultra Wideband systems", Business Briefing: Wireless Technology, 2003.
- [1.41] R. Kohno, "State of arts in Ultra Wideband (UWB) wireless technology and global harmonization", in Proc. 34<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, Nederland, October 2004, Vol. 2, pp. 1093-1099.
- [1.42] L. Yang, G.B. Giannakis, "Ultra-Wideband communications : an idea whose time has come", IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 21, No. 6, pp. 26-54, November 2004.



*Le temps viendra où vous croirez que tout est fini.  
C'est alors que tout commencera.*  
Louis l'Amour, auteur de westerns

## 2. Systèmes de Communications UWB – Canal et Couche Physique

---

**L**ES systèmes de communications UWB présentent de nouvelles problématiques par rapport aux technologies classiques de communications sans fil. Ce chapitre complète le précédent en se focalisant sur des aspects plus techniques et théoriques. Notre premier objectif est de donner un aperçu des travaux et des recherches concernant le canal UWB ainsi que la couche physique des systèmes UWB utilisant la radio par impulsions. En particulier, nous présentons les modélisations envisagées pour les canaux de propagation UWB tout en soulignant leurs propriétés caractéristiques. Nous exposons également les principes des émetteurs et des récepteurs des systèmes IR-UWB en soulignant les différents challenges posés. Le second objectif de ce chapitre est de positionner le plus clairement possible la problématique spécifique à laquelle nous nous sommes intéressés dans le contexte global des systèmes de communications UWB.

## SOMMAIRE – Chapitre 2

2. Systèmes de Communications UWB – Canal et Couche Physique.....	33
2.1. Introduction : Radio par Impulsions et UWB .....	35
2.2. Modélisation des canaux de propagation UWB .....	35
2.2.1. Introduction .....	35
2.2.2. Canal IEEE 802.15.3a – Modèle 3a .....	36
2.2.2.1. Présentation .....	36
2.2.2.2. Modélisation de l'atténuation lors de la propagation (Path Loss Model) .....	37
2.2.2.3. Modélisation du canal à trajets multiples .....	37
2.2.2.4. Evaluation de la modélisation .....	41
2.2.2.5. Critique de la modélisation.....	42
2.2.3. Canal IEEE 802.15.4a .....	42
2.2.3.1. Présentation .....	42
2.2.3.2. Modèle IEEE 802.15.4a [2-10 GHz] – Modèle 4a HF (High Frequency).....	42
2.2.3.3. Modèle IEEE 802.15.4a [2-10 GHz] BAN .....	46
2.2.3.4. Modèle IEEE 802.15.4a [100-960 MHz] – Modèle 4a LF (Low Frequency) .....	46
2.2.4. Comparaison entre modèles 3a et 4a.....	47
2.2.5. Simulation des canaux.....	47
2.2.6. Conclusion .....	48
2.3. Emission IR-UWB.....	49
2.3.1. Construction des signaux.....	49
2.3.1.1. Principes généraux.....	49
2.3.1.2. Eléments de conclusion .....	51
2.3.2. Impulsions.....	52
2.3.2.1. Monocycles gaussiens .....	53
2.3.2.2. Ondelettes sinusoïdales.....	55
2.3.2.3. Impulsions basées sur les fonctions polynomiales de Hermite .....	56
2.3.2.4. Bilan sur les impulsions.....	57
2.3.3. Eléments de conclusion .....	58
2.4. Réception IR-UWB .....	58
2.4.1. Introduction .....	58
2.4.2. Récepteur RAKE.....	59
2.4.2.1. Principe de fonctionnement.....	59
2.4.2.2. Structure du récepteur .....	60
2.4.2.3. Récepteurs cohérent et non-cohérent.....	62
2.4.2.4. Structure générale des récepteurs RAKE .....	63
2.4.2.5. Eléments de conclusion .....	63
2.4.3. Autres récepteurs envisagés .....	64
2.4.3.1. Récepteurs à détection d'énergie (Récepteurs ED) .....	64
2.4.3.2. Récepteur « Transmitted-Reference » (Récepteur TR).....	64
2.4.3.3. Détecteur différentiel (Récepteur DD).....	65
2.4.4. Conclusion sur les techniques de réception .....	66
2.5. Conclusion.....	67
2.5.1. Bilan .....	67
2.5.2. Perspectives et définition d'une problématique .....	67
Bibliographie .....	68

## 2.1. Introduction : Radio par Impulsions et UWB

La radio par impulsions, bien que remontant d'un concept ancien, révolutionne les techniques de communication en ouvrant de nouvelles voies jusqu'alors peu étudiées et en présentant de nombreux challenges. Dans le premier chapitre nous avons décrit rapidement les différentes techniques de transmission envisagées pour l'UWB. Nous allons revenir plus en détails dans ce paragraphe à la Radio par Impulsions (IR, *Impulse Radio*). Ce principe, initialement proposé par Scholtz [2.1] en 1997, propose de transmettre les informations à travers un signal constitué d'impulsions très étroites et à faible rapport cyclique. Cette technique présente l'originalité de ne pas utiliser de fréquence porteuse contrairement aux modulations classiquement utilisées.

Les systèmes IR-UWB sont connus pour être de conception simple n'utilisant que quelques composants, en particulier en réception où il n'est pas nécessaire de générer localement des porteuses et d'avoir plusieurs circuits mélangeurs permettant d'obtenir des fréquences de traitements intermédiaires. De plus, les puissances requises sont faibles et la technologie CMOS, technologie mature, peut être utilisée permettant d'obtenir des dispositifs de petite taille. Si le potentiel de tels systèmes semble très important, ils présentent quelques difficultés. En émission, la génération des impulsions requises est délicate car elle nécessite à la fois une analyse mathématique complexe pour déterminer les formes d'impulsions les plus optimales compte tenu des contraintes liées à la réglementation, et le développement de nouveaux générateurs capables de fournir de telles impulsions avec des difficultés aussi bien au niveau des bandes de fréquences occupées que des formes temporelles souhaitées. En réception, les signaux reçus sont extrêmement dégradés par le canal de transmission. Il s'agit de mettre en œuvre des stratégies de traitements permettant d'extraire l'information transmise. De nombreuses structures de récepteurs ont été imaginées. Le défi est de trouver la structure la mieux adaptée en fonction d'un contexte donné. Le récepteur doit donc être développé en fonction du canal de propagation mais aussi en tenant compte des types de signaux émis. Enfin, les antennes sont aussi un des challenges importants des systèmes UWB, parce qu'elles sont difficiles à concevoir, principalement en raison des bandes de fréquences considérées, et qu'elles conduisent à des distorsions des formes d'onde des impulsions émises et reçues dégradant ainsi les performances des systèmes.

Dans ce chapitre, nous allons présenter premièrement les caractéristiques des canaux de propagation UWB ainsi que les modèles IEEE associés afin de bien comprendre les spécificités de la propagation par ondes ultra-courtes. Une bonne connaissance des propriétés du canal permettra entre autres d'apprécier de façon plus pertinente les parties suivantes de ce chapitre qui seront dédiées à l'émission et à la réception des signaux UWB. Nous présenterons alors les principes des émetteurs et des récepteurs envisagés pour les communications IR-UWB.

## 2.2. Modélisation des canaux de propagation UWB

### 2.2.1. Introduction

La modélisation des canaux de propagation est une problématique bien connue dans le développement des systèmes de communications. En effet pour concevoir un système de communication ou analyser ses performances, il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques du canal associé au système. Les canaux de propagation sans fil sont étudiés depuis plus de 50 ans et de nombreux modèles ont été proposés. Cependant les systèmes UWB imposent de développer de nouveaux modèles car les phénomènes de propagation mis en jeu présentent des aspects différents de ceux des canaux conventionnels en raison des fréquences utilisées. Fin des années 1990 les premières campagnes de mesures des canaux de propagation UWB ont été réalisées et en 2001 les premiers modèles de canaux UWB ont fait leur apparition. Ces études (mesures et

modélisations) ont été ensuite largement stimulées avec le développement des travaux de standardisation IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a. De nombreuses expérimentations ont été alors réalisées dans des environnements très variés correspondant aux diverses applications envisagées pour l'UWB et plusieurs modèles de canaux ont été proposés. A partir de ces recherches, fin 2002 l'IEEE a proposé un premier modèle de canal dédié au standard IEEE 802.15.3a. avec pour principal objectif de permettre la comparaison objective des différents dispositifs UWB proposés pour la couche physique [2.1]-[2.4]. Bien que ce modèle ne permette pas de mesurer la performance absolue des systèmes en raison des diverses simplifications réalisées, il est toutefois suffisamment réaliste pour étudier le comportement relatif des différentes propositions. Enfin en 2004, toujours avec le même objectif, trois nouveaux modèles ont été proposés pour le standard 802.15.4a [2.5]. Aujourd'hui ces modèles IEEE, modèles statistiques déduits de mesures, sont les plus utilisés et disponibles sous la forme de fichiers Matlab.

Dans ce paragraphe, nous abordons les modèles IEEE de canaux de propagation UWB en soulignant les différences avec les modèles de canaux conventionnels et les spécificités des solutions adoptées. Notre présentation s'appuie sur les rapports des modèles IEEE mais aussi sur [2.6] et [2.7] où A.F. Molisch, l'un des acteurs principaux de la modélisation des canaux UWB, présente les différentes modélisations utilisées dans les canaux « bande étroite » et les canaux UWB.

## 2.2.2. Canal IEEE 802.15.3a – Modèle 3a

### 2.2.2.1. Présentation

Le modèle de canal IEEE 802.15.3a a été développé avec comme principales contraintes de prendre en compte les pertes d'atténuations et les aspects liés aux trajets multiples pour plusieurs types d'environnements indoor (bureaux et résidences) incluant plusieurs distances (entre 0 et 10 mètres) et des configurations LOS (*Line-Of-Sight*) et NLOS (*No Line-Of-Sight*). Quatre configurations ont été prises en compte (CM, *Channel Model*) :

- LOS avec une distance entre émetteur et récepteur de 0 à 4 m (CM1),
- NLOS pour une distance de 0 à 4 m (CM2),
- NLOS pour une distance de 4 à 10 m (CM3),
- NLOS à très nombreux trajets multiples (CM4).

Le modèle devait être de plus, à la fois relativement simple pour être facilement et rapidement utilisé mais aussi fidèle aux différentes mesures. Son développement s'est basé sur de nombreuses contributions concernant des campagnes de mesures et/ou des propositions de modèles qui sont répertoriées dans [2.1]. Pour la partie expérimentale, les différents travaux se distinguaient par les locaux d'expérimentation (architectures et matériaux), et les techniques de sondage de canal : mesures dans le domaine temporel (nécessitant un générateur d'impulsions et un oscilloscope numérique très rapide), mesures dans le domaine fréquentiel (analyseur vectoriel de réseaux), distances des transmissions envisagées, types des signaux et des antennes utilisés, gammes des fréquences sondées, etc. Pour la partie modélisation, les deux approches classiques pouvaient être envisagées : l'approche théorique déterministe et l'approche expérimentale. L'approche théorique déterministe basée sur le lancé de rayons est précise pour un environnement donné mais présente l'inconvénient d'être difficilement généralisable à divers contextes. C'est pourquoi l'approche expérimentale a été préférée. Ainsi, la plupart des modèles proposés étaient déterminés de façon empirique et basés sur un modèle probabiliste déduit d'un raisonnement physique.

A partir de ces nombreuses données et des différentes pistes de modélisation, le groupe de

standardisation IEEE a donc établi un modèle de canal connu sous le nom de « canal IEEE 802.15.3a » et présenté ci-dessous. La modélisation proposée se divise en deux parties distinctes. L'une considère les pertes de gain liées à la propagation et la seconde donne un modèle de la propagation par trajets multiples.

#### 2.2.2.2. Modélisation de l'atténuation lors de la propagation (*Path Loss Model*)

Pour modéliser l'atténuation des ondes liée à la propagation, le modèle bien connu de l'atténuation de l'espace libre donné par la formule de transmission de Friis a été retenu. Ainsi l'atténuation  $PL(f, d)$  est donnée par l'équation suivante :

$$PL(f, d) = (4\pi d / \lambda)^2 \quad (2.1)$$

Cette modélisation très simple est celle utilisée en bande étroite. Elle permet d'établir un bilan de liaison dans un cas volontairement simplifié c'est-à-dire pour une propagation en espace libre sans effet « shadowing » (fading à grande échelle) et en présence de bruit blanc. Elle permet ainsi de comparer les différentes performances des systèmes dans ce contexte. Il faut noter qu'elle suppose que les antennes sont parfaitement isotropiques et présentent une réponse en fréquence constante. Autrement dit, l'influence des antennes n'est pas prise en compte. Par ailleurs, il est bien précisé que les antennes doivent être considérées comme une partie du système et non du canal de propagation. Ce choix se justifie facilement en considérant que des antennes différentes seront utilisées dans les systèmes et qu'il faudra alors tenir compte de leurs influences spécifiques. Enfin pour faciliter la comparaison des bilans de liaisons, un tableau permettant d'établir la marge du bilan de liaison et le niveau de sensibilité minimum requis en réception dans un canal AWGN (*Additif White Gaussian Noise*) est fourni (annexe B1.1).

Une justification de cette modélisation simple est détaillée dans [2.3]. Globalement comme l'objectif est de comparer différents systèmes et non de déterminer leur performance absolue, il n'a pas été jugé nécessaire de s'orienter vers un modèle plus réaliste des atténuations. Il est cependant important de noter que la propagation d'une onde électromagnétique en présence d'obstacles est fortement influencée. Les effets induits dépendent du rapport entre la taille de l'obstacle et la longueur d'onde. Dans le cas UWB, les perturbations sont donc différentes selon les fréquences. En effet, les phénomènes de diffraction, les réflexions et les réfractions liées à la rugosité des surfaces des objets et les constantes diélectriques des matériaux dépendent fortement de la fréquence. Ces phénomènes perturbent la propagation et leurs influences respectives sont différentes selon les fréquences considérées.

#### 2.2.2.3. Modélisation du canal à trajets multiples

Généralement en présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur (cas courant en propagation indoor), le signal émis sous forme d'une onde est reçu comme une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos. Atténuations et retards varient selon les échos, c'est-à-dire en fonction du chemin (trajet) suivi par l'onde. La superposition des différents trajets de propagation conduit alors à une propagation dite à trajets multiples.

Les différentes campagnes de mesures des canaux ont souligné quelques spécificités dans le cas UWB. Tout d'abord, les différentes ondes arrivent par paquets (*clusters*) successifs (Fig. 2.1). Cette propriété a orienté le choix du modèle vers celui proposé par Saleh-Valenzuela [2.8] qui a été ensuite adapté au cas UWB. La distribution de Rayleigh traduisant les gains d'amplitudes des différents trajets a été remplacée par une distribution log-normale mieux adaptées aux mesures obtenues. D'autre part, le phénomène de fading associé à chaque paquet ainsi qu'à chaque onde a été supposé indépendant des autres. Par ailleurs, les arrivées des paquets d'ondes sont modélisées

par un processus de Poisson et pour chaque paquet, les arrivées des ondes sont aussi modélisées par un autre processus de Poisson. L'arrivée de l'ensemble des trajets obéit donc à un double processus de Poisson de paramètres différents adapté à l'échelle de temps (paquet ou onde d'un paquet).

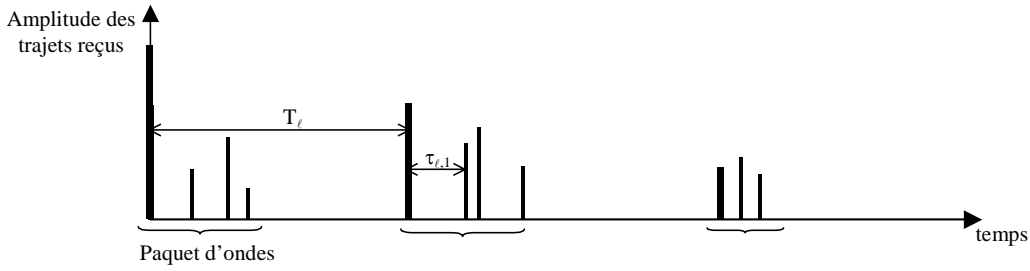


Fig. 2.1. Illustration de la réponse impulsionnelle d'un canal UWB

La réponse impulsionnelle du modèle à trajets multiples est alors donnée par la relation suivante :

$$h(t) = X \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_{\ell} - \tau_{k,\ell}) \quad (2.2)$$

où les différents paramètres sont définis ci-dessous :

- L - nombre de paquets d'ondes
- K - nombre de trajets par paquet
- X - effet « shadowing » global
- $\{\alpha_{k,\ell}\}$  - coefficient de gain des trajets multiples
- $\{T_{\ell}\}$  - temps d'arrivée du premier trajet du  $\ell^{\text{ième}}$  paquet
- $\{\tau_{k,\ell}\}$  - retard de la  $k^{\text{ième}}$  composante des trajets multiples du  $\ell^{\text{ième}}$  paquet, relatif au temps d'arrivée du premier trajet ( $\tau_{1,\ell} = 0$ )

L'idée générale de cette modélisation est de considérer que le canal peut être découpé en plusieurs « sous-canaux » indépendants pour chacun des trajets. Ainsi, à une impulsion émise correspond plusieurs impulsions reçues qui arrivent avec des amplitudes différentes à des instants différents selon les trajets. Dans la modélisation proposée le canal est supposé « diffus » par opposition à « dense ». Cette propriété est très importante et traduit la possibilité ou non de considérer que dans un intervalle de temps élémentaire (appelé « bin ») n'arrive qu'une seule composante des trajets multiples.

Les densités de probabilité de l'écart entre deux instants d'arrivée de deux paquets et deux ondes consécutives sont donnés respectivement par les équations suivantes

$$p(T_{\ell}|T_{\ell-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_{\ell} - T_{\ell-1})], \ell > 0 \quad (2.3)$$

$$p(\tau_{k,\ell}|\tau_{(k-1),\ell}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,\ell} - \tau_{(k-1),\ell})], k > 0 \quad (2.4)$$

avec  $\Lambda$  le taux d'arrivée d'un groupe et  $\lambda$  le taux d'arrivée d'une onde à l'intérieur d'un paquet donné. Ces équations font intervenir des fonctions exponentielles car si les temps d'arrivée obéissent à un processus de Poisson, l'écart entre deux instants suit une loi exponentielle (annexe B1.2).

Les coefficients du canal sont définis de la façon suivante

$$\alpha_{k,\ell} = p_{k,\ell} \xi_\ell \beta_{k,\ell} \quad (2.5)$$

où  $\xi_\ell$  représente le fading associé au  $\ell^{\text{ième}}$  paquet,  $\beta_{k,\ell}$  celui de la  $k^{\text{ième}}$  onde du  $\ell^{\text{ième}}$  paquet et  $p_{k,\ell}$  représente les inversions aléatoires des impulsions dues aux réflexions.

Il est intéressant de remarquer que contrairement au cas des systèmes à bande étroite qui utilise un modèle complexe (au sens partie réelle et partie imaginaire) pour étudier le comportement du canal de façon indépendante de la porteuse (bande de base), le modèle UWB est naturellement réel puisqu'en bande de base de façon intrinsèque.

Au niveau de la modélisation,  $p_{k,\ell}$  prend les valeurs  $\pm 1$  de façon équiprobable, tandis que  $\xi_\ell$  et  $\beta_{k,\ell}$  obéissent à des lois log-normales dont les valeurs sont calculées à partir des relations suivantes (voir annexe B1.3).

$$20 \log_{10}(\xi_\ell \beta_{k,\ell}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,\ell}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.6)$$

ou encore

$$|\xi_\ell \beta_{k,\ell}| = 10^{(\mu_{k,\ell} + n_1 + n_2)/20} \quad (2.7)$$

avec  $n_1 \propto \text{Normal}(0, \sigma_1^2)$  et  $n_2 \propto \text{Normal}(0, \sigma_2^2)$  qui sont indépendants et qui correspondent respectivement au fading de chaque paquet (fading grande échelle) et de chaque onde (fading petite échelle). Cette modélisation des deux fadings a été choisie notamment parce que la somme de deux lois log-normales donne une loi également log-normale ce qui explique leur prise en compte en même temps.

La moyenne quadratique (puissance) est donnée par

$$E[|\xi_\ell \beta_{k,\ell}|^2] = \Omega_0 e^{-T_\ell/\Gamma} e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma} \quad (2.8)$$

avec  $\Omega_0$  énergie moyenne de la première onde du premier paquet,  $\gamma$  facteur de décroissance d'une onde et  $\Gamma$  facteur de décroissance d'un paquet.

L'espérance mathématique s'exprime comme

$$\mu_{k,\ell} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_\ell/\Gamma - 10\tau_{k,\ell}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (2.9)$$

Enfin, l'énergie totale contenue dans les termes  $\{\alpha_{k,\ell}\}$  est normalisée, c'est-à-dire que le profil de puissance est normalisé :

$$\sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^K |\alpha_{k,\ell}|^2 = 1 \quad (2.10)$$

Un terme supplémentaire de « shadowing »,  $X$ , est alors ajouté. Il est caractérisé par une loi log-normale définie par la relation suivante

$$20 \log_{10}(X) \propto \text{Normal}(0, \sigma_x^2) \quad (2.11)$$

Ainsi en admettant que les phénomènes de propagation sont correctement représentés par le modèle de propagation par trajets multiples et que l'hypothèse de stationnarité du canal est convenable, les effets du canal sont complètement caractérisés par la réponse impulsionnelle (2.2) et les sept paramètres suivants définissent le modèle de canal à trajets multiples.

- $\Lambda$  - taux d'arrivée d'un groupe
- $\lambda$  - taux d'arrivée d'une onde à l'intérieur d'un paquet donné
- $\Gamma$  - facteur de décroissance d'un paquet
- $\gamma$  - facteur de décroissance d'une onde
- $\sigma_l$  - écart-type de la loi log-normale caractérisant le fading d'un paquet
- $\sigma_2$  - écart-type de la loi log-normale caractérisant le fading d'une onde
- $\sigma_x$  - écart-type de la loi log-normale caractérisant le « shadowing » global

Classiquement des paramètres plus simples sont extraits afin de caractériser le canal rapidement. Dans cet objectif, trois caractéristiques majeures du canal UWB ont été identifiées et sont utilisées pour ajuster les variables du modèle en comparant les valeurs de ces caractéristiques obtenues à partir des mesures et du modèle. Ces caractéristiques sont les suivantes :

- $\bar{\tau}$  ( $\tau_m$ ) - retard moyen de propagation (*mean delay*) correspondant au centre de gravité du profil
- $\tau_{rms}$  - étalement ou dispersion du retard (*rms delay spread*)
- $NP$  - nombre de composantes multi-trajets

Le retard moyen de propagation  $\tau_m$  est la moyenne des retards (référencés par rapport au premier trajet) pondérée par la puissance associée à chaque trajet. De plus, il est normalisé afin de ne pas dépendre de la puissance injectée dans l'antenne d'émission. Sa définition mathématique est rappelée par (2.13).

L'étalement des retards  $\tau_{rms}$  est la racine carrée du moment d'ordre 2 de  $|h(\tau)|^2$  et est défini par :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.12)$$

avec

$$\bar{\tau}^n = \frac{\sum_k \tau_k^n |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}, \quad n = 1, 2 \quad (2.13)$$

où  $h(\tau)$  est la réponse temporelle mesurée,  $\tau_k$  sont les retards des différentes réponses et où apparaît également le gain des trajets multiples  $G$  :

$$G = \sum_k |h(\tau_k)|^2 \quad (2.14)$$

L'étalement des retards est un paramètre de dispersion. Il est nul dans le cas d'un canal non sélectif en fréquence et augmente si la réponse impulsionnelle du canal contient des trajets retardés d'amplitude importante. Son interprétation physique dans le domaine temporel est simple et permet de bien comprendre son importance. En effet, imaginons la propagation d'un train d'impulsions (porteuses de symboles) émises périodiquement à la période  $T_S$ . Si  $T_S > \tau_{rms}$ , alors le laps de temps entre deux impulsions successives est suffisamment grand pour que les échos dus aux trajets multiples n'interfèrent pas d'un symbole à l'autre. Par contre à l'inverse si  $T_S < \tau_{rms}$ , une interférence inter-symboles apparaît. Notons que si cet exemple semble montrer que la propagation par trajets multiples réduit la possibilité d'émettre un signal à haut-débit (c'est-à-dire  $T_S$  petit), en



IR-UWB cette limitation est tout de même largement moins contraignante qu'en bande étroite car le rapport cyclique des trains d'impulsions UWB est extrêmement faible.

Fig. 2.1 donne une illustration de la signification physique de ces différents paramètres.

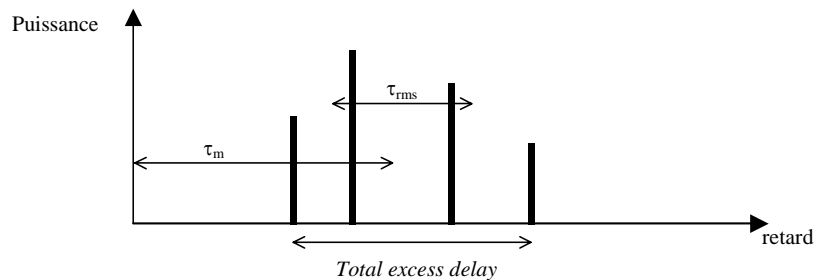


Fig. 2.2. Illustration des caractéristiques du profil de puissance.

Remarquons également qu'il est aussi possible de caractériser la sélectivité du canal dans le domaine des fréquences par un paramètre appelé bande de cohérence et noté généralement  $B_C$ . Il s'exprime en fonction de la corrélation de la réponse impulsionnelle du canal mais il est toutefois peu utilisé en UWB où le paramètre temporel correspondant, l'étalement des retards, est préféré.

Il est aussi important de noter que le modèle 3a ne prend pas en compte la sélectivité en fréquence du canal liée à l'atténuation et aux propriétés de propagation dues à l'interaction avec les obstacles. Ainsi, les impulsions sont supposées ne pas subir de distorsion et ne sont pas déformées par le canal.

Par ailleurs, le profil de puissance est, quant à lui, vérifié a posteriori car son exploitation est difficile à exprimer pour déterminer les paramètres du modèle. Enfin, il faut aussi noter que l'amplitude du premier trajet n'est pas forcément la plus grande en raison de l'influence du « shadowing ».

#### 2.2.2.4. Evaluation de la modélisation

Une évaluation significative du modèle peut être donnée en comparant les valeurs des quatre caractéristiques suivantes obtenues à partir des mesures et des modèles :

- le retard moyen,
- l'écart-type des retards,
- le nombre de trajets d'amplitude ayant subi une atténuation d'au plus 10 dB par rapport au trajet le plus fort,
- le nombre de trajets représentant 85% de l'énergie du canal.

Ces caractéristiques ont été retenues pour représenter à la fois rapidement et fidèlement les quatre canaux indoor (CM1 à 4) pris en compte par le modèle 3a. Le tableau présenté en annexe B1.3 donne les valeurs de ces quatre caractéristiques (moyennées à partir de très nombreuses mesures). Les paramètres des différents modèles sont également indiqués. Ils ont été obtenus expérimentalement à partir de jeux de mesures et d'algorithmes d'extraction de paramètres du modèle. Ces algorithmes ont également fait l'objet d'études et deux sont généralement retenus en UWB : l'algorithme SAGE [2.9] et [2.10] et l'algorithme CLEAN [2.11]. Enfin, les caractéristiques des modèles simulés sont également fournies et permettent de comparer canaux mesurés et canaux modélisés. Une confrontation des résultats obtenus entre mesures et modèles montre que le modèle 3a constitue une bonne approximation des canaux simulés compte tenu des critères choisis.

### 2.2.2.5. Critique de la modélisation

Le modèle 3a a été proposé avec l'objectif de fournir un moyen rapide et efficace permettant de comparer les différentes propositions de systèmes UWB développés pour le standard 802.15.3a (applications de communication haut débit WPAN). Il était alors important d'obtenir rapidement un modèle de canal UWB modélisant les environnements typiques d'utilisation pour ce standard. Certaines hypothèses simplificatrices ont donc été faites volontairement et d'autres en raison du manque de mesures disponibles. Cette modélisation reste incomplète et améliorabile mais répond à l'objectif qui était fixé. Il faut noter que cette modélisation n'est pas assez détaillée pour permettre une évaluation des systèmes en terme de critères absolus comme le débit binaire ou encore le taux d'erreur bit.

Enfin, l'étude complémentaire présentée dans [2.12] est intéressante car elle montre que certains paramètres du modèle ont plus d'influence que d'autres. L'article compare les résultats obtenus lors d'une transmission où les trois canaux suivants sont envisagés : le modèle IEEE, un modèle où la loi log-normale est remplacée par une loi de Rayleigh et un modèle où la notion d'arrivée des trajets par paquet est supprimée. Les résultats obtenus sont très semblables dans les trois cas. L'étude en conclut que les principaux paramètres de la modélisation sont le nombre de trajets significatifs et les temps d'arrivée des trajets parce que seuls ces paramètres sont restés identiques dans les trois cas envisagés.

## 2.2.3. Canal IEEE 802.15.4a

### 2.2.3.1. Présentation

Lorsque le modèle IEEE 802.15.4a a été développé, quelques-unes des limitations du premier modèle ont été considérées et des améliorations ont été apportées. Premièrement, ce second modèle considère des environnements plus variés directement liés aux nouvelles applications UWB envisagées. Par exemple, il permet de modéliser la propagation UWB dans des environnements non seulement intérieurs de type bureaux ou résidences mais aussi des environnements extérieurs, des usines, des entrepôts, des halls d'aéroports, des locaux constitués de structures utilisant des matériaux différents (les murs en briques sont par exemple largement utilisés en Europe mais pas aux Etats-Unis), etc. Des campagnes de mesures complémentaires dans ces nouveaux environnements ont donc été nécessaires à la fois pour analyser les propriétés de propagation et pour permettre de paramétrer les caractéristiques des modèles. D'autre part, des modifications permettant de mieux rendre compte des caractéristiques de propagation ont été apportées.

Ainsi, la modélisation du canal pour le standard 802.15.4a complète et améliore le modèle 3a mais également propose deux autres modèles entièrement différents : l'un est adapté à une bande de fréquence plus basse [100-960 MHz] pour laquelle des applications UWB sont aussi envisagées et l'autre toujours adapté à la bande [2-10 GHz] concerne les applications BAN (*Body Area Network*).

### 2.2.3.2. Modèle IEEE 802.15.4a [2-10 GHz] – Modèle 4a HF (High Frequency)

Comme pour le modèle 3a, l'atténuation et la propagation par trajets multiples sont modélisées séparément.

#### **Modélisation de l'atténuation.**

Afin d'obtenir un modèle plus réaliste, la modélisation de l'atténuation a été modifiée pour tenir compte à la fois de la distance et de la fréquence. D'une façon très générale l'atténuation  $PL(d, f)$

est définie de la façon suivante :

$$PL(d, f) = E \left\{ \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} |H(\tilde{f}, d)|^2 d\tilde{f} \right\} \quad (2.15)$$

où  $H(f, d)$  est la fonction de transfert du canal. La bande de fréquence  $\Delta f$  est choisie suffisamment étroite pour qu'à l'intérieur de cette bande, les coefficients de diffraction, les constantes diélectriques des matériaux, etc., puissent être considérées comme constants. L'intégration sur toute la bande permet d'obtenir l'atténuation totale. L'opérateur  $E\{\cdot\}$  correspond alors à l'espérance mathématique de l'atténuation totale qui est une fonction statistique.

Ce modèle a été toutefois simplifié en supposant que les influences de la distance et de la fréquence pouvaient être séparées. Ainsi, l'atténuation totale peut s'écrire comme le produit de l'atténuation liée à la distance  $PL(d)$  par l'atténuation liée à la fréquence  $PL(f)$  :

$$PL(d, f) = PL(d)PL(f) \quad (2.16)$$

Le terme d'atténuation fonction de la distance est défini comme suit :

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (2.17)$$

où  $d_0$  est la distance de référence (1 mètre),  $PL_0$  l'atténuation à cette distance et  $n$  est le paramètre de l'atténuation qui dépend de l'environnement ( $n = 2$  en espace libre) et de la présence ou non d'un trajet direct. Ce paramètre est estimé à partir de mesures selon le contexte.

Une amélioration a été proposée dans [2.13] rendant le modèle encore plus général. Un terme de « shadowing » est ajouté à la modélisation. La relation d'atténuation devient alors la suivante :

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + S \quad (2.18)$$

où  $S$  est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_S$ . L'ensemble des grandeurs  $\sigma_S$ ,  $PL_0$  et  $n$  sont considérées comme des variables aléatoires de densité de probabilité gaussienne dont les caractéristiques ont été établies à partir de mesures et sont données ci-dessous (Tab 2.1.).

	LOS		NLOS	
	Moyenne	Ecart-type	Moyenne	Ecart-type
$PL_0$ (dB)	47	n.c	50,5	n.c
$n$	1,7	0,3	3,5	0,97
$\sigma$ (dB)	1,6	0,5	2,7	0,98

Tab. 2.1. Valeurs statistiques des paramètres du modèle de l'atténuation

La prise en compte de l'influence des fréquences est donnée par le terme d'atténuation suivant :

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-\kappa} \quad (2.19)$$

où  $\kappa$  est un paramètre (positif ou négatif) qui dépend de l'environnement considéré. Faute de mesures, il n'a pas fait encore l'objet d'une modélisation statistique.

Comme dans le cas du modèle 3a, les antennes ne sont pas prises en compte et les mêmes hypothèses (antennes isotropiques et de gains constants) sont faites pour établir le bilan de liaison.

### Modélisation des trajets multiples.

Le modèle des trajets multiples est toujours issu de la modélisation proposée par Saleh-Valenzuela [2.8] avec plusieurs modifications pour tenir compte d'environnements différents : résidentiels et bureaux en intérieur, milieux extérieurs, environnements industriels, et fermes agricoles. Pour chacun de ses environnements des situations LOS et NLOS sont envisagées et la détermination des paramètres repose sur des campagnes de mesures. Toutefois le milieu « fermes agricoles » est l'exception puisqu'il ne repose que sur des simulations et ne tient compte que d'une propagation NLOS. Le modèle reste donc générique mais plusieurs variantes doivent être prises en compte en fonction de l'environnement considéré.

La réponse impulsionnelle du canal est formulée de la même façon que pour le modèle 3a (2.2).

$$h(t) = \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell}) \quad (2.20)$$

Toutefois le terme lié au « shadowing » disparaît car ce phénomène est cette fois pris en compte au niveau de l'atténuation générale comme vu précédemment.

Le nombre de paquets  $L$ , paramètre très important de la modélisation, est considéré comme une variable aléatoire munie d'une distribution de Poisson telle que

$$p(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (2.21)$$

où la moyenne  $\bar{L}$  caractérise complètement la distribution.

Les distributions des temps d'arrivée des paquets sont toujours modélisées par un processus de Poisson (2.3). Par contre, les temps d'arrivée des ondes de chaque paquet ne sont plus modélisés par un seul processus de Poisson mais par deux qui sont associés de la façon suivante :

$$p(\tau_{k,\ell} | \tau_{k-1,\ell}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,\ell} - \tau_{k-1,\ell})] + (\beta - 1) \lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,\ell} - \tau_{k-1,\ell})], \quad k > 0 \quad (2.22)$$

$\beta$  traduit l'association des deux processus de paramètre  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ . Cette modification a été envisagée pour tenir compte des quelques environnements UWB pour lesquels il est observé que le taux d'arrivée des ondes augmente pour les paquets les plus retardés. Ainsi en raison des nombreux environnements à modéliser cette propriété peut être prise ou non en compte avec cette nouvelle modélisation.

Par ailleurs dans plusieurs cas, notamment pour les environnements industriels, le modèle de canal est dense. Alors dans chaque bin se superposent plusieurs trajets fournissant une énergie significative. Le concept de temps d'arrivée des rayons n'est alors plus valide. Les différentes composantes des trajets multiples sont dites non résolubles. L'alternative est de considérer que les temps d'arrivée sont espacés régulièrement d'un intervalle  $\Delta$  tel que

$$T_\ell + \tau_{k,\ell} = i\Delta \quad (2.23)$$

La puissance moyenne des différents trajets (*power delay profile*) est exponentielle à l'intérieur de chaque paquet

$$E[|\alpha_{k,\ell}|^2] = \Omega_\ell \frac{1}{\lambda \gamma_\ell} \exp\left(\frac{-\tau_{k,\ell}}{\gamma_\ell}\right) \quad (2.24)$$

où  $\Omega_\ell$  est l'énergie du  $\ell^{\text{ième}}$  paquet et  $\gamma_\ell$  la constante de temps traduisant l'atténuation des amplitudes du paquet.

Les constantes de temps  $\gamma_\ell$  sont des fonctions linéaires du temps d'arrivée des paquets :

$$\gamma_\ell \propto k_\gamma T_\ell + \gamma_0 \quad (2.25)$$

où  $k_\gamma$  traduit l'augmentation de la constante de temps.

L'énergie moyenne normalisée par rapport à  $\gamma_\ell$  du  $\ell^{\text{ième}}$  paquet suit une décroissance exponentielle donnée par :

$$10 \log_{10}(\Omega_\ell) = 10 \log_{10} \left( \exp \left( \frac{-T_\ell}{\Gamma} \right) \right) + M \quad (2.26)$$

où  $M$  est une variable aléatoire de loi normale d'écart-type  $\sigma_C$ .

Par défaut, le modèle 4a suppose que la puissance contenue par le premier trajet est la plus importante. Cependant dans le cas d'environnement NLOS (bureaux et milieux industriels), le profil de puissance a tendance à augmenter au début pour atteindre un maximum local avant de décroître dans certains environnements. Dans ce cas la puissance est modélisée de la façon suivante :

$$E \left[ |\alpha_{k,\ell}|^2 \right] = \Omega_\ell \left( 1 - \chi \exp \left( \frac{-t}{\gamma_{\text{rise}}} \right) \right) \exp \left( \frac{-t}{\gamma_\ell} \right) \frac{\gamma_\ell + \gamma_{\text{rise}}}{\lambda \gamma_\ell} \frac{1}{\gamma_\ell + \gamma_{\text{rise}} (1 - \chi)} \quad (2.27)$$

$\chi$  décrit l'atténuation de la première composante,  $\gamma_{\text{rise}}$  détermine la rapidité pour atteindre le maximum local et  $\gamma_\ell$  correspond à la décroissance du profil de puissance.

Le fading à petite échelle a été également amélioré en remplaçant la modélisation par loi log-normale par une loi de Nakagami définie de la façon suivante :

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} \exp \left( -\frac{m}{\Omega} x^2 \right) \quad (2.28)$$

où  $m \geq 1/2$  est le facteur de Nakagami,  $\Gamma(m)$  est la fonction « gamma », et  $\Omega$  la valeur quadratique de l'amplitude.

Le paramètre  $m$  est modélisé par une variable aléatoire de loi log-normale telle que

$$20 \log_{10}(m) \propto \text{Normal}(\mu_m, \sigma_m^2) \quad (2.29)$$

avec, de plus, une dépendance de ces paramètres vis-à-vis du retard telle que

$$\mu_m(\tau) = m_0 - k_m \tau \quad (2.30)$$

$$\sigma_m(\tau) = \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau \quad (2.31)$$

Pour la première composante de chaque paquet, le facteur de Nakagami est différent et il est supposé déterministe et indépendant du retard :

$$m = \tilde{m}_0 \quad (2.32)$$

Pour résumer, les 5 paramètres suivants définissent le modèle d'atténuation

- $PL_0$  - atténuation à 1 mètre
- $n$  - paramètre de l'atténuation en fonction de la distance
- $\sigma_S$  - écart-type de la loi normale caractérisant le « shadowing »
- $A_{ant}$  - paramètre des pertes liés aux antennes
- $\kappa$  - paramètre de l'atténuation en fonction de la fréquence

et les 16 paramètres suivants le modèle de canal à trajets multiples

- $\bar{L}$  - nombre moyen de paquets
- $\Lambda$  - taux d'arrivée d'un paquet
- $\lambda_1, \lambda_2, \beta$  - taux d'arrivée des rayons (paramètres du processus de Poisson mixte)
- $\Gamma$  - facteur de décroissance d'un paquet
- $\gamma_0, k\gamma$  - paramètres de décroissance à l'intérieur d'un paquet
- $m_0, k_m$  - facteurs permettant le calcul de la moyenne du paramètre  $m$  de la loi de Nakagami
- $\hat{m}_0, \hat{k}_m$  - facteurs permettant le calcul de la variance du paramètre  $m$  de la loi de Nakagami
- $\tilde{m}_0$  - paramètre  $m$  pour la première composante (plus importante)
- $\gamma_{rise}, \gamma_{\phi}, \chi$  - paramètres pour le profil de puissance alternatif

### 2.2.3.3. Modèle IEEE 802.15.4a [2-10 GHz] BAN

Un modèle BAN (*Body Area Network*) a été développé à partir de simulations intensives FDTD (*Finite Difference Time Domain*). Ses principales caractéristiques sont les suivantes : l'atténuation autour du corps humain est exponentielle, les distributions log-normales sont corrélées, le nombre de paquets est fixé (égal à 2), les temps d'arrivée entre les paquets et entre les rayons de chaque paquet sont fixés. En supposant l'émetteur placé devant le corps, trois scénarios sont envisagés : récepteur devant, derrière ou sur le côté. Ce modèle est différent des autres modèles 4a. [2.5] en donne une description détaillée.

### 2.2.3.4. Modèle IEEE 802.15.4a [100-960 MHz] – Modèle 4a LF (Low Frequency)

Pour ce modèle, seul l'environnement bureau en NLOS est envisagé en raison du manque de mesures dans d'autres types de contexte. Le modèle retenu est un modèle dense avec un seul paquet décroissant exponentiellement. La constante de décroissance est modélisée par une variable déterministe qui augmente avec la distance  $d$  de la façon suivante :

$$\left( \frac{d}{10 \text{ m}} \right)^{0,5} \times 40 \text{ ns} \quad (2.33)$$

L'amplitude du premier trajet est de plus augmentée et l'atténuation suit une loi en  $d^n$ . Le fading petite échelle est modélisé par une distribution de Nakagami de paramètre  $m$  modélisée par une loi gaussienne dont la moyenne et la variance diminuent en fonction du retard.

### 2.2.4. Comparaison entre modèles 3a et 4a

Le tableau suivant (Tab. 2.2.) résume les propriétés des modèles 3a et 4aHF en soulignant leurs caractéristiques communes et leurs différences.

	Modèle 3a	Modèle 4a HF
<b>Environnements envisagés</b>	LOS (0-4 m) NLOS (0-4 m) NLOS (4-10 m) NLOS cas extrême Environnements indoor	LOS et NLOS Résidentiel indoor Bureau indoor Milieux industriels Environnements outdoor NLOS Exploitations agricoles
<b>Modèles : atténuation</b>	$PL(f, d) = 4\pi d / \lambda^2$	Fonction de la distance $PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10}(d/d_0) + S$ Fonction de la fréquence $\sqrt{PL(f)} \propto f^{-\alpha}$
<b>Modèles : trajets multiples</b>		
Réponse impulsionnelle (modèle Saleh-Valenzuela)	$h(t) = X \sum_{\ell=1}^{L_t} \sum_{k=1}^{K_t} \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell})$	$h(t) = \sum_{\ell=1}^{L_t} \sum_{k=1}^{K_t} \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell})$
Nombre de paquets d'ondes	Non déterminé à l'avance	Processus de Poisson
Temps d'arrivée des paquets	Processus de Poisson	Processus de Poisson
Temps d'arrivée des ondes		
Canaux diffus	Processus de Poisson	Deux processus de Poisson mixés
Canaux denses	--- non considéré ---	Grille régulière d'intervalles de temps
Profil de puissance	Lois exponentielles Prise en compte du « shadowing » par une loi log-normale	Lois exponentielles Taux de décroissance d'un paquet fonction du retard Variante pour quelques environnements présentant un maximum local
Modélisation du fading petite échelle	Distributions log-normales	Distribution de Nakagami

Tab. 2.2. Comparatif des modèles 3a et 4a

Il est à noter que l'écart-type du retard des trajets  $\tau_{rms}$  est de l'ordre de 5 à 25 ns pour le modèle 3a et peut atteindre jusqu'à 100 ns pour le modèle 4a HF.

### 2.2.5. Simulation des canaux

Ces modèles de canaux présentent l'intérêt d'être disponibles sous forme de programmes Matlab (annexe B1.4 pour le modèle 3a et annexe B2 pour le modèle 4a HF) et sont donc largement utilisés dans les différentes études des systèmes UWB. Les figures présentées ci-dessous (Fig. 2.3) illustrent une réalisation typique de réponse impulsionnelle du canal généré en utilisant le modèle de canal IEEE 802.15.3a et le profil de puissance associé. L'annexe B1.5 fournit une illustration des autres caractéristiques fournies par le modèle.

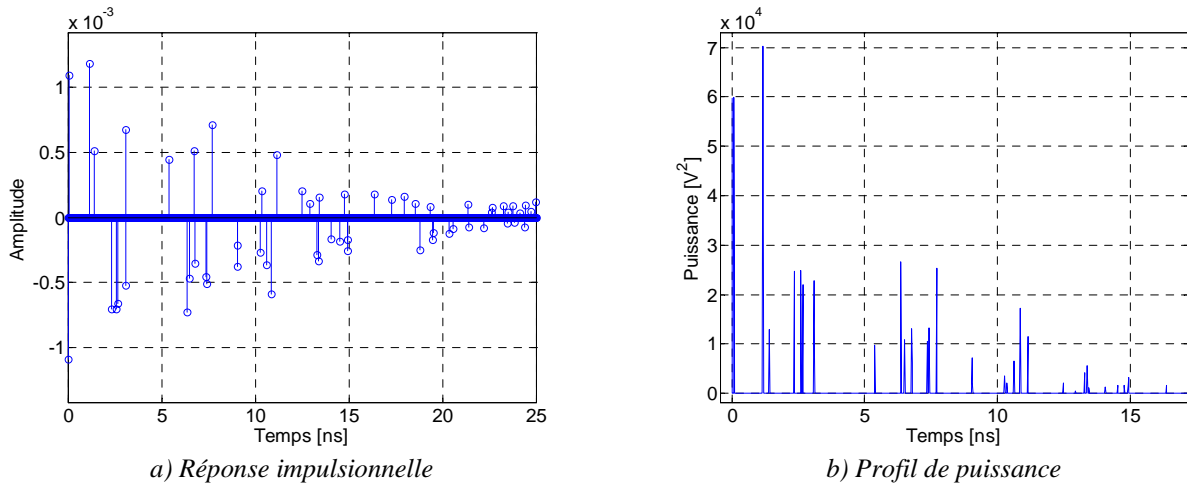


Fig. 2.3. Caractéristiques du modèle CMI

### 2.2.6. Conclusion

Les canaux de propagation proposés par l'IEEE présentent l'avantage de modéliser divers environnements de façon assez précise. Disponibles sous forme de fichiers Matlab, ils constituent un outils très intéressant pour développer et tester d'un point de vue fonctionnel les architectures émetteur/récepteur en considérant les phénomènes de propagation propres à l'UWB.

Cependant ils restent encore des améliorations à apporter pour les rendre encore plus réalistes et permettre de lutter encore plus efficacement contre les effets négatifs de l'environnement des dispositifs de communication. Deux caractéristiques importantes et non prises en compte par les canaux IEEE jusqu'à présent sont la dispersion angulaire et les fluctuations temporelles.

La dispersion angulaire permettrait de décrire l'interaction entre les canaux et les antennes. Cette caractéristique de propagation est importante et de plus en plus d'attention lui est portée d'autant qu'elle devient une caractéristique majeure dans les systèmes à antennes multiples. Aujourd'hui, peu de mesures traitant de ces propriétés sont cependant disponibles pour les canaux UWB. Afin d'étudier les effets des antennes sur les systèmes UWB une proposition de modèle est donnée par [2.14] et reprise sous la même forme dans [2.15]. L'idée est d'intégrer les directions d'arrivée des composantes multi-trajets dans la réponse impulsionnelle du canal en supposant que les dépendances vis-à-vis du temps et de l'angle sont séparables. L'expression de la réponse impulsionnelle (2.2) est alors transformée sous la forme suivante :

$$h(t, \theta) = h(t)h(\theta) = X \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k, \ell} \delta(t - T_{\ell} - \tau_{k, \ell}) \delta(\theta - \Omega_{\ell} - \omega_{k, \ell}) \quad (2.34)$$

où la direction d'arrivée  $\theta$  de chaque trajet à l'intérieur d'un paquet dépend de deux processus. La variable  $\Omega_{\ell}$  donne la distribution de la moyenne de direction d'arrivée pour un paquet et elle est modélisée par une distribution uniforme dans l'intervalle  $[0, 2\pi[$ . La variable  $\omega_{k, \ell}$  donne la direction d'arrivée du  $\ell^{\text{ième}}$  trajet à l'intérieur d'un paquet et elle est modélisée par une distribution de Laplace de valeur moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_{\omega}$  (égal à  $25^{\circ}$  dans [2.15] pour les 4 modèles 3a).

Les fluctuations temporelles peuvent être de deux natures : fluctuations liées à l'environnement (objets ou personnes se déplaçant dans le canal) et fluctuations liées à la mobilité (émetteur et/ou récepteur en mouvement). Les études sur cet aspect commencent à être abordées mais les expérimentations restent rares. Des premiers résultats concernant les fluctuations liées à l'environnement sont disponibles dans [2.16] où l'influence du passage de plusieurs personnes dans le canal est étudiée.



## 2.3. Emission IR-UWB

### 2.3.1. Construction des signaux

#### 2.3.1.1. Principes généraux

Les signaux IR-UWB sont constitués d'une suite d'impulsions (ou monocycles) qui sont modulées et codées en temps. Ces impulsions sont caractérisées par une période notée  $T_f$  et une durée notée  $T_p$ . Les modulations généralement utilisées sont les modulations classiques suivantes qui peuvent être binaires ou M-aires : PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), OOK (*On Off Keying*), PPM (*Pulse Phase Modulation*), BPSK (*Binary Phase Shift Keying* ou modulation dite biphase), ou encore par une combinaison de modulations en phase et en amplitude.

Sur la figure suivante (Fig. 2.4), ces modulations sont illustrées dans le cas binaire :

- PAM : à un « 0 » correspond une amplitude donnée de l'impulsion et à un « 1 » une autre amplitude ;
- OOK : à un « 0 » correspond un signal nul et à un « 1 » une impulsion ;
- PPM : à un « 0 » correspond une impulsion sur la première moitié de la durée du bit et à un « 1 » une impulsion sur la seconde moitié de cette durée ;
- BPSK : « 0 » et « 1 » sont différenciés par le signe de l'impulsion (retournement).

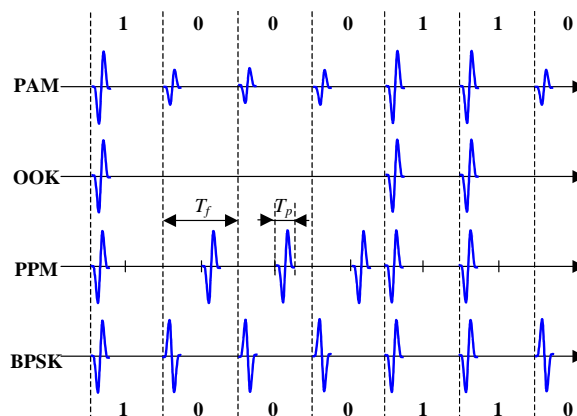


Fig. 2.4. Illustrations des modulations de base dans le cas binaire

Pour rendre plus robuste la transmission à d'éventuelles perturbations extérieures, il est envisagé la possibilité de répéter la même impulsion plusieurs fois bien que ce soit au détriment du débit. Ainsi, dans le cas d'une forte perturbation pendant un court instant, si par exemple une impulsion est perdue lors de la transmission, la réception correcte des autres impulsions permettra de récupérer l'information. Comme nous le verrons, les impulsions peuvent être combinées de façon cohérente pour obtenir un fort gain de traitement.

De plus se rajoute un codage temporel qui transforme le train d'impulsions en une séquence d'impulsions à sauts temporels pseudo-aléatoires. Les impulsions sont donc décalées dans l'intervalle  $T_f$  de façon pseudo-aléatoire à l'aide d'une séquence de code pseudo-aléatoire  $\{c_t\}$  telle que  $c_t$  prend des valeurs parmi  $\{0, \dots, N_c-1\}$  comme illustré Fig. 2.5. L'intervalle  $T_f$  est alors découpé en  $N_c$  sous-intervalles  $T_c$  tels que  $T_f = N_c T_c$ .

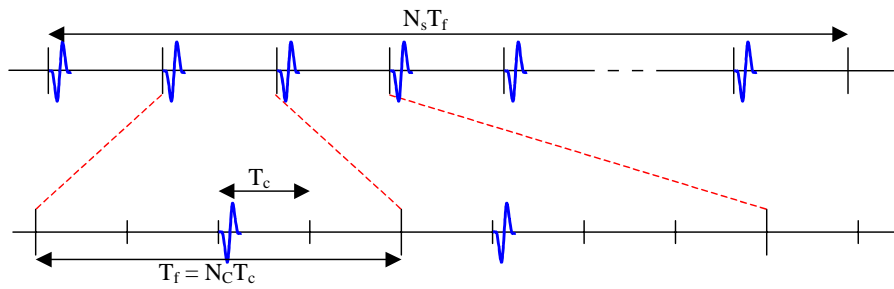


Fig. 2.5. Principe de la séquence à sauts temporels pseudo-aléatoires ( $N_c = 3$ )

Ce code pseudo-aléatoire (TH, *Time Hopping*) est très important parce qu'il agit fortement sur les propriétés des signaux IR-UWB. Il permet de créer de la diversité temporelle et rend ainsi la détection de l'information plus robuste dans le cas de transmission en environnements perturbés. Il réalise également un étalement spectral (lissage de la densité spectrale du signal émis). Le spectre du signal ressemble alors à un bruit ce qui rend d'une part le signal moins détectable et d'autre part plus résistant aux brouillages liés aux autres systèmes de communication occupant une partie de sa bande de fréquence. La figure ci-dessous (Fig. 2.6) illustre l'étalement spectral. Elle représente les allures temporelles et fréquentielles des séquences d'impulsions dans deux cas : sauts temporels périodique et pseudo-aléatoire. Il apparaît clairement que l'intégration d'un code pseudo-aléatoire permet de lisser la densité spectrale de puissance. De plus, l'utilisation de plusieurs codes TH permet de séparer différents utilisateurs de façon analogue à ce qui est utilisé en CDMA pour réaliser l'accès multiple (utilisation de codes orthogonaux).

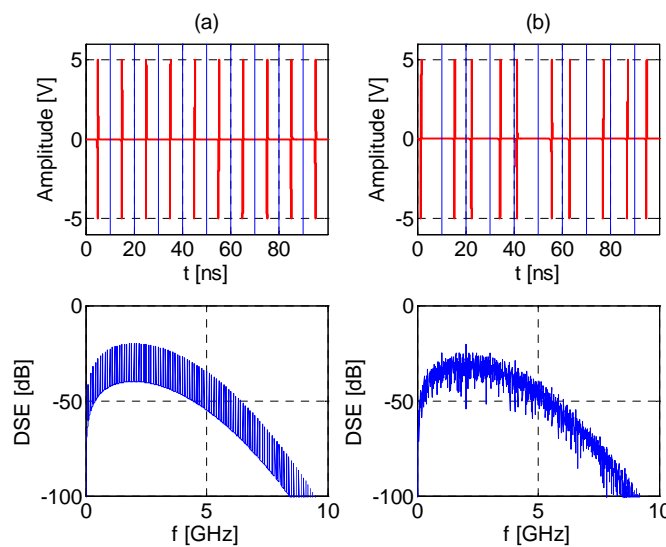


Fig. 2.6. Représentations temporelles et fréquentielles des signaux UWB  
a) Train d'impulsions périodiques – b) Utilisation de sauts aléatoires pour constituer le train d'impulsions

En intégrant modulation et codage temporel, les modèles mathématiques pour un symbole correspondant à un signal TH-IR PPM et TH-IR PAM<sup>(1)</sup> sont donnés respectivement par les expressions suivantes :

$$\sum_{j=0}^{N_c-1} p\left(t - jT_f - (c_t)_j T_c - d_j \delta\right) / \text{TH-IR PPM} \quad (2.35)$$

<sup>(1)</sup> Les abréviations TH-IR PAM et TH-IR PPM indiquent que le signal UWB est obtenu à partir d'impulsions (IR) (pseudo)-aléatoirement espacées dans le temps par sauts temporels (TH) et modulées en amplitude ou en fréquence (PAM ou PPM)

$$\sum_{j=0}^{N_s-1} d_j \delta p(t - jT_f - (c_t)_j T_c) \quad / \quad TH - IR PAM \quad (2.36)$$

où  $p(t)$  représente l'impulsion transmise (quelconque),  $T_f$  correspond à la période de répétition de l'impulsion (durée d'une trame),  $N_s$  le nombre total d'impulsions (nombre de trames),  $d_j$  est un entier à valeurs dans l'intervalle  $\{0, \dots, M-1\}$ ,  $M$  représentant le nombre de bits par symbole et  $\delta$  correspond à un décalage (cas PPM) ou une amplitude (cas PAM) donnée.

La figure suivante (Fig. 2.7) illustre ces signaux dans le cas particulier où l'impulsion est répétée quatre fois et où l'information transmise est binaire ( $M = 2$ ).

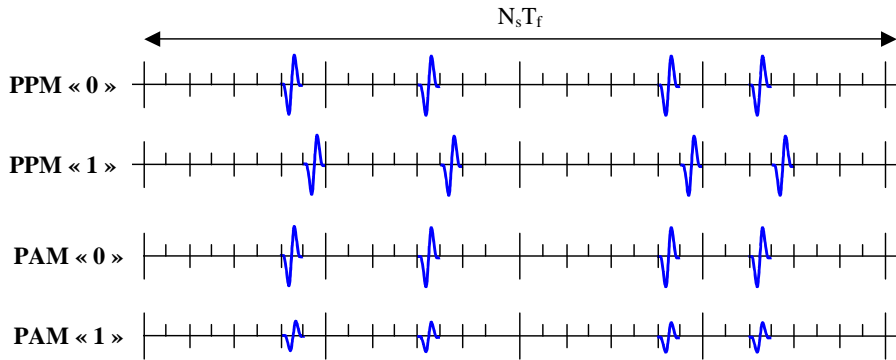


Fig. 2.7. Allure des signaux TH-IR PPM et TH-IR PAM (cas binaire)

Les signaux à transmettre  $s^{(u)}(\Omega, t)$  étant composés d'un certain nombre de symboles (à la limite une infinité), de façon très générale les signaux TH-IR seront modélisés par les équations suivantes :

$$s^{(u)}(\Omega, t) = \sqrt{E} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} p(t - nT_d - jT_f - (c_t(\Omega))_j T_c - d_j^{(u)}(\Omega)\delta) \quad / \quad TH - IR PPM \quad (2.37)$$

$$s^{(u)}(\Omega, t) = \sqrt{E} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} d_j^{(u)}(\Omega)\delta p(t - nT_d - jT_f - (c_t(\Omega))_j T_c) \quad / \quad TH - IR PAM \quad (2.38)$$

où  $E$  est l'énergie du monocycle,  $n$  un indice correspondant au symbole émis,  $T_d$  la période d'un symbole ( $T_d = N_s T_f$ ),  $u$  un indice correspondant à un utilisateur donné dans un contexte multi-utilisateurs et  $\Omega$  une variable représentant le caractère aléatoire de la fonction correspondante.

Le débit de transmission en bauds par seconde (dans le cas d'une modulation M-aire, en bits par seconde si modulation binaire) est alors donné par  $1/N_s T_f = 1/T_d$ . Pour un facteur d'étalement ( $N_s$ ) donné, le débit est donc déterminé par la période de répétition des monocycles.

### 2.3.1.2. Eléments de conclusion

Un des challenges majeur dans la conception d'un système UWB est la sélection du schéma de modulation. Le débit, la complexité, les performances, les caractéristiques des signaux transmis, la robustesse sont relatifs au type de modulation employée. Choisir la bonne modulation pour une application donnée est donc une problématique cruciale. Beaucoup d'articles traitent de ce sujet dont notamment [2.17] qui présente l'avantage de fournir une analyse relativement générale des performances des modulations communément rencontrées. Notamment cet article évalue ces différentes modulations prenant comme critères le BER, les caractéristiques spectrales des signaux et la complexité de l'émetteur/récepteur. Les performances des modulations en situations pratiques (trajets multiples, gigue de temps et interférences liés aux accès multiples et aux systèmes « bande

étroite ») sont également étudiées. Les principaux résultats disponibles dans la littérature conduisent aux conclusions suivantes. En raison des atténuations conséquentes des canaux sans fil, la modulation PAM est difficile à implémenter en raison des difficultés à extraire pertinemment le niveau de l'impulsion. La modulation PPM présente de meilleures prédispositions pour ce type de problème mais nécessite en contre-partie un timing extrêmement précis puisque l'information est contenue dans les décalages temporels. Ainsi la modulation PPM se dégrade en environnements à trajets multiples et à accès multiples principalement car les symboles durent plus longtemps. La modulation OOK, cas particulier de la PAM, conduit à des structures émetteur/récepteur simples mais présente un fort risque de perte de la synchronisation lorsque de longues suites de « 0 » sont émises. La modulation bipolaire, modulation OOK dans laquelle la polarité d'un « 1 » est inversée à chaque occurrence, offre des possibilités de détection des erreurs mais le risque de perdre la synchronisation reste présent. La modulation antipodale ou BPSK présente de meilleures performances que les autres en terme d'efficacité de la modulation, c'est-à-dire concernant le rapport entre l'énergie du signal et le taux d'erreur binaire. Cependant dans le cas de canaux à trajets multiples, les inversions de 180° (et donc de signes) qui se produisent rendent difficiles la détection sans erreur. Comparé aux autres modulations, les modulations OOK et M-PAM sont plus sensibles à la gigue de temps.

Le choix du type de modulation est donc difficile et reste une affaire de compromis entre facilité d'implémentation, densité spectrale de puissance, robustesse aux canaux de transmission (atténuations et trajets multiples), capacités de détection, etc. Il semble que la modulation PPM soit généralement celle qui est retenue, principalement en raison du fait que les décalages relatifs des impulsions restent inchangés lors de la propagation.

Des systèmes différents à ceux présentés ont été aussi proposés dans la littérature.

Par exemple, l'étalement spectral ne fait plus pas sauts temporels aléatoires (TH) mais par séquence directe (DS, *Direct Sequence*). La séquence de code est alors notée  $\{c_d\}$  telle que  $c_d \in \{-1; +1\}$ . Elle s'applique à l'amplitude du monocycle en agissant ainsi sur sa polarité. Les signaux DS-IR sont alors modélisés par les expressions suivantes :

$$s^{(u)}(\Omega, t) = \sqrt{E} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} (c_d(\Omega))_j^{(u)} p(t - nT_d - jT_f - d_j^{(u)}(\Omega)\delta) \quad / \quad DS - IR PPM \quad (2.39)$$

$$s^{(u)}(\Omega, t) = \sqrt{E} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} (c_d(\Omega))_j^{(u)} d_j^{(u)}(\Omega)\delta p(t - nT_d - jT_f) \quad / \quad DS - IR PAM \quad (2.40)$$

Il faut noter que les signaux DS – IR PAM dans le cas binaire s'apparentent aux signaux DS – CDMA utilisant une modulation BPSK

Des études proposent également de remplacer les séquences PN de codage car elles présentent un caractère périodique. Elles suggèrent d'utiliser des séquences pseudo-chaotiques [2.18], [2.19] ou plus récemment des séquences basées sur un codage de type convolution associé à un entrelacement [2.20].

Enfin, il faut noter que les signaux IR-UWB présentés peuvent être utilisés dans plusieurs configurations d'utilisation de la bande de fréquence autorisée par la FCC. Des solutions mono-bande et multi-bande sont proposées dans la littérature.

### 2.3.2. Impulsions

Les signaux IR-UWB sont des signaux en bande de base et donc le choix de la forme des impulsions qui les composent affecte directement leurs propriétés et donc leurs performances. Avec de plus, les fortes recommandations de la FCC concernant les transmissions UWB et en particulier

les masques d'émission, le type des impulsions constituant les signaux IR est un point très critique qui fait l'objet de nombreuses études.

Diverses impulsions ont été envisagées et une première sélection peut être réalisée en tenant compte de l'efficacité de rayonnement (rapport de la puissance rayonnée sur la puissance totale fournie) et de la forme spectrale. Comme les signaux IR-UWB sont des signaux en bande de base, l'impulsion ne doit pas comporter de composante continue pour permettre un rayonnement efficace. Ainsi, les impulsions très classiques comme les impulsions rectangulaires et gaussiennes sont immédiatement et classiquement écartées puisque la puissance liée à leur composante continue ne peut être rayonnée. D'autre part afin de maximiser la puissance rayonnée, l'impulsion doit posséder un spectre plat sur une large bande. Cette contrainte a conduit à considérer les impulsions classiques suivantes dont les formes mathématiques sont connues (description analytique possible) : monocycle gaussien et ses dérivées, doublet gaussien, monocycles de Rayleigh, de Manchester, de Laplace et cubique, etc. [2.21]-[2.22]. Mais d'autres impulsions ont aussi été envisagées pour leurs caractéristiques particulières : ondelette sinusoïdale, impulsions basées sur les fonctions polynomiales de Hermite et les fonctions prolates sphéroïdales. Nous ne ferons pas de liste exhaustive mais nous allons présenter les impulsions les plus rencontrées dans la littérature en soulignant leurs propriétés.

### 2.3.2.1. Monocycles gaussiens

Le monocycle Gaussien et le monocycle de Rayleigh se rencontrent dans la littérature et constituent les impulsions de base. Leur expression analytique se déduit de la forme d'onde classique d'une impulsion gaussienne  $\omega_0(t)$  donnée par l'expression suivante :

$$\omega_0(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\left(\frac{t}{2\sigma^2}\right)^2\right) \quad (2.41)$$

où A est l'amplitude et  $\sigma^2$  la variance.

L'opposé de la dérivée première de l'impulsion gaussienne (2.41) conduit alors au monocycle de Rayleigh  $\omega_R(t)$  de la façon suivante :

$$\omega_R(t) = -\omega_1(t) = -\frac{d\omega_0(t)}{dt} = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t \exp\left(-\left(\frac{t}{2\sigma^2}\right)^2\right) = \alpha t \exp\left(-\left(\frac{t}{2\sigma^2}\right)^2\right) \quad (2.42)$$

et la dérivée seconde de l'impulsion gaussienne donne le monocycle Gaussien  $\omega_G(t)$  :

$$\omega_G(t) = \frac{d^2\omega_0(t)}{dt^2} = \alpha \left(1 - \frac{t^2}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\left(\frac{t}{2\sigma^2}\right)^2\right) \quad (2.43)$$

Les représentations en temps et en fréquence des monocycles Gaussien et de Rayleigh sont données Fig. 2.8. Bien que classiques et possédant un spectre « plat », ils ne vérifient pas efficacement les contraintes de la FCC comme le montre précisément Fig. 2.9. En effet, ces monocycles ne vérifient pas le masque d'émission lorsque leur densité d'énergie maximale est égale à la limite imposée par le masque FCC dans la bande [3,1-10,6 GHz]. Une solution pour vérifier le masque serait de diminuer leur amplitude mais alors la puissance transmise serait très faible et n'exploiterait pas les possibilités accordées et déjà très réduites.

Le principal avantage de ces monocycles est qu'il existe des générateurs permettant de générer des impulsions dont la forme est effectivement relativement proche des expressions analytiques qui les définissent.

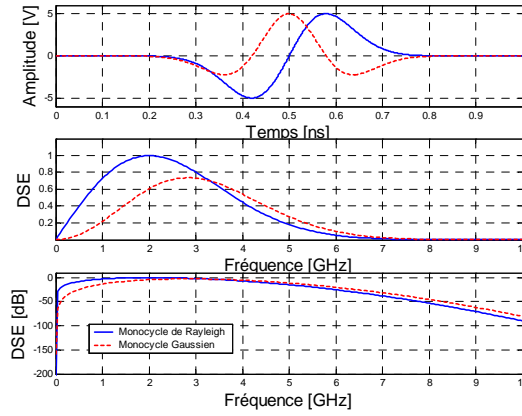


Fig. 2.8. Représentation en temps et en fréquence des monocycles Gaussien et de Rayleigh

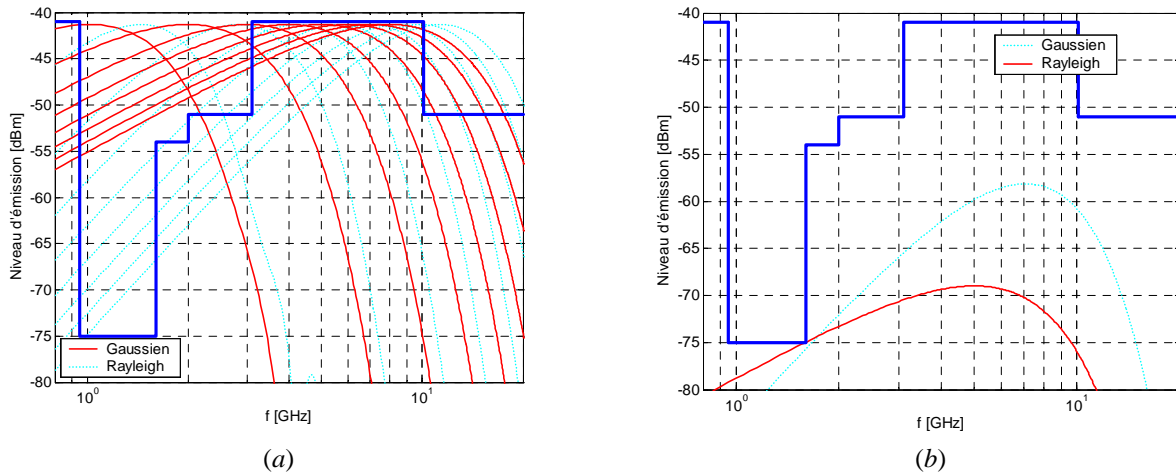


Fig. 2.9. Représentation en fréquence des monocycles Gaussien et de Rayleigh par rapport au masque d’émission indoor de la FCC  
 a) Variation de la fréquence centrale – b) Cas où le masque est vérifié

D’un point de vue au moins théorique, les dérivées supérieures à l’ordre deux de l’impulsion gaussienne ont également fait l’objet d’études [2.23] pour chercher à déterminer des formes d’impulsions plus en adéquation avec les contraintes d’émission de la FCC. Très généralement, la dérivée d’ordre  $n$  de l’impulsion gaussienne peut s’exprimer sous forme récursive de la façon suivante :

$$\omega_n(t) = \frac{d^n \omega_0(t)}{dt^n} = -\frac{(n-1)}{\sigma^2} \omega_{n-2}(t) - \frac{t}{\sigma^2} \omega_{n-1}(t) \tag{2.44}$$

de transformée de Fourier

$$W_n(t) = A(2\pi j f)^n \exp\left(-\frac{(2\pi f \sigma)^2}{2}\right) \tag{2.45}$$

(expression qui se déduit de la transformée de Fourier de (2.41) et de la propriété de la transformée de Fourier d’une dérivée).

En particulier, la dérivée d’ordre cinq, dont l’expression est donnée par (2.46), montre la meilleure adéquation avec le masque indoor de la FCC. La Fig. 2.10 montre plusieurs courbes, fonction du paramètre  $\sigma$ , et il apparaît que trois (courbes en continu) satisfont le masque de la FCC tout en présentant une efficacité spectrale très correcte.

$$\omega_5(t) = \frac{d^5 \omega_0(t)}{dt^5} = A \left( \frac{-t^5}{\sqrt{2\pi\sigma^{11}}} + \frac{10t^3}{\sqrt{2\pi\sigma^9}} - \frac{15t}{\sqrt{2\pi\sigma^7}} \right) \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.46)$$

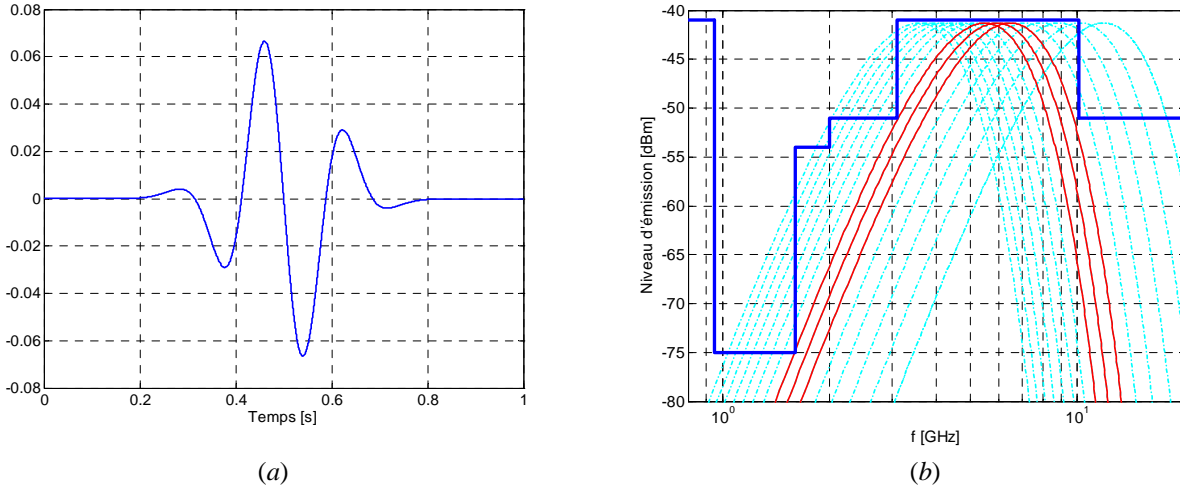


Fig. 2.10. Cinquième dérivée du monocycle gaussien  
a) Représentation temporelle – b) Représentation en fréquence pour différentes valeurs du paramètre  $\sigma$

Pour les applications outdoor, la dérivée d'ordre sept de l'impulsion gaussienne montre la meilleure adéquation avec les limites du masque d'émission. Les dérivées d'ordre supérieures vérifient également les contraintes de la FCC mais de façon moins optimales car elles exploitent moins la largeur de la bande de fréquences permise.

### 2.3.2.2. Ondelettes sinusoïdales

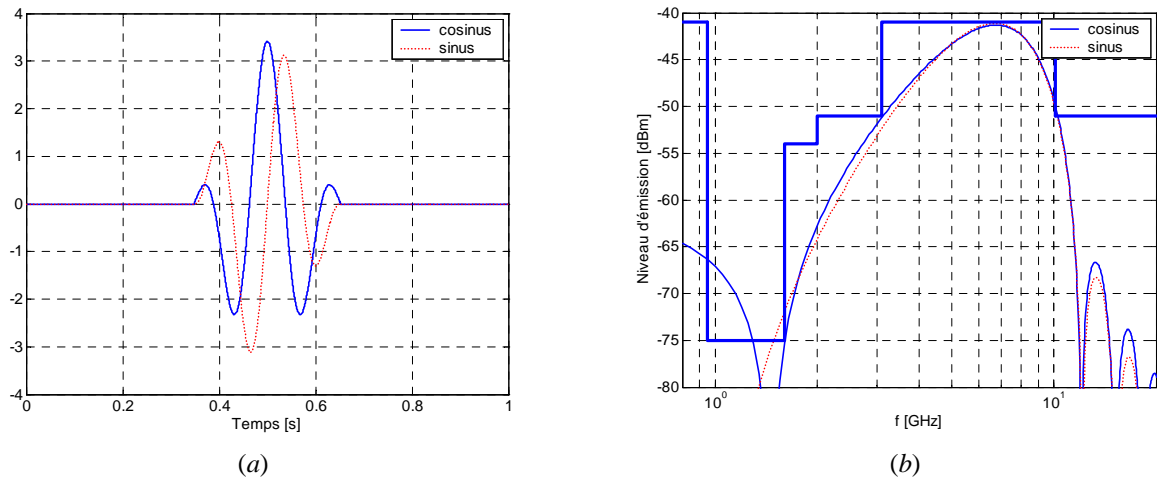
La génération d'impulsions à partir d'ondelettes sinusoïdales est également une possibilité intéressante parce que, d'un point de vue théorique (au moins) elle est simple à mettre en œuvre. L'apodisation d'une fonction sinusoïdale permet d'obtenir facilement une impulsion qui vérifie le masque d'émission de la FCC. La fenêtre d'apodisation peut être de forme variée : rectangulaire, triangulaire, ou autre. Par exemple, [2.24] propose d'utiliser la fenêtre d'apodisation suivante :

$$x(t) = \text{rect}_{T_p} \left( \frac{t}{T_p} \right) \left( k + 2 \cos \left( \frac{2\phi t}{T_p} \right) \right) \quad (2.47)$$

où la fonction  $\text{rect}_{T_p}(t/T_p)$  est la fonction rectangulaire définie telle que pour  $t \in [-T_p/2; T_p/2]$  elle est égale à l'unité et nulle ailleurs.  $T_p$  correspond donc à la largeur de la fenêtre. L'impulsion s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\omega(t) = A \text{rect}_{T_p} \left( \frac{t}{T_p} \right) \left( k + 2 \cos \left( \frac{2\phi t}{T_p} \right) \right) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.48)$$

L'étude conclut que la forme de l'impulsion conduit à de bons résultats vis-à-vis du respect du masque d'émission pour les valeurs suivantes des paramètres  $\phi$  et  $k$  :  $\phi = 1,25\pi$  et  $k = \sqrt{2}$ . Fig. 2.11 illustre les résultats obtenus en temps et en fréquence dans ce cas. Elle montre l'efficacité spectrale de cette solution qui s'adapte juste au masque de la FCC sans toutefois l'occuper de façon optimale. Un avantage de ce choix est aussi que le décalage de la fréquence  $f_c$  de  $90^\circ$ , permet d'obtenir une paire d'impulsions orthogonales. Toutefois, un fort inconvénient pratique de cette solution est de nécessiter un oscillateur et quatre multiplieurs, en raison de la complexité engendrée.



(a) (b)  
 Fig. 2.11. Représentation des impulsions de [2.24]  
 a) Représentation temporelle – b) Représentation en fréquence

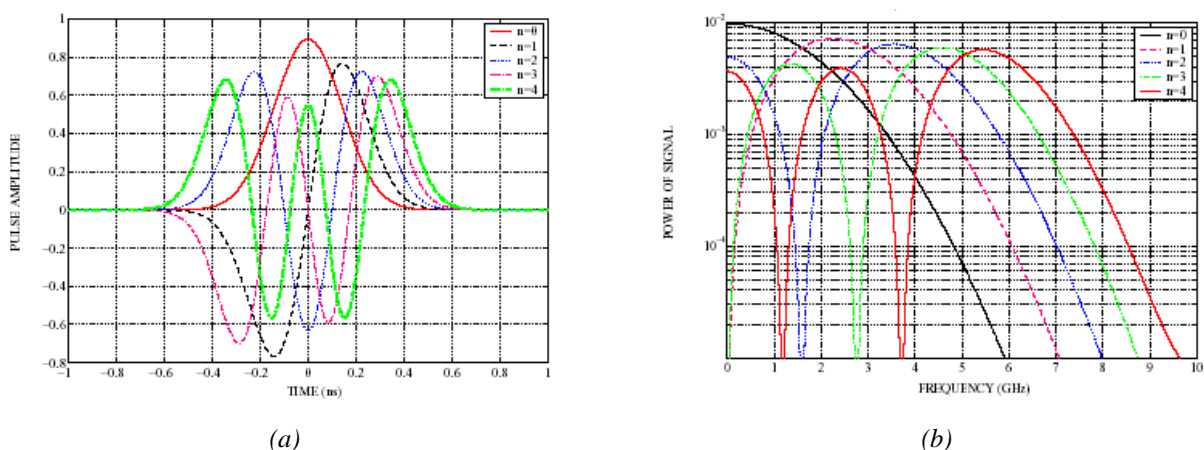
### 2.3.2.3. Impulsions basées sur les fonctions polynomiales de Hermite

Les fonctions polynomiales de Hermite modifiées qui ont été proposées dans [2.25]-[2.27] permettent d'obtenir des impulsions qui sont orthogonales entre elles et dont la largeur ne varie pratiquement pas avec l'ordre du polynôme. Un système M-aïres peut être ainsi construit en utilisant des impulsions d'ordres différents ce qui d'obtenir des débits plus élevés ou de façon alternative d'offrir une meilleure réception dans le cas de systèmes à multiples utilisateurs (meilleure capacité de différenciation des utilisateurs). D'autre part, il faut noter que l'effet dérivateur des antennes entraîne un changement de forme des impulsions mais l'orthogonalité reste conservée. Ces impulsions sont définies par la relation suivante et représentées ci-dessous (Fig. 2.12).

$$h_n(t) = (-1)^n \exp\left(\frac{t^2}{4}\right) \frac{d^n}{dt^n} \left( \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) \right) \quad (2.49)$$

où  $n = 1, 2, \dots$  représente l'ordre de l'impulsion. Lorsque  $n$  augmente la forme d'onde devient plus complexe mais le pic d'autocorrélation est alors plus étroit.

Un des inconvénients de cette solution est la plus grande sensibilité des impulsions de Hermite modifiées à la gigue de temps par rapport aux impulsions gaussiennes.



(a) (b)  
 Fig. 2.12. Représentation des impulsions modifiées de Hermite pour  $n = 0, \dots, 4$  (extrait de [2.27])  
 a) Représentation temporelle – b) Représentation en fréquence



### 2.3.2.4. Bilan sur les impulsions

La forme des impulsions constituant les signaux IR-UWB est un élément essentiel car les impulsions contribuent directement à la performance du système global. A partir de monocycles gaussiens [2.28] souligne les différents rôles des impulsions dans les systèmes UWB. En particulier les études présentées montrent comment les impulsions interviennent sur les propriétés de propagation, la capacité des canaux (au sens débit), les interférences avec les autres systèmes existants et également la performance des récepteurs. Le tableau suivant (Tab. 2.3) résume les principales relations entre les impulsions et les performances du système. Il précise de plus les autres facteurs qui peuvent également jouer un rôle pour une performance donnée. Il apparaît qu'à travers la forme de l'impulsion, ce sont plus exactement la densité spectrale et les propriétés de corrélation qui sont des facteurs déterminants.

Caractéristique du système	Propriété(s) de l'impulsion mis en jeu	Autres facteurs
Capacité	Autocorrélation, largeur de bande fréquentielle	Canal
Interférence	Durée, densité spectrale de puissance	Fréquence de répétition des impulsions
Efficacité énergétique	Forme de la densité spectrale de puissance (plus ou moins plate)	Hardware
Réglementation de la FCC	Densité spectrale de puissance	Fréquence de répétition des impulsions
Synchronisation	Spectre de fréquences	Modulations
Performance du corrélateur	Fonctions de corrélation	Modulations et rapports cycliques

Tab. 2.3. Relation entre les caractéristiques du système UWB et les propriétés des impulsions

D'autres types d'impulsions que celles présentées peuvent donc être aussi envisagées pour répondre à ces critères. Par exemple, [2.29] propose une nouvelle méthode pour générer des impulsions basée sur un algorithme utilisant les fonctions prolates sphéroïdales. Ces fonctions inventées en 1961 par Slépian sont connues comme les fonctions les plus compacts à spectre borné et possèdent la propriété d'être invariantes par transformée de Fourier tronquée. L'article montre qu'elles permettent d'obtenir de multiples fonctions orthogonales qui vérifient le masque de la FCC.

Il faut noter que, parmi les différentes caractéristiques du système, la contrainte la plus forte est celle imposée par le masque d'émission de la FCC. Ainsi, de nombreuses études [2.30]-[2.33] concernent la recherche de l'impulsion « idéale » vérifiant le masque mais aussi l'exploitant au mieux. Dans ce cas, en plus des propriétés intrinsèques des expressions analytiques des impulsions connues, une mise en forme est souvent ajoutée.

Enfin, il faut noter qu'en pratique au niveau de la modélisation deux approches se rencontrent pour générer les trains d'impulsions de forme donnée. La plus directe consiste à utiliser l'expression mathématique du monocycle, et la seconde est d'utiliser des fonctions blocs élémentaires pour constituer le générateur. Par exemple, [2.26] propose un schéma « Simulink » pour réaliser un générateur d'impulsions basées sur les fonctions polynomiales de Hermite. Par ailleurs au niveau conception RF, le challenge consiste à être capable de générer physiquement les impulsions. C'est l'une des raisons pour lesquels les monocycles gaussiens sont très fréquents dans la littérature, quelques générateurs commençant à être disponibles.

### 2.3.3. Eléments de conclusion

Les propriétés d'un signal IR-UWB et plus généralement du système complet reposent sur les choix réalisés au niveau de la modulation et de l'accès multiple mais aussi beaucoup sur la forme d'onde des impulsions qui le constitue. Nous avons vu que les choix sont nombreux et qu'il sera donc difficile de déterminer la solution la mieux adaptée. Dans ce sens, il faudrait aussi idéalement tenir compte aussi des étages radiofréquences, dont notamment l'antenne d'émission. En effet, ils auront une influence importante sur les propriétés du signal finalement émis par rapport au signal généré et notamment sur sa forme qui sera altérée.

Par ailleurs bien que cet aspect ne soit pas traité ici, remarquons que comme dans le cas des systèmes « classiques », les données numériques à transmettre peuvent être préalablement codées par un codage source et un codage canal.

## 2.4. Réception IR-UWB

### 2.4.1. Introduction

Classiquement, la réception consiste à retrouver fidèlement les informations transmises en exploitant le signal reçu. Cette opération est difficile car le signal émis subit de nombreuses déformations liées principalement au canal de propagation, mais aussi aux antennes et aux circuits. Dans le cas des signaux IR-UWB, le signal émis est composé d'une suite d'impulsions de durée finie et confinées à l'intérieur d'un intervalle de temps spécifique. Le signal reçu est une combinaison de répliques du signal émis qui ont subi de nombreuses déformations (principalement étalements, distorsions et ajouts de bruit) mais aussi de signaux provenant d'autres systèmes (UWB et/ou « bande étroite »). Ces perturbations sont classiquement répertoriées de la façon suivante.

- Le bruit thermique est dû aux bruits des antennes et des circuits électroniques. Il est généralement modélisé par un processus aléatoire gaussien.
- Les interférences inter-symboles (ISI, *Inter Symbole Interference*) se produisent lorsque les impulsions se superposent les unes avec les autres ce qui arrive si la réponse impulsionnelle du canal est de durée plus importante que la période de répétition des impulsions émises, autrement dit en cas de fort étalement en temps du canal.
- Les interférences multi-utilisateurs (MUI, *Multi User Interference*) sont présentes dès que plusieurs utilisateurs émettent simultanément. Leur importance est évidemment directement liée au nombre d'utilisateurs mais dépend également des caractéristiques des signaux émis.
- Les interférences « bande étroite » (NBI, *Narrow Band Interference*) apparaissent si d'autres systèmes conventionnels sont en fonctionnement.

Par exemple, considérons le signal TH-IR-PPM UWB  $s^{(u)}(\Omega, t)$  qui est défini par l'expression suivante avec les notations de (2.37)

$$s^{(u)}(\Omega, t) = \sqrt{E} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} p \left( t - nT_d - jT_f - (c_t(\Omega))_j T_c - d_j^{(u)}(\Omega) \delta \right) \quad (2.50)$$

et transmis à travers un canal de réponse impulsionnelle  $h(t)$  donné par l'expression suivante (notations de (2.2)) :

$$h(t) = X \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell}) \quad (2.51)$$

Alors l'expression du signal reçu est la suivante :

$$r(t) = X\sqrt{E} \sum_{u=1}^{N_u} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^{K(\ell)} \alpha_{k,\ell} \tilde{p}(t - nT_d - jT_f - (c_t)_j^{(u)} T_c - d_j^{(u)} \delta - T_\ell - \tau_{k,\ell}) + n(t) \quad (2.52)$$

où  $N_u$  correspond aux nombres d'utilisateurs,  $\tilde{p}(t)$  est l'impulsion reçue (déformée par rapport à celle émise  $p(t)$ ) et où les éventuelles interférences des systèmes « bande étroite » sont nulles. De plus la variable  $\Omega$  n'est plus mentionnée pour alléger les écritures.

La figure suivante (Fig. 2.13) illustrent l'allure du signal émis, les effets du bruit, les effets des trajets multiples du canal et enfin l'allure du signal reçu. La durée temps séparant deux impulsions est choisie suffisamment longue de façon à ne pas avoir d'ISI. De plus, les éventuelles interférences MUI et NBI sont négligées. L'étalement du canal montre la façon dont les impulsions sont dupliquées sans toutefois risquer d'ISI. La puissance du bruit est telle que le signal reçu paraît inexploitable à la seule observation des caractéristiques.

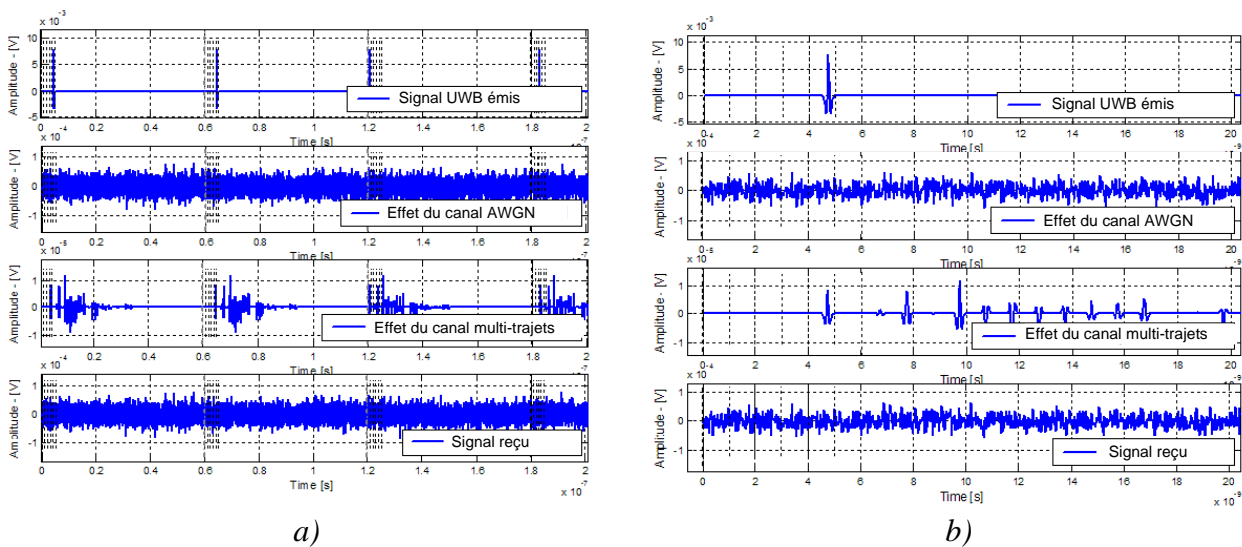


Fig. 2.13. Illustration de la transmission d'un signal TH IR PPM  
a) Signal émis, Signal reçu bruité, Signal reçu étalé, Signal au récepteur b) Zoom

Le problème de la conception du récepteur est alors de trouver la meilleure voie pour détecter l'information émise à partir du signal reçu. Quatre architectures de récepteurs IR-UWB sont classiquement rencontrées dans la littérature :

- le récepteur RAKE,
- le détecteur d'énergie (ED, *Energy Detector*),
- le récepteur « *transmitted-reference* » (TR),
- le détecteur différentiel (DD, *Differential Detector*).

L'objectif de cette partie est de présenter les principes et les spécificités de ces récepteurs sachant toutefois qu'il existe énormément de variantes.

## 2.4.2. Récepteur RAKE

### 2.4.2.1. Principe de fonctionnement

Le principe du récepteur RAKE a été inventé par Price et Green en 1958. Il est basé sur les

récepteurs à corrélation, récepteurs optimaux dont le principe est rappelé en annexe B3 [2.33]. Des modifications sont toutefois apportées de façon à exploiter la diversité liée au canal (sélectif en fréquence). L'idée générale est d'exploiter les différentes composantes des trajets multiples pour améliorer la prise de décision.

Contrairement au cas du canal AWGN, en présence de trajets multiples l'énergie reçue  $E_{RX} = X\sqrt{E}$  est étalée en temps sur les différentes contributions. Ces composantes peuvent alors être utilisées par le détecteur à condition que le récepteur soit capable de capturer toutes les répliques de la même impulsion. Le récepteur peut donc exploiter la diversité temporelle du canal pour améliorer la performance du processus de décision. Ce processus est cependant limité en pratique parce que le récepteur peut seulement analyser un sous-ensemble fini de  $N_R$  contributions et l'énergie effective prise en compte est réduite et telle que :

$$E_{eff} = E_{RX} \sum_{j=1}^{N_R} |\alpha_j|^2 \leq E_{RX} \quad (2.53)$$

#### 2.4.2.2. Structure du récepteur

Le récepteur optimal classique adapté à un canal AWGN (présenté en annexe B3) est modifié pour inclure des corrélateurs supplémentaires associés aux différentes répliques d'une même onde transmise. La figure ci-dessous (Fig. 2.14) la présente.

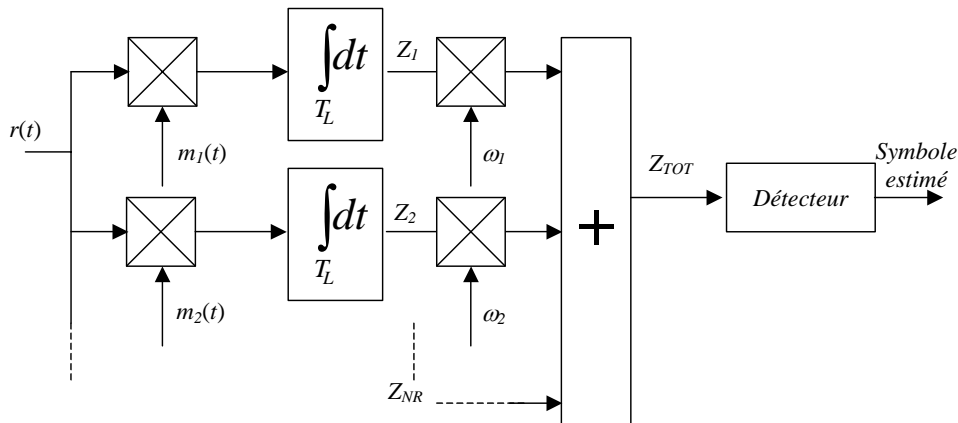


Fig. 2.14. Structure du récepteur RAKE

Le récepteur RAKE comporte plusieurs branches dont le nombre correspond au nombre de composantes multi-trajets prises en compte. Pour chaque branche la phase de corrélation s'effectue de la façon suivante. Le signal reçu est multiplié par un signal « template »  $m_i(t) = m(t - \theta_i)$  adapté à la branche, et le signal résultant est intégré sur une durée  $T_L$  qui correspond à la durée de la réponse impulsionnelle du canal ( $T_L > T_{symbole}$ ). La somme pondérée des résultats des corrélateurs est ensuite appliquée à un détecteur qui détermine le symbole transmis. La variable de décision  $Z_{TOT}$  est alors donnée par l'expression suivante :

$$Z_{TOT} = \sum_{i=1}^{N_R} \omega_i \int_{T_L} r(t) m_i(t) dt = \sum_{i=1}^{N_R} \omega_i \int_{T_L} r(t) m(t - \theta_i) dt \quad (2.54)$$

Par ailleurs, plusieurs possibilités sont également envisageables quant au nombre de branches constituant le récepteur RAKE autrement dit le nombre de composantes prises en compte. Le récepteur ARAKE (*All RAKE*) prend en compte tous les trajets et peut donc devenir rapidement très complexe. Pour diminuer le nombre de branches et ainsi la complexité du récepteur, deux autres

options sont proposées : le PRAKE (*Partial RAKE*) dans lequel seuls les premiers trajets sont considérés et le SRAKE (*Selection RAKE*) où les plus trajets les plus significatifs (les plus énergétiques) sont exploités. La figure suivante (Fig. 2.15) illustre ces différentes options. Le récepteur ARAKE prend en compte l'ensemble des composantes et correspond donc à la réponse impulsionnelle du canal. Le récepteur PRAKE considère les quatre premiers trajets, et le récepteur SRAKE les cinq trajets les plus importants.

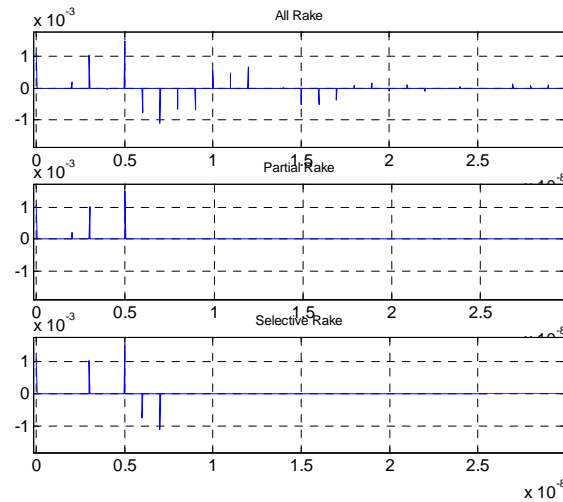


Fig. 2.15. Composantes des trajets multiples prises en compte par les ARAKE, PRAKE et SRAKE

D'autre part, afin d'utiliser un seul signal « template » une variante consiste à retarder préalablement  $r(t)$  dans chaque branche du RAKE par le retard  $\theta$  correspondant ( $\theta_1, \dots, \theta_{NR}$ ). Ainsi les signaux reçus retardés sont appliqués au même corrélateur. Fig. 2.16 illustre cette variante.

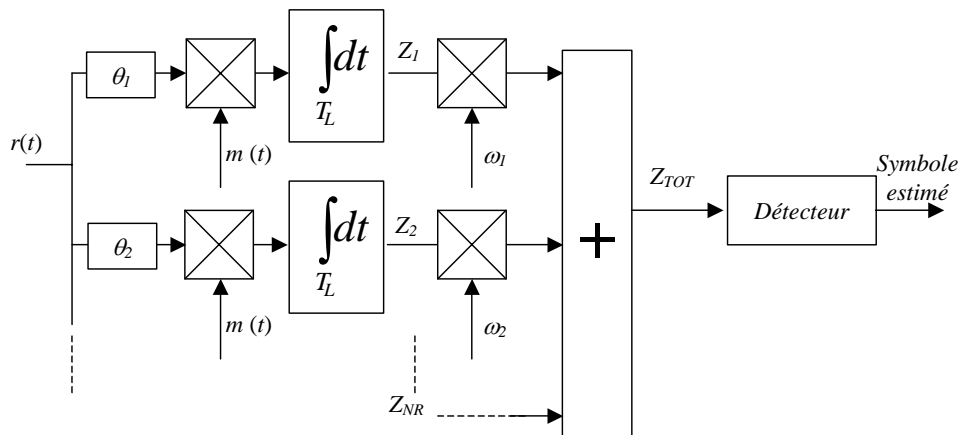


Fig. 2.16. Variante de la structure du récepteur RAKE : utilisation d'un seul template

Cette structure peut être très simplifiée dans le cas où le canal est modélisé par une réponse impulsionnelle discrète, ce qui est le cas en UWB comme nous l'avons vu dans la première partie. Alors les différentes contributions en réception sont séparées par un multiple de l'intervalle de temps correspondant à un bin  $\Delta\theta$ . Un seul corrélateur dont la sortie est échantillonnée à une période égale à  $\Delta\theta$  peut donc suffire. Les échantillons obtenus sont ensuite mémorisés le temps d'obtenir les  $N_R$  contributions qui sont prises en compte. La figure suivante (Fig. 2.17) illustre le principe d'un tel récepteur.

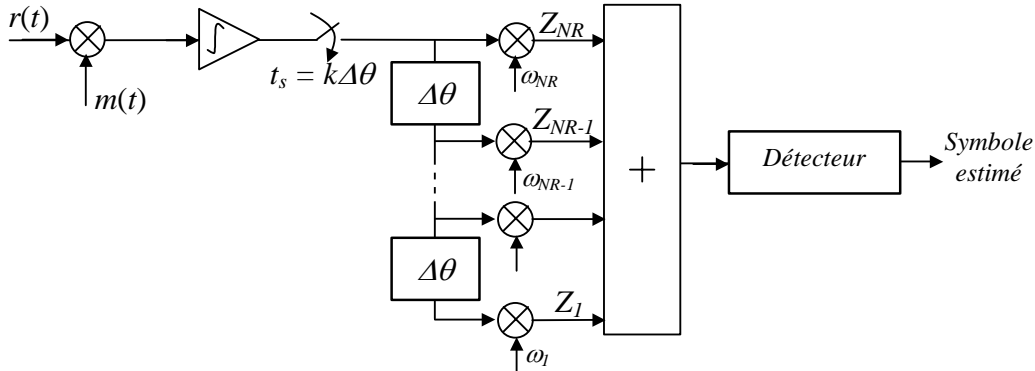


Fig. 2.17. Principe d'un récepteur RAKE dans le cas d'un modèle de canal discret

Enfin, les coefficients de pondération complexe  $\omega_i = |\omega_i| e^{j\varphi_i}$  permettent d'envisager trois stratégies différentes pour exploiter la diversité temporelle : RAKE SD (*Selection Diversity*), RAKE EGC (*Equal Gain Combining*), RAKE MCR (*Maximal Ratio Combining*).

La réception RAKE SD consiste à choisir le « meilleur » des trajets multiples (celui qui contient le plus d'énergie) et non forcément le premier trajet arrivé (tous les  $\omega_i$  sont nuls sauf celui qui correspond au meilleur trajet qui est alors égal au coefficient de fading du trajet correspondant).

$$Z_{TOT}^{(SD)} = \alpha_i^* \int_{T_L} r(t - \theta_i) m(t) dt \quad (2.55)$$

La réception RAKE EGC permet de prendre en compte l'ensemble des trajets considérés et ceci de façon équivalente au niveau de la pondération. Seule la phase (donc le signe) est pris en considération ( $\omega_i = \pm 1, \forall i$ ).

$$Z_{TOT}^{(EGC)} = \sum_{i=1}^{N_R} e^{j\varphi_i} \int_{T_L} r(t - \theta_i) m(t) dt, \theta_i = \begin{cases} 0 \\ \pi \end{cases} \quad (2.56)$$

La réception RAKE MRC est semblable à la précédente en ajoutant toutefois une pondération différente pour la prise en compte des trajets (pondération proportionnelle aux coefficients de fading de chaque trajet).

$$Z_{TOT}^{(MRC)} = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^* \int_{T_L} r(t - \theta_i) m(t) dt \quad (2.57)$$

#### 2.4.2.3. Récepteurs cohérent et non-cohérent

Il faut noter que la structure des récepteurs RAKE impose préalablement de synchroniser les retards par rapport au canal et de connaître également les coefficients du canal pour déterminer les coefficients de pondération. En fonction du degré de connaissance des coefficients du canal (en amplitude et en phase, sachant qu'en UWB la phase ne correspond qu'à un signe), deux types de récepteurs sont généralement distingués : les récepteurs cohérents pour lesquels la phase est connue et les récepteurs non-cohérents dans le cas contraire. Ainsi les récepteurs SD, EGC et MRC sont des récepteurs cohérents. Des récepteurs non-cohérents RAKE ont également été proposés.

La détection non cohérente AC (*Absolute Combiner*) est une détection pour laquelle les valeurs absolues de tous les filtres adaptés sont additionnés sans pondération et le résultat obtenu  $Z_{TOT}^{(AC)}$  alors est appliqué à l'entrée du détecteur.

$$Z_{TOT}^{(AC)} = \sum_{i=1}^{N_R} \left| \int_{T_L} r(t - \theta_i) m(t) dt \right| \quad (2.58)$$

La détection non cohérente AC+PE (*Absolute Combiner + Power Estimation*) est une détection similaire à la détection MRC dans le cas où la phase n'est pas connue. Elle est plus sophistiquée que la détection AC puisque l'importance des trajets est prise en compte. La variable de décision est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{TOT}^{(AC+PE)} = \sum_{i=1}^{N_R} |\alpha_j| \cdot \left| \int_{T_L} r(t - \theta_i) m(t) dt \right| \quad (2.59)$$

#### 2.4.2.4. Structure générale des récepteurs RAKE

La structure générale des récepteurs RAKE est représentée ci-dessous (Fig. 2.18). L'antenne capte les signaux qui classiquement sont amplifiés par un LNA (*Low Noise Amplifier*), puis filtrés par un passe-bande. Le signal obtenu est alors corrélé avec un signal de référence généré dans le récepteur (signal template). La sortie du corrélateur est échantillonné puis appliquée au détecteur par l'intermédiaire d'un dispositif de combinaison et pondération permettant de mettre en œuvre les différents stratégies de détection présentées précédemment.

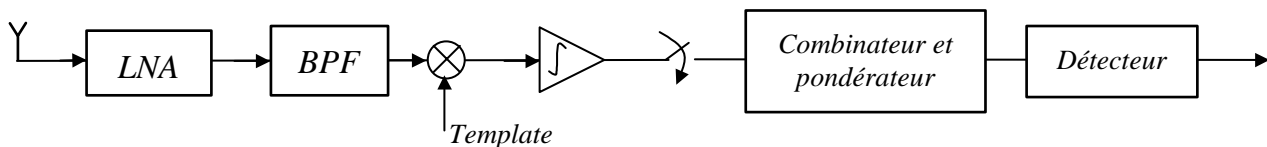


Fig. 2.18. Structure générale des récepteurs RAKE

#### 2.4.2.5. Eléments de conclusion

Les récepteurs RAKE permettent d'exploiter la diversité du canal à condition de capturer suffisamment d'énergie [2.35]. Pour cette raison, ils deviennent rapidement complexes car ils nécessitent idéalement de très nombreuses branches. Par exemple, pour récupérer 85% de l'énergie totale transmise, il a été démontré dans [2.1] qu'il fallait parfois tenir compte de plus de 100 composantes multi-trajets. Pour optimiser la réception, de nombreuses options de sélection et de combinaison sont possibles pour constituer les récepteurs RAKE. Cependant dans tous les cas, cela se fait au prix de la performance [2.36]-[2.40]. Le choix se fera comme souvent à partir d'un compromis entre la complexité et les performances visées.

Par ailleurs, un problème inhérent à ce type de réception est la synchronisation temporelle du signal local avec les signaux à l'émission. Cette synchronisation doit s'effectuer avec une grande précision et une résolution temporelle élevée ce qui suppose l'utilisation de circuits très rapides. Une autre difficulté est la nécessité d'estimer la réponse impulsionnelle du canal d'autant que les algorithmes d'estimation deviennent rapidement complexes lorsque de fortes distorsions apparaissent sur les impulsions puisqu'il faut alors estimer les amplitudes et les retards des différents trajets mais aussi leurs formes d'onde (difficulté d'obtenir les signaux template car les impulsions émises subissent de fortes distorsions liées aux antennes et au canal).

Les récepteurs RAKE entièrement digitaux permettent d'obtenir de hauts débits et fournissent des possibilités de reconfiguration. Cependant, il est difficile de les implémenter en raison des limitations dues aux vitesses et aux dynamiques de traitement requises. Une solution mixte intégrant des composants RF et un hardware digital conduit à des prix élevés et soulève aussi des difficultés

au niveau de la conception. Dans les deux cas, les fréquences de travail des circuits sont élevés et de ce fait la consommation en énergie est importante.

Des architectures moins complexes ont été proposées qui sont aussi capables d'extraire une grande partie de l'énergie transmise et qui sont moins sensibles que les démodulateurs cohérents aux variations du canal et aux problèmes de synchronisation.

### 2.4.3. Autres récepteurs envisagés

#### 2.4.3.1. Récepteurs à détection d'énergie (Récepteurs ED)

Les récepteurs ED sont basés sur les travaux présentés en 1967 par Urkowitz [2.41] qui concernaient la détection d'énergie de signaux déterministes inconnus. Ils ont l'avantage d'être non cohérents et moins complexes que les récepteurs RAKE au prix cependant d'une performance moins élevée. Ils ne nécessitent pas d'estimation de canal et sont moins sensibles aux erreurs de synchronisation. La modulation OOK est la plus utilisée dans ces récepteurs dont la structure est la suivante (Fig. 2.19). Les deux étages RF classiques (amplificateur faible bruit et filtre passe-bande) sont suivis d'un détecteur d'énergie qui est consisté à multiplier le signal par lui-même. En pratique, cette opération de mise au carré est souvent réalisée par une diode Schottky opérant dans la zone de fonctionnement adaptée. Ensuite, le résultat obtenu est intégré puis échantillonné pour obtenir les variables de décisions (2.60) qui sont utilisés dans le dispositif de décision en les comparant à un seuil. Les deux points délicats qui jouent sur la performance des récepteurs ED sont alors l'estimation du seuil optimal et la synchronisation de l'intégrateur.

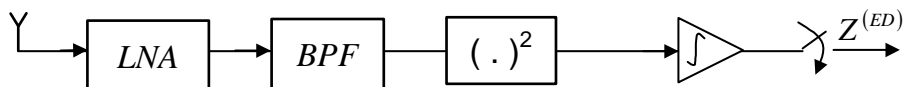


Fig. 2.19. Principe d'un récepteur à détection d'énergie

Le symbole est estimé à partir de la variable de décision suivante qui est comparé à un seuil :

$$Z_{TOT}^{(ED)} = \sum_{i=1}^{N_R} \left| \int_{T_L} r(t) dt \right|^2 \quad (2.60)$$

Le principal avantage des récepteurs ED réside dans leur simplicité. Ils sont toutefois sous-optimaux par rapport aux récepteurs RAKE et présentent des performances moins bonnes surtout lorsque le rapport signal à bruit devient faible. Toutefois, ils font l'objet de nombreux travaux qui tendent à les améliorer [2.42]-[2.46] (modification de la structure de base, seuil adaptatif, optimisation de la période d'intégration, pondération de l'énergie détectée, etc.).

#### 2.4.3.2. Récepteur « Transmitted-Reference » (Récepteur TR)

Développés en 2000 et rendus public en 2002 par Hoor et Tomlinson, les systèmes DHTR (*Delay-Hopping Transmitted-Reference*) constituent une nouvelle approche pour les transmissions traditionnelles à étalement de spectre mais aussi pour les transmissions IR utilisées en UWB [2.47]. Leur principal avantage est de proposer une solution qui évite la nécessité de réaliser une estimation de canal et qui élimine aussi le problème de connaître la forme d'onde des signaux « template ».

Avant même la réception, c'est l'émission qui est modifiée. Chaque impulsion transmise se voit coupler à une seconde impulsion qui la précède et qui n'est pas modulée mais sert de référence en



réception (impulsion « pilote »). Ainsi, une paire (appelée doublet) d'impulsions séparées par un intervalle de temps  $D_i$  est transmise et l'information est contenue dans la polarité relative des deux impulsions. Un doublet s'écrit donc sous la forme suivante :

$$s(t) = p(t) + Ap(t - D), \quad A = \{\pm 1\} \quad (2.61)$$

L'attribution d'une séquence de retards spécifique à chaque utilisateur réaliser un accès multiple et permet donc d'envisager un fonctionnement à multiples utilisateurs. Cependant, comme il est difficile d'implémenter précisément un grand nombre de retards, une séquence de codage CDMA peut être additionnée pour augmenter le nombre d'utilisateurs possible. La figure suivante (Fig. 2.20) illustre la forme d'un signal DHTR de séquence de codage des retards  $\{D_1, D_2, D_3, D_4\}$  et de séquence de codage CDMA  $\{+1, -1, -1, +1\}$ .

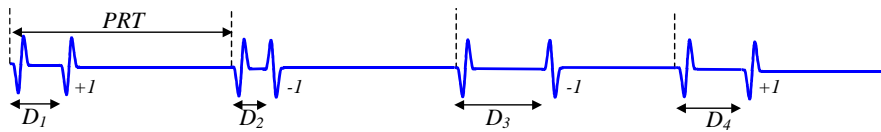


Fig. 2.20. Principe d'un signal DHTR avec CDMA

Le récepteur est composé d'une série de corrélateurs qui permettent chacun de détecter un doublet de retard et un code CDMA spécifique. Pour un doublet, en supposant qu'il n'y a pas de recouvrement du aux trajets multiples, le signal reçu est donc le suivant :

$$r(t) = g(t) + Ag(t - D) + n(t) \quad (2.62)$$

où  $g(t)$  correspond à la réponse du canal au signal  $p(t)$ .

Le récepteur dont la figure de principe est donnée ci-dessous (Fig. 2.21) consiste alors à corrélérer  $r(t)$  avec sa version retardée  $r(t - D)$  qui conduit à la variable de décision permettant d'estimer le symbole estimé suivante :

$$Z_{TOT}^{(TR)} = \sum_{i=1}^{N_R} \int_{T_L} r(t)r(t - D)dt \quad (2.63)$$

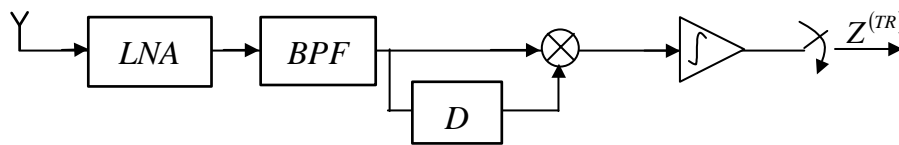


Fig. 2.21. Principe d'un récepteur TR

Le principal inconvénient des systèmes THTR est de ne pas être efficace en terme de débit puisque seule la moitié des impulsions transmises contiennent de l'information. Ces systèmes sont donc plutôt adaptés à des applications nécessitant des débits peu élevés mais aussi requérant une complexité faible (sans estimation de canal). Par ailleurs plusieurs améliorations ont été proposées à différents niveaux : lissage du spectre du signal émis [2.48], prise en compte du canal de propagation [2.49], diminution de la contribution négative du bruit au niveau de la corrélation [2.50], amélioration de l'énergie requise pour un bit [2.51].

#### 2.4.3.3. Détecteur différentiel (Récepteur DD)

Les récepteurs différentiels sont basés sur le même principe que les récepteurs TR et visent les mêmes objectifs de simplification. Dans ce cas, les données étant codées par une modulation

différentielle, le signal associé à l'information transmis à l'instant  $n-1$  représente un signal template valide pour la démodulation du signal à l'instant  $n$ . Par exemple, [2.52] et [2.53] présentent et comparent des structures à détecteur différentiel adaptés aux systèmes UWB.

#### 2.4.4. Conclusion sur les techniques de réception

Comme nous l'avons présenté de nombreuses solutions de réception ont été envisagées. Plusieurs articles comparent ces différents récepteurs dans des contextes différents. Par exemple, [2.54] et [2.55] analyse les performances de récepteurs cohérents et non cohérents en terme de probabilité d'erreur en prenant en compte un environnement de propagation réaliste. [2.56] s'intéresse aux dispositifs bas débit (peu complexes) en confrontant quatre architectures différentes. De tels dispositifs sont également étudiés dans [2.57] dans l'objectif de montrer leur sensibilité à la précision de la synchronisation. En particulier, la synchronisation fait l'objet de nombreuses études. Elle est généralement effectuée en deux étapes : une acquisition du signal (synchronisation initiale, *Coarse Synchronisation*) suivi d'une synchronisation fine (*Tracking Synchronisation*). A ces deux étapes correspondent des approches particulières. Ainsi [2.58] propose d'utiliser l'algorithme CLPDI (*Chip Level Post Detection Integration*) développé initialement pour les systèmes DS-CDMA dans le cas de la première étape. Et plus récemment deux nouvelles approches ont été proposées dans [2.59] et simulées dans le cas de récepteurs cohérents et différentiels. Une seconde problématique importante est l'estimation du canal qui nécessite de très hauts taux d'échantillonnage en raison du nombre de paramètres très importants à estimer. Il s'agit d'un point critique également en bande étroite et bien que les estimateurs pour les systèmes DS-CDMA puissent être adaptés aux systèmes UWB, il reste de nombreuses motivations pour rechercher de nouvelles alternatives nécessitant moins de puissance de calcul. Quelques-unes des premières approches proposées pour l'UWB peuvent être trouvées dans [2.60] et [2.61]. Elles étaient basées sur le critère du maximum de vraisemblance et l'utilisation ou non de séquences d'apprentissage. Plus récemment, [2.62] et [2.63] proposent une synchronisation et une estimation du canal conjointes.

Il faut noter que dans ces différentes publications, les modèles IEEE et notamment le modèle 3a sont très souvent utilisés pour tester les architectures proposées. En résumé, les principaux résultats suivants peuvent être énoncés.

Les techniques de détection basées sur le filtrage adapté (c'est-à-dire les récepteurs RAKE qui utilisent l'intercorrélacion du signal reçu avec un signal de référence) sont des techniques optimales lorsque la forme d'onde du signal reçu est connue. Elles nécessitent l'alignement parfait en temps du signal template et de la forme d'onde reçue, c'est-à-dire une excellente synchronisation. Ce n'est pas le cas des techniques ED et TR qui collectent efficacement l'énergie reçue sans requérir une telle exigence. Toutefois, leurs performances augmentent lorsque la synchronisation devient plus précise en restant toutefois moins vulnérables à cette contrainte que les récepteurs cohérents. En particulier, il faut quand même noter que les récepteurs TR nécessitent des lignes à retard très précises. Par ailleurs dans les approches non cohérentes, les termes de bruit sont renforcés et peuvent poser des problèmes. En particulier, les termes de bruit au carré pour les récepteurs ED et les termes d'intercorrélacion de bruit pour les récepteurs TR peuvent dominer et dégrader sérieusement les performances. Ainsi si les approches non cohérentes présentent de bonnes performances par rapport aux récepteurs RAKE cohérents dans les cas à fort rapport signal à bruit, leurs performances se dégradent rapidement lorsque le rapport signal à bruit diminue. L'avantage de présenter une faible complexité ne permet plus de compenser la différence de performance obtenue. Ainsi en présence de fortes interférences, les techniques ED et TR deviennent moins intéressantes.

Enfin des améliorations sont en permanence proposées. Par exemple, [2.64] et [2.65] proposent de

nouvelles formes de signaux « template » qui permettent d'améliorer les performances des récepteurs RAKE classiques. En particulier, le récepteur basé sur un template bruyant proposé par [2.65] diminue la complexité de la synchronisation et fournit de très bons résultats comparé au récepteur RAKE lorsque le nombre de branches du récepteur est limité.

## 2.5. Conclusion

### 2.5.1. Bilan

Dans ce chapitre nous avons présenté les modèles des canaux de propagation UWB en soulignant leurs caractéristiques ainsi que les principes des émetteurs et récepteurs des systèmes de transmission UWB utilisant la radio impulsionnelle. Notre présentation s'est focalisée sur les techniques les plus employées tout en mentionnant quelques aspects plus originaux et récents. Il est possible de rajouter que les systèmes MIMO et notamment les codages spatio-temporels, de plus en plus étudiés pour les systèmes « bande étroite » basés sur l'OFDM, commencent à être envisager pour l'UWB. Relativement peu d'études ont été faites dans ce cadre [2.69]-[2.72], mais les premiers résultats semblent intéressants notamment pour augmenter les débits et améliorer l'immunité contre les différents types d'interférences.

Remarquons que si les trois blocs canal, émetteur, et récepteur (ou ces trois paragraphes) ont été présentés séparément, ils sont évidemment étroitement liés. La conception, le développement ou la comparaison de systèmes UWB nécessitent une vision globale. Une telle approche reste valable et pertinente lorsqu'un point particulier est étudié. Il nous est donc apparu indispensable de faire un état de l'art à la fois complet et synthétique sur l'UWB, nouvelle technologie peu connue et faisant l'objet de très nombreuses études.

### 2.5.2. Perspectives et définition d'une problématique

A partir de la présentation proposée (et des lectures bibliographiques dont elle est issue), nous pouvons nous rendre compte que les antennes sont rarement considérées bien qu'elles jouent un rôle important à l'émission et à la réception des systèmes UWB et qu'elles sont étroitement liées au canal radio. Les modèles IEEE des canaux ont été établis à partir de mesures qui contiennent obligatoirement les effets des antennes utilisées, antennes omnidirectionnelles standard. Cependant, ces modèles s'affranchissent un maximum des antennes en ne les prenant volontairement pas en compte (par exemple, aucune distorsion des impulsions n'est incluse dans la modélisation). Par ailleurs, ils précisent que l'influence des antennes devra être considérée, en fonction des spécificités des antennes envisagées. D'autre part, par exemple en émission pour connaître la densité spectrale du signal réellement rayonné ou encore en réception pour déterminer un signal « template » adéquat, il est important de tenir compte des effets des antennes.

Ainsi en rapport direct avec l'une des principales activités de notre équipe de recherche, le design d'antennes, et nous a-t-il semblé le peu d'études prenant compte les influences des antennes dans les systèmes UWB, notre travail s'est orienté sur les antennes UWB et leur prise en compte dans les chaînes de transmission. Les chapitres qui suivent tendent donc à développer des outils permettant d'inclure l'influence des antennes dans l'étude des systèmes UWB. Avec cet objectif, nous nous sommes d'abord intéressés à caractériser (chapitre 3) et à modéliser (chapitre 4) les antennes UWB pour ensuite les inclure dans des outils de simulation des chaînes de communication (chapitre 5).

## Bibliographie

---

- [2.1] M.Z. Win, R.A. Scholtz, “Impulse Radio”, Invited Paper, In Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Finland, 1997, pp. 245-257.
- [2.2] J. Foerster & al., “Channel modeling sub-committee report final”, Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, September 2004.
- [2.3] J. Foerster, Q. Li, “UWB channel modeling contribution from Intel”, Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, September 2004.
- [2.4] A.F. Molisch, J. Foerster, “Channel models for Ultrawideband personal area networks”, IEEE Wireless Communications, Vol. 10, No. 6, pp. 14-21, December 2003.
- [2.5] A. F. Molisch & al., “IEEE 802.15.4a channel model – final report”, Project IEEE P802.15 Study Group 4a for Wireless Personal Area Network, November 2004.
- [2.6] A.F Molisch, “UWB wireless channels – propagation aspects and interplay with system design”, in Proc. 34<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, Nederland, October 2004, Vol. 2, pp. 1101-1104.
- [2.7] A.F. Molisch, “Ultrawideband propagation channels – theory, measurement and modeling”, Invited Paper, IEEE Transactions on Vehicular Technology special issue on UWB, Vol. 54, No. 5, pp. 1528-1545, September 2005.
- [2.8] A. Saleh, R. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, February 1987.
- [2.9] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dalhaus, I.K. Pedersen, “Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm”, IEEE Journal Selected Areas Communications, Vol. 17, No. 3, pp. 434-450, March 1999.
- [2.10] K. Haneda, J.I. Takada, K. Kobayashi, “Experimental evaluation of a SAGE algorithm for ultra wideband channel sounding in an anechoic chamber”, in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 66-70.
- [2.11] J.M. Cramer, R. Scholtz, W. Win, “Evaluation of an ultra wideband propagation channel”, IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 5, No. 5, pp. 561-570, May 2002.
- [2.12] R. D. Wilson, R. A. Scholtz, “On the Dependence of UWB Impulse Radio Link Performance on Channels Statistics”, in Proc. IEEE International Conference on Communications, Paris, France, June 2004, Vol. 6, pp. 3566-3570.
- [2.13] S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin, V. Tarokh, “Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel”, IEEE transaction on Communications, Vol. 52, No. 10, pp. 1786-1796, October 2004.
- [2.14] D. Cassoli, M.Z. Win, A.F. Molisch, “The ultra-wide bandwidth indoor channel : from statistical model to simulations”, IEEE Journal Selected Areas Communications, Vol. 20, No. 6, pp. 1247-1257, August 2002.
- [2.15] F. Meunier, T. Eriksson, A. Svensson, “On the effect of antennas on UWB systems”, in Proc. Union Radio Science General Assembly, New Delhi, India, October 2005.
- [2.16] P. Pagani, P. Pajusco, “Experimental assessment of the UWB channel variability in a dynamic indoor environment”, in Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Barcelona Spain, September 2004, Vol. 4, pp. 2973-2977.

- [2.17] I. Güvenc, H. Arslan, “On the modulation options for UWB systems”, in Proc. IEEE Military Communications Conference, Boston, USA, October 2003, Vol. 2, pp. 892-897.
- [2.18] D.C. Laney, G.M. Maggio, F. Lehmann, L. Larson, “Multiple access for UWB impulse radio with pseudochaotic time hopping”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 9, pp. 1692-1700, December 2002.
- [2.19] G. M. Maggio, N. Rulkov, L. Reggiani, “Pseudo-chaotic time hopping for UWB impulse radio”, IEEE Transactions on Circuits and Systems – I : Fundamental Theory and Applications, Vol. 48, No. 12, pp. 1424-1435, December 2001.
- [2.20] D.C. Laney, G.M. Maggio, F. Lehmann, L. Larson, “A pseudo-random time hopping scheme for UWB impulse radio exploiting bit-interleaved coded modulation”, in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, January 2003.
- [2.21] J.T. Conroy, J.L. LoCicero, D.R. Ucci, “Communication techniques using monopulses waveforms”, in Proc. IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, October-November 1999, Vol. 2.
- [2.22] L.E. Miller, “Models of UWB pulses and their effects on narrowband direct conversion receivers”, in Proc. IEEE International Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Virginia, USA, November 2003, pp. 101-105.
- [2.23] H. Sheng, P. Orlik, A.M. Haimovich, L.J. Cimini, J. Zhang, “On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission”, in Proc. IEEE International Conference on Communications, Anchorage, Alaska, May 2003, Vol. 1, pp. 738-742.
- [2.24] R. Zimmer, P. Waldow, “A simple method of generating UWB pulses”, in Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Sheraton Tara, Parsippany, USA, September 2004, pp. 112-114.
- [2.25] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Khono, “Hermite function based orthogonal pulses for ultra wideband communications”, in Proc. Wireless Personal Multimedia Conference, Aalborg, Denmark, September 2001.
- [2.26] M. Ghavami, L.B. Michael, “Generation of Hermite based pulse for UWB communication”, in Sony SRF 2002, Tokyo, December 2001.
- [2.27] L.B. Michael, M. Ghavami, R. Khono, “Multiple pulse generator for ultra-wideband communication using Hermite polynomial based orthogonal pulses”, in Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Baltimore, USA, May 2002, pp. 47-51.
- [2.28] J. Zhang, T.D. Abhayapala, R.A. Kennedy, “Role of pulses in ultra wideband systems”, in Proc. International Conference on Ultra Wideband, Zurich, Switzerland, September 2005, pp. 565-570.
- [2.29] B. Parr, B. Cho, K. Wallace, Z. Ding, “A novel ultra-wideband pulse design algorithm”, IEEE Communications Letters, Vol. 7, No. 5, pp. 219-221, May 2003.
- [2.30] G. Lu, P. Spasojevic, L. Greenstein, “Antenna and pulse designs for meeting UWB spectrum density requirements”, in Proc. Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Virginia, USA, November 2003, pp. 162-166.
- [2.31] X. Luo, L. Yang, G.B. Giannakis, “Designing optimal pulse-shapers for ultra-wideband radios”, IEEE Journal on Communications and Networks, Vol. 5, No. 4, pp. 349-353, December 2003.
- [2.32] W. Zou, Z. Zhou, “A novel design method for UWB pulse based on the bandwidth constraint”, in Proc. International Symposium on Communications and Information Technology, Beijing, China, October 2005, pp. 1047-1050.
- [2.33] S. Maddula, S. Chakrabarti, “Synthesis of UWB pulse following FCC mask”, in Proc. Union Radio Science General Assembly, New Dehli, India, October 2005.
- [2.34] J.G. Proakis, “Digital Communications”, Mc Graw Hill International, 4<sup>o</sup> edition, 2000.

- [2.35] M.Z. Win, R.A. Scholtz, “On the energy capture of UWB signals in dense multipath environments”, *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, No. 9, pp. 245-247, September 1998.
- [2.36] M.Z. Win, G. Chrisikos, N.R. Sollenberger, “Performance of rake reception in dense multipath channels : implications of spreading bandwidth and selection order diversity”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, No. 8, pp. 1516-1525, August 2000.
- [2.37] D. Cassioli, M. Win, F. Valataro, A.F. Molisch, “Performance of low complexity rake reception in a realistic UWB channel”, in *Proc. International Conference on Communications*, New York, USA, 2002, Vol. 2, pp. 763-767.
- [2.38] J.D. Choi, W.E. Stark, “Performance on ultra-wideband communications with suboptimal receivers in multipath channels”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, pp. 1754-1766, December 2002.
- [2.39] B. Mielczarek, M. Wessman, A. Svensson, “Performance of coherent UWB rake receivers using different channel estimators”, *Proc. in International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, January 2003.
- [2.40] J. Zhang, R.A. Kennedy, T.D. Abhayapala, “Performance of rake reception for ultra wideband signals in a lognormal-fading channel”, *Proc. in International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, January 2003.
- [2.41] H. Urkowitz, “Energy detection of unknown deterministic signals”, *Proc. of IEEE*, Vol. 55, No. 4, pp. 523-531, April 1967.
- [2.42] M. Weisenhorn, Walter Hirt, “Robust non coherent receiver exploiting UWB channel properties”, in *Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 156-160.
- [2.43] S. Paquelet, Louis-Marie Aubert, Bernard Uguen, “An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates”, in *Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 1-5.
- [2.44] M.E. Sahin, Ismail Güvenc, Hüseyin Arslan, “Optimization of energy detector receivers for UWB systems”, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, May-June 2005, Vol. 2, pp. 1386-1390.
- [2.45] M.K Oh, B. jung, R. Harjani, D.J. Park, “A new non coherent UWB impulse radio receiver”, *IEEE Communications letters*, Vol. 9, No. 2, pp. 151-153, February 2005.
- [2.46] Z. Tian, B.M. Sadler, “Weighted energy detection of ultra-wideband signals”, in *Proc. IEEE Signal Processing Workshop on Advances in Wireless Communications*, New York, USA, June 2005, pp. 1068-1072.
- [2.47] R.T. Hoctor, H.W. Tomlinson, “An overview of delay-hopped, transmitted-reference RF communications”, *GE technical Report 2001CRD198*, January 2002.
- [2.48] X. Chen, S. Kiaei, “An improved delay-hopped transmitted reference ultra wideband architecture”, in *Proc. IEEE International SOC Conference*, September 2004, pp. 359-362.
- [2.49] A. Trindade, Q.H. Dang, A.J. Van Der Veen, “Signal processing model for a transmitted-reference UWB wireless communication systems”, in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Virginia, USA, November 2003, pp. 270-274.
- [2.50] G. Leus, A.J. Van der Veen, “Noise suppression in UWB transmitted reference systems”, in *Proc. 5<sup>th</sup> IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Lisboa, Portugal, July 2004, pp. 155-159.
- [2.51] T. Zasowski, F. Althaus, A. Wittneben, “An energy efficient transmitted-reference scheme ultra wideband communications”, in *Proc. International Workshop on Ultra Wideband*

- Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Kyoto, Japan, May 2004, pp. 146-150.
- [2.52] M. Ho, V. Somayazulu, J. Foerster, S.Roy, “A differential detector for an ultra-wideband communications system”, in Proc. Vehicular Technology Conference, Birmingham, GB, May 2002, Vol. 4, pp. 6-9.
- [2.53] M. Pausini, G.J.M. Janssen, “Analysis and comparison of autocorrelation receivers for IR-UWB signals based on differential detection” in Proc. IEEE International Conference on Acoustic Speech, and Signal Processing, Montreal, Canada, May 2004, Vol. 4, pp. 513-516.
- [2.54] G. Durisi, S. Benedetto, “Comparison between coherent and non-coherent receivers for UWB communications”, *Eurasip Journal on Applied Signal Processing*, Volume 2005, No. 3, pp. 359-368, 2005.
- [2.55] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, P.V. Orlik, “TOA estimation for IR-UWB systems with different transceiver types”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 4, pp. 1876-1886, April 2006.
- [2.56] M. Schmidt, D. Simic, R. Moorfeld, “Low complexity low data rate UWB devices – Architecture and performance comparison”, in Proc. 14<sup>th</sup> IST Mobile & Wireless Communications Summit, Dresden, June 2005.
- [2.57] N. He, C. Tepedelenlioglu, “Performance analysis of non coherent UWB receivers at different synchronization levels”, in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, Dallas, USA, November-December 2004, Vol. 6, pp. 3517-3521.
- [2.58] S. Soderi, J. Iinatti, M. Hämäläinen, “CLPDI algorithm in UWB synchronization”, in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, January 2003.
- [2.59] C. Carbonelli, U. Mengali, “Synchronization algorithms for UWB signal”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 54, No. 2, pp. 329-338, February 2006.
- [2.60] V. Lottici, A. D’Andrea, U. Mengali, “Channel estimation for ultra-wideband communications”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, pp. 1638-1645, December 2002.
- [2.61] M.Z. Win, R.A. Scholtz, “Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication theory view”, *IEEE Journal Selected on Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, pp. 1613-1627, December 2002.
- [2.62] C. Carbonelli, U. Mengali, U. Mitra, “Synchronization and channel estimation for UWB signals”, in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA, December 2003, pp. 764-768.
- [2.63] Z. Wang, X. Yang, “Ultra wideband communications with blind channel estimation based on first-order statistics”, in Proc. International Conference Acoustics, Speech and Signal Processing, Montreal, Canada, May 2004.
- [2.64] Q.T. Zhang, S.H. Song, “UWB signal detection using eigen-based receiver”, in Proc. International Conference on Communications, Seoul, Chorea, May 2005, Vol. 5, pp. 2867-2871.
- [2.65] L. Wu, X. Wu, Z. Tian, “Asymptotically optimal UWB receivers with noisy templates : design and comparison with RAKE”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24, No. 4, pp. 808-814, April 2006.
- [2.66] I. Oppermann, M. Hämäläinen, J. Iinatti, “UWB theory and applications”, Wiley, 2004.
- [2.67] M.G. Di Benedetto, G. Giancola, “Understanding ultra wide band radio fundamentals”, Pearson Education, 2004.
- [2.68] L. Yang, G.B. Giannakis, “Ultra-wideband communications – an ideal whose time has come”, *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 21, No. 6, pp. 26-54, November 2004.

- [2.69] E. Baccarelli, M. Biaggi, C. Pelizzoni, P. Bellotti, “A novel multi-antenna impulse radio UWB transceiver for broadband high-throughput 4G WLANs”, *IEEE Communications Letters*, Vol. 8, No. 7, pp. 419-421, July 2004.
- [2.70] L. Yang, G.B. Giannakis, “Analog space-time coding for multiantenna Ultra-Wideband transmissions”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 52, No. 3, pp. 507-517, March 2004.
- [2.71] C. Abou-Rjeily, N. Daniele, J.C. Belfiore, “Space-time coding for multiuser Ultra-Wideband communications”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 4, No. 11, pp. 1960-1972, November 2006.
- [2.72] W.P. Siriwongpairat, M. Olfat, K.J. Ray Liu, “Performance analysis and comparison of time hopping and direct sequence UWB-MIMO systems”, *Eurasip Journal on Applied Signal Processing*, Special Issue on UWB, pp. 328-345, 2005.



Le peu que je sais c'est à mon ignorance que je le dois.  
*Sacha Guitry*

### 3. Caractérisation des Antennes UWB

---



**L**ES antennes UWB présentent des propriétés différentes des antennes « classiques » et ont un impact très fort dans les systèmes de communication. Il est important de disposer de nouveaux outils permettant de les caractériser et d'analyser leur comportement. Ce chapitre a pour objectif de présenter les paramètres spécifiques des antennes UWB et d'identifier des méthodes pour les caractériser.

Dans la première partie, nous rappelons les principaux paramètres caractéristiques des antennes liées à leurs propriétés électriques et de rayonnement. Nous justifions ensuite la nécessité de disposer de nouveaux outils de caractérisation dédiés aux antennes UWB. Nous présentons un état de l'art critique sur les méthodes actuelles ainsi que les objectifs qu'elles visent. A partir de considérations théoriques, quelques approches différentes ou complémentaires sont alors proposées. Enfin dans la dernière partie, trois antennes UWB sont caractérisées à partir de résultats de simulation et de mesures, et une méthodologie de caractérisation est également dégagée.

## SOMMAIRE – Chapitre 3

3. Caractérisation des Antennes UWB .....	73
3.1. Généralités sur les antennes .....	76
3.1.1. Qu'est-ce qu'une antenne ? .....	76
3.1.2. Quelles sont les paramètres caractéristiques d'une antenne ? .....	76
3.1.2.1. Introduction .....	76
3.1.2.2. Caractéristiques électriques des antennes .....	77
3.1.2.3. Caractéristiques de rayonnement des antennes .....	78
3.1.2.4. Remarques .....	81
3.1.3. Comment relier la puissance reçue à la puissance émise ? .....	81
3.1.4. Comment mesurer les caractéristiques des antennes ? .....	83
3.1.5. Conclusion .....	83
3.2. Présentation de la problématique .....	84
3.3. Aperçu des méthodes classiques de caractérisation des antennes étendues dans le cas UWB.....	84
3.3.1. Modélisation électrique de l'impédance d'une antenne .....	84
3.3.2. Caractérisation par modélisation analytique .....	85
3.3.3. Etablissement d'un bilan de liaison .....	86
3.4. Modélisation « système » .....	87
3.4.1. Introduction .....	87
3.4.2. Développement de la modélisation .....	88
3.4.2.1. Mise en forme du problème .....	88
3.4.2.2. Modèle en émission .....	89
3.4.2.3. Modèle en réception .....	91
3.4.2.4. Modèle de la transmission .....	92
3.4.2.5. Eléments de conclusion .....	93
3.4.3. Relation avec la relation de transmission de Friis .....	93
3.4.4. Autre approche de la modélisation .....	94
3.4.4.1. Présentation .....	94
3.4.4.2. Détermination des fonctions de transfert des antennes .....	94
3.4.4.3. Critique de l'approche proposée .....	96
3.4.5. Utilisation des paramètres S dans la modélisation .....	99
3.4.5.1. Présentation de l'approche .....	99
3.4.5.2. Relation de transmission exprimée en paramètres S .....	99
3.4.5.3. Eléments de conclusion .....	101
3.4.6. Détermination expérimentale d'un modèle d'antenne .....	101
3.4.6.1. Mise en œuvre : simulation et mesures .....	101
3.4.6.2. Méthodes d'obtention du modèle .....	103
3.4.7. Eléments de conclusion .....	104
3.5. Indicateurs complémentaires de caractérisation .....	104
3.5.1. Domaine des fréquences .....	104
3.5.1.1. Mesure du gain réalisé moyen .....	104
3.5.1.2. Mesure de la distorsion de phase .....	104
3.5.2. Domaine des temps .....	104
3.5.3. Eléments de conclusion .....	105
3.6. Caractérisation d'antennes UWB - Applications .....	105
3.6.1. Présentation .....	105
3.6.2. Caractérisation « classique » .....	106
3.6.3. Caractérisation par une approche système .....	111
3.6.3.1. Détermination du paramètre de transmission $S_{21}$ .....	111
3.6.3.2. Caractéristiques du canal espace libre .....	112
3.6.3.3. Détermination des fonctions de transfert .....	114

3.6.3.4.	Réponses en temps.....	115
3.6.3.5.	Déduction de paramètres caractéristiques.....	118
3.6.3.6.	Bilan.....	122
3.7.	Conclusion.....	124
	Bibliographie.....	125

### 3.1. Généralités sur les antennes

#### 3.1.1. Qu'est-ce qu'une antenne ?

Les antennes constituent des éléments essentiels dans la chaîne de communication radio car incontournables. Elles sont omniprésentes dans de nombreuses applications qui nous entourent : radiodiffusion, télévision par voie hertzienne ou par satellite, télécommunications professionnelles et mobiles, radars, etc. Située à l'interface entre les signaux véhiculés dans l'électronique de l'émetteur ou du récepteur et le milieu de propagation, une antenne est un composant qui permet de rayonner et de capter des ondes électromagnétiques. L'équipement électronique auquel elle est reliée, définit pratiquement sa fonction d'émission ou de réception. En émission, une antenne peut être définie comme un convertisseur d'ondes guidées (présentes dans un guide d'ondes, une ligne de transmission ou un micro ruban) en une onde rayonnée se propageant en espace libre (Fig. 3.1). A cette onde est associée une puissance et une information à transmettre. L'antenne réceptrice est le convertisseur complémentaire où l'onde rayonnée est transformée en ondes guidées. Une même antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception comme le stipule le principe de réciprocité de Lorentz.

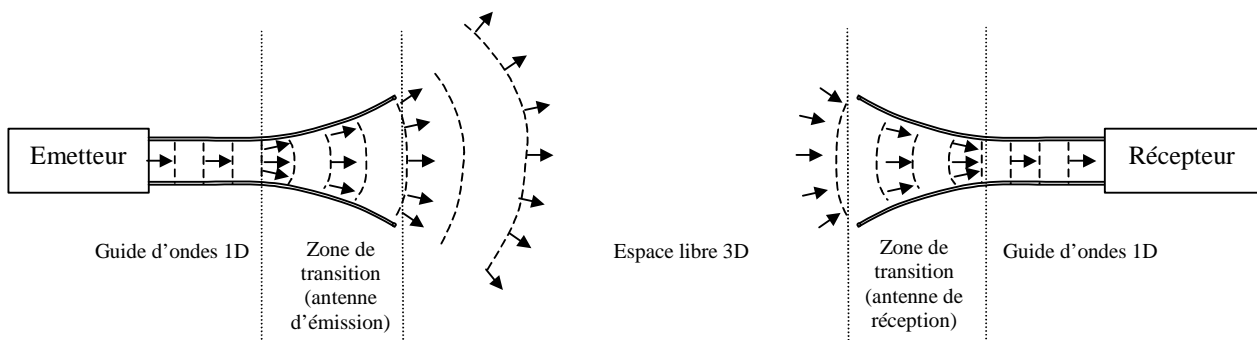


Fig. 3.1. Rôles des antennes d'émission et de réception

Une antenne constitue donc un transducteur entre deux milieux de propagation dont le rôle est d'adapter l'impédance entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation, de transmettre ou recevoir de l'énergie dans des directions privilégiées et de restituer fidèlement l'information transmise.

#### 3.1.2. Quelles sont les paramètres caractéristiques d'une antenne ?

##### 3.1.2.1. Introduction

De nombreux paramètres ont été définis pour rendre compte des propriétés électriques et électromagnétiques des antennes. Généralement, les antennes sont caractérisées en considérant d'une part les propriétés liées au circuit électrique qui leur est associé (impédance, coefficient de réflexion, taux d'onde stationnaire) et d'autre part celles liées au rayonnement électromagnétique (diagramme de rayonnement, directivité, gain, efficacité, polarisation). Cette description est classique [3.1]-[3.2] et les définitions standards des caractéristiques des antennes sont spécifiées dans une note spéciale de l'IEEE [3.3]. Pour une meilleure compréhension de la problématique dans le contexte des antennes UWB et ensuite des développements que nous proposerons, un résumé des caractéristiques « classiques » des antennes est présenté dans cette partie.

### 3.1.2.2. Caractéristiques électriques des antennes

Du point de vue de la théorie des systèmes linéaires, à l'émission, l'excitation peut être considérée comme un générateur de Thévenin équivalent ( $V_G$ ,  $Z_G = R_G + jX_G$ ) et l'antenne comme un dipôle passif d'impédance complexe  $Z_A = (R_{AL} + R_{AR}) + jX_A$ . La résistance  $R_{AL}$  correspond à la résistance de pertes et  $R_{AR}$  à celle de rayonnement. Fig. 3.2 illustre le schéma électrique équivalent d'une antenne émettrice. Le plan (a,b) permet de distinguer la partie source de la partie antenne.

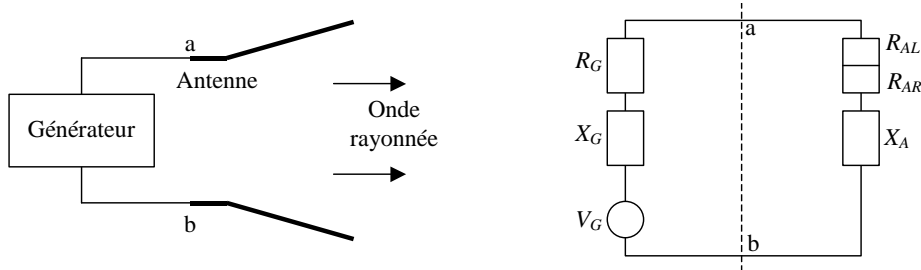


Fig. 3.2. Schéma électrique équivalent de la source et de l'antenne à l'émission

L'impédance présentée par l'antenne au niveau du générateur est appelée **impédance d'entrée**, car elle correspond à la charge ramenée au niveau du circuit par le dispositif rayonnant. Cette impédance est fonction de la géométrie et des matériaux qui composent l'antenne, mais elle dépend également de la fréquence.

Le transfert d'énergie entre l'émetteur et l'antenne est maximal si  $Z_G = Z_A^*$ , condition connue comme l'adaptation d'impédance. Généralement, l'impédance du générateur est considérée comme réelle et égale à  $50 \Omega$ . Ainsi, l'impédance idéale pour les antennes est également de  $50 \Omega$ . Cependant en pratique, cette valeur ne peut être maintenue constante sur l'ensemble de la bande de fréquence. Aussi, plusieurs grandeurs sont introduites pour quantifier la désadaptation.

Le **coefficient de réflexion**  $\Gamma$  est défini tel que :

$$|\Gamma|^2 = \frac{\text{puissance réfléchie}}{\text{puissance incidente}} = \frac{P_r}{P_i} \quad (3.1)$$

Il est également relié à l'impédance d'entrée par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C} \quad (3.2)$$

où l'impédance  $Z_C$  est l'impédance de la ligne d'alimentation ; cette impédance étant souvent remplacée par l'impédance normalisée  $R_0 = 50 \Omega$ .

L'efficacité  $\rho$  de l'antenne dues aux réflexions est aussi introduite à partir du coefficient de réflexion par la définition suivante :

$$\rho = 1 - |\Gamma|^2 \quad (3.3)$$

Enfin, une autre manière de caractériser les désadaptations d'impédance est le **taux d'onde stationnaire** (TOS ou en anglais VSWR *Voltage Standing Wave Ratio*) défini par :

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.4)$$

Il faut noter que ces deux derniers paramètres ne donnent alors plus d'indication sur la phase du signal réfléchi de par leur définition qui ne nécessite pas de tenir compte de cette information.

Au niveau de la réception, l'antenne peut être considérée encore comme un dipôle mais dans ce cas il s'agit d'un dipôle actif modélisé par un générateur équivalent de Thévenin caractérisé par ( $V_{OC}$ ,  $Z_A$ ). La tension  $V_{OC}$  correspond à la tension en circuit-ouvert induite au niveau de l'antenne. Fig. 3.3 illustre le schéma électrique équivalent du dispositif à la réception où la charge est modélisée par une impédance  $Z_L = R_L + jX_L$ .

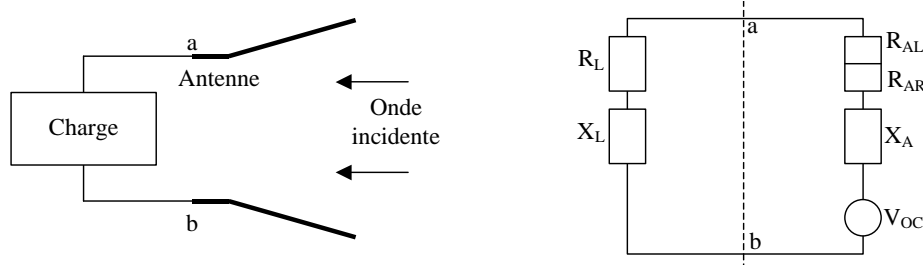


Fig. 3.3. Schéma équivalent électrique du dispositif à la réception

A partir de cette modélisation (émission – réception), il est possible de déduire simplement l'expression des puissances mises en jeu en fonction des éléments des montages électriques équivalents [3.1].

### 3.1.2.3. Caractéristiques de rayonnement des antennes

Les caractéristiques de rayonnement des antennes reposent sur la caractérisation du champ rayonné à *grande distance* dans tout l'espace qui inclut la répartition spatiale de l'énergie rayonnée et la polarisation du champ. Des notions de puissance en émission ou en réception complètent alors la description.

Avant d'aller plus loin, revenons sur la notion de « grande distance ». Trois zones de rayonnement sont généralement distinguées en fonction d'une dimension caractéristique  $D$  de l'antenne (diamètre de la plus petite sphère entourant l'antenne) et de la longueur d'onde  $\lambda$  :

- la zone de Rayleigh (ou zone de champ proche) où la densité de puissance rayonnée est quasi-constante ; la distance  $d$  à l'antenne est telle que :  $d < D^2 / 2\lambda$
- la zone de Fresnel (ou zone de champ intermédiaire) dans laquelle la densité de puissance rayonnée est fluctuante ( $D^2 / 2\lambda < d < 2D^2 / \lambda$ ) ;
- la zone de Fraunhofer (ou zone de champ lointain) dans laquelle la densité de puissance rayonnée est décroissante comme l'inverse de la distance ( $d > 2D^2 / \lambda$  et  $d > 10D$ ).

Classiquement dans nos applications seule la zone de Fraunhofer est considérée et les coordonnées sphériques ( $r > d$ ,  $\theta$ ,  $\varphi$ ) sont généralement utilisées. Les effets en champ proche ne seront pas abordés bien qu'ils soient intéressants pour certaines problématiques. Notons que les études en champs intermédiaire ou proche nécessitent alors des développements complexes spécifiques.

Le **diagramme de rayonnement** est défini comme le rapport de la densité stérique de puissance  $\psi_{iso}$  (ou intensité de rayonnement) dans une direction donnée sur la valeur maximum de puissance dans le plan de coupe correspondant. Il caractérise la répartition dans l'espace de la puissance rayonnée à grande distance ou la répartition spatiale de la puissance récupérée par un capteur. Dans ce dernier cas, il est aussi appelé diagramme de captation. Pour une même antenne, diagramme de rayonnement et diagramme de captation sont supposés identiques et le terme générique est diagramme de rayonnement.

D'une façon générale, le **gain** correspond au rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée sur une densité stérique de puissance de référence normalisée. Différents types de gain ont été définis en fonction de la puissance de référence considérée : puissance rayonnée  $P_R$ , puissance transmise  $P_a$  (ou puissance acceptée par l'antenne) et puissance incidente  $P_i$  (ou puissance délivrée par le générateur). Une illustration de ces puissances est donnée Fig. 3.4 où apparaît de plus la puissance réfléchie  $P_r$  et la densité de puissance isotrope  $\psi_{iso}$ .

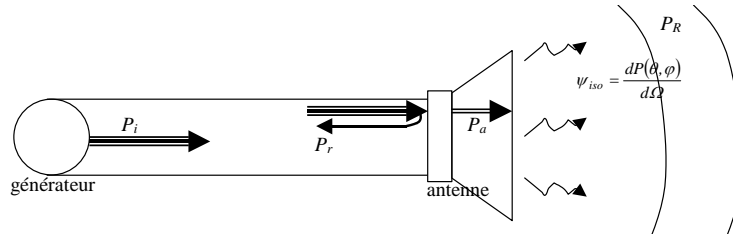


Fig. 3.4. Différentes puissances mises en jeu

Plus précisément, les grandeurs suivantes ont été définies pour caractériser le rayonnement d'une antenne.

La **directivité**  $D(\theta, \varphi)$  prend en compte la puissance totale rayonnée par l'antenne. Elle mesure la capacité de l'antenne à fournir dans une direction donnée une densité de puissance plus forte ou plus faible que l'antenne isotrope.

Le **gain intrinsèque** (ou gain standard IEEE)  $G_a(\theta, \varphi)$  prend en compte la puissance transmise à l'antenne et considère l'intensité de rayonnement que produirait dans la même direction une source isotrope alimentée par la même puissance. Les pertes diélectriques ou ohmiques dans la structure rayonnante sont considérées.

Le **gain réalisé** (ou gain effectif)  $G_r(\theta, \varphi)$  considère la puissance délivrée par le générateur. Il prend ainsi en compte l'ensemble de pertes de l'antenne, désadaptation comprise. Il caractérise les performances de l'antenne au sein du système de communication.

L'**efficacité de rayonnement** (ou rendement)  $e$  caractérise les pertes dans l'antenne. Elle correspond au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance admise par l'antenne ou au rapport entre le gain intrinsèque et la directivité ou encore au rapport entre la résistance de rayonnement et la résistance totale de l'antenne (résistances de rayonnement et de pertes). Elle traduit les pertes introduites par les matériaux constituant l'antenne (propriétés diélectriques, magnétiques et conductrices).

L'**efficacité totale**  $e_0$  (à ne pas confondre avec l'efficacité de rayonnement) tient compte de l'ensemble des pertes : pertes à l'entrée de l'antenne et pertes liées à sa structure. Elle est égale au produit des efficacités de rayonnement  $e$  et de réflexion  $\rho$ .

Les relations entre ces grandeurs sont illustrées de façon synthétique par Fig. 3.5. Ce schéma permet d'établir facilement les égalités suivantes :

- Relation entre puissance acceptée et puissance incidente :

$$P_a = P_i - P_r = (1 - |\Gamma|^2) P_i \quad (3.5)$$

- Relation entre gain réalisé et gain intrinsèque :

$$G_r(\theta, \varphi) = (1 - |\Gamma|^2) G_a(\theta, \varphi) \quad (3.6)$$

- Relation entre gain réalisé et directivité :

$$G_r(\theta, \varphi) = (1 - |\Gamma|^2) e D(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

Il faut remarquer que le coefficient de réflexion apparaît comme un moyen de relier la puissance acceptée et la puissance incidente parce qu'en effet il traduit les pertes liées à la puissance réfléchie.

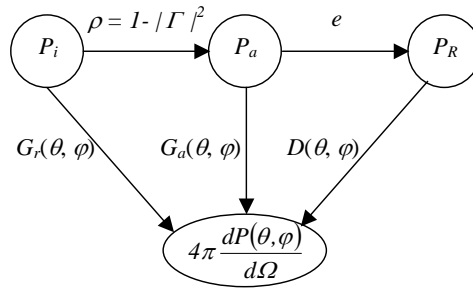


Fig. 3.5. Illustration des différentes notions de gain

Par ailleurs en vertu du principe de réciprocité, il est important de noter que ces grandeurs peuvent être définies en réception (comme pour le diagramme de rayonnement). Ainsi par exemple, l'efficacité peut également traduire le rapport entre la puissance rayonnante autour de l'antenne et la puissance admise par l'antenne ( $e$ ) puis par la charge aux bornes de l'antenne ( $\rho$ ).

D'autres grandeurs sont également utilisées pour caractériser le comportement des antennes.

la **bande passante** est définie classiquement comme l'excursion en fréquence pour laquelle une grandeur caractéristique (comme le coefficient de réflexion, le gain maximum, l'ouverture du faisceau à mi-puissance, les niveaux de lobes secondaires ou encore la polarisation) reste contenue dans une plage de valeurs fixée. Souvent elle est définie à partir du coefficient de réflexion mais ce n'est pas une obligation.

La **polarisation** d'une onde électromagnétique est déterminée par la direction du champ électrique de l'onde. Dans le cas général, la polarisation est elliptique et deux configurations particulières usuelles sont la polarisation linéaire et la polarisation circulaire. La polarisation a un rôle important sur la transmission d'énergie entre deux antennes. Par exemple si les antennes sont polarisées linéairement, la transmission est optimale si elles ont la même direction de polarisation et à l'inverse, de niveau minimal si elles sont orientées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre. Ce phénomène peut être quantifier par la longueur effective.

En effet, la **longueur effective** (ou *hauteur effective*) permet d'exprimer les désadaptations de polarisation par le terme suivant, facteur de pertes lié à la polarisation :

$$e_{pol} = \left| \hat{h}_{eTX} \cdot \hat{h}_{eRX} \right|^2 \text{ avec } \vec{h}_{eRX} = h_{eRX} \hat{h}_{eRX} \text{ et } \vec{h}_{eTX} = h_{eTX} \hat{h}_{eTX} \quad (3.8)$$

où  $\hat{h}_{eTX}$  et  $\hat{h}_{eRX}$  sont respectivement les vecteurs unitaires des longueurs effectives des antennes d'émission  $\vec{h}_{eTX}$  et de réception  $\vec{h}_{eRX}$ .

Il s'agit d'une grandeur vectorielle dont l'intérêt est fondamental pour caractériser les antennes. Par sa définition, elle permet aussi en émission de relier le champ lointain rayonné par une antenne à son courant d'entrée (relation donnée par (3.31)), et en réception de relier la tension induite (tension reçue en circuit ouvert) au champ incident sur l'antenne (relation (3.40)). Et plus généralement, [3.4] a montré que la longueur effective rend compte de toutes les propriétés de rayonnement. Ainsi, tous les paramètres classiques de transmission tels que la densité de puissance rayonnée, la résistance de rayonnement, la directivité et le gain sont fonction de la longueur effective. Ceci reste vrai pour les paramètres de réception : tension induite, puissance disponible, surface équivalente et facteur d'antenne. De plus, nous verrons ultérieurement que la longueur effective permet de caractériser les propriétés de dispersion des antennes.



Enfin, la **surface effective** (ou surface de captation) de l'antenne est définie par le rapport de la puissance délivrée  $P_d$  à la charge par une antenne de réception sur l'énergie incidente  $dP(\theta, \varphi)/dS$ , densité de puissance surfacique, au niveau de l'antenne :

$$S_e = \frac{P_d}{dP(\theta, \varphi)/dS} \quad (3.9)$$

En raison du principe de réciprocité, la surface équivalente est liée au gain de l'antenne de réception par la relation suivante :

$$S_e(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{rRX}(\theta, \varphi) \quad (3.10)$$

Cette définition, souvent rencontrée, suppose que les conditions d'adaptation (antenne de réception vis-à-vis de sa charge et polarisations égales de l'onde incidente et de l'antenne) sont réalisées. Plus généralement, elle s'écrit :

$$S_e(\theta, \varphi) = \rho_{RX} e_{pol} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{rRX}(\theta, \varphi) \quad (3.11)$$

où  $\rho_{RX}$  correspond aux pertes d'adaptation de la charge et est défini par la relation suivante :

$$\rho_{RX} = 1 - |\Gamma_{RX}|^2 \quad \text{avec} \quad \Gamma_{RX} = \frac{Z_L - Z_A^*}{Z_L + Z_A} \quad (3.12)$$

et  $\Gamma_{RX}$  est le coefficient de réflexion entre la charge d'impédance  $Z_L$  et l'antenne d'impédance  $Z_A$ .

#### 3.1.2.4. Remarques

Il faut noter que la description d'une antenne ne nécessite pas la connaissance de l'ensemble de tous les paramètres évoqués parce que, comme nous l'avons vu, plusieurs sont reliés entre eux. Ainsi à partir de la connaissance de certains, tous peuvent être déterminés si nécessaire.

D'autre part, si en bande étroite les différents paramètres caractéristiques d'une antenne, définis ci-dessus, sont souvent considérés comme constants parce que seule une étroite bande autour d'une fréquence donnée est considérée, d'une façon générale ils sont dépendants de la fréquence. Cette extension simple de la caractérisation reste toutefois insuffisante dans le cas des antennes UWB, principalement car elle ne tient pas compte des effets de dispersion liés à la prise en compte de la phase. Par exemple, les gains sont définis par des quantités scalaires qui rendent alors la description incomplète. Cette remarque à elle seule pourrait justifier l'objet du chapitre.

#### 3.1.3. Comment relier la puissance reçue à la puissance émise ?

En zone de champ lointain, la puissance reçue et la puissance transmise entre deux antennes séparées dans l'espace libre sont reliées par l'équation de transmission de Friis. Elle correspond à un bilan énergétique de la liaison entre deux antennes et est très utilisée dans l'analyse et la conception des systèmes de communication. L'établissement de cette équation repose sur le schéma de principe Fig. 3.6 qui illustre une transmission entre deux antennes [3.1].

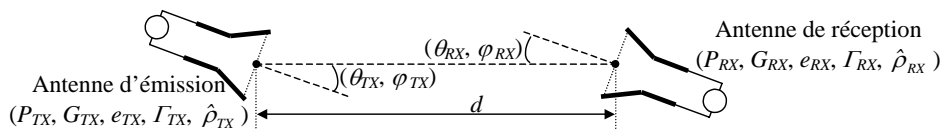


Fig. 3.6. Transmission entre deux antennes non alignées

En supposant que l'antenne d'émission est initialement isotropique, la densité de puissance surfacique rayonnée isotropique à une distance  $d$  est donnée par la relation suivante :

$$W_0 = e_{TX} \frac{P_{aTX}}{4\pi d^2} \quad (3.13)$$

où  $P_{aTX}$  est la puissance acceptée par l'antenne d'émission et  $e_{TX}$  son efficacité de rayonnement.

Pour une antenne d'émission non isotropique, la densité de puissance dans la direction  $(\theta_{TX}, \varphi_{TX})$  peut être écrite sous la forme :

$$W_{TX} = \frac{P_{aTX} G_{aTX}(\theta_{TX}, \varphi_{TX})}{4\pi d^2} = e_{TX} \frac{P_{aTX} D_{TX}(\theta_{TX}, \varphi_{TX})}{4\pi d^2} \quad (3.14)$$

où  $G_{aTX}(\theta_{TX}, \varphi_{TX})$  est le gain et  $D_{TX}(\theta_{TX}, \varphi_{TX})$  la directivité de l'antenne d'émission dans la direction  $\theta_{TX}, \varphi_{TX}$ .

La puissance totale délivrée par l'antenne de réception dans la charge  $P_L$  s'écrit :

$$P_L = W_{TX} S_{eRX} \quad (3.15)$$

avec la surface effective de l'antenne de réception  $S_{eRX}$  donnée par :

$$S_{eRX} = e_{pol} \rho_{RX} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{rRX}(\theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.16)$$

En combinant les équations (3.14), (3.15) et (3.16), le rapport entre la puissance reçue et la puissance acceptée par l'antenne d'émission est :

$$\frac{P_L}{P_{aTX}} = e_{pol} e_{TX} D_{TX}(\theta_{TX}, \varphi_{TX}) \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 e_{RX} \rho_{RX} D_{RX}(\theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.17)$$

Or, la puissance acceptée par l'antenne d'émission est liée à la puissance émise par le générateur,  $P_G$ , par l'expression suivante :

$$P_{aTX} = (1 - |\Gamma_{TX}|^2) P_G = \rho_{TX} P_G \quad (3.18)$$

Ainsi finalement le rapport entre la puissance reçue et la puissance délivrée par le générateur est :

$$\frac{P_L(f)}{P_G(f)} = e_{pol} e_{TX}(f) \rho_{TX}(f) D_{TX}(f, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 e_{RX}(f) \rho_{RX}(f) D_{RX}(f, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.19)$$

qui constitue l'équation générale de transmission de Friis (la variable fréquence  $f$  étant précisée ici).

Le terme  $(\lambda / 4\pi d)^2$  est appelée facteur de perte de l'espace libre ( $L_{FS}$ ) et il rend compte des pertes dues à l'étalement sphérique de l'énergie par l'antenne. Dans un cas idéal (adaptations d'impédance et de polarisation, et antennes alignées), elle se réduit à l'expression classique suivante :

$$\frac{P_L(f)}{P_G(f)} = G_{TX}(f) \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_{RX}(f) \quad (3.20)$$

Enfin Fig. 3.7 illustre schématiquement le bilan de puissance décrit par l'équation de Friis.

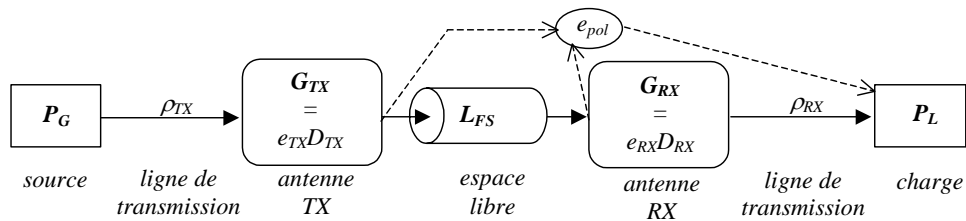


Fig. 3.7. Schématisation du bilan d'une transmission dans l'espace libre

### 3.1.4. Comment mesurer les caractéristiques des antennes ?

Les antennes sont classiquement caractérisées à l'aide d'un analyseur de réseaux qui permet notamment de mesurer le coefficient de réflexion, la bande passante, le diagramme de rayonnement et le gain, cela par l'intermédiaire des paramètres  $S$ .

Il faut savoir que ces paramètres  $S$  proposent une solution à la caractérisation des circuits linéaires aux fréquences micro-ondes (hyperfréquences). En effet, au-dessus d'environ  $100\text{ MHz}$  les paramètres des matrices impédance et admittance classiquement utilisées pour caractériser les quadripôles linéaires ne peuvent plus être mesurées. Les conditions de circuit ouvert ou de court-circuit nécessaires pour les déterminer ne sont plus assurées en raison des capacités et des inductances parasites. De plus dans le cas de quadripôles avec gain, des problèmes de stabilité se posent également. Ces matrices sont donc inadaptées en hautes fréquences. La matrice  $S$  présente alors l'avantage d'être mesurable sur entrée et sortie adaptées, usuellement à  $50\ \Omega$ , à l'aide d'un analyseur de réseau (calibré !) pour des fréquences allant de quelques dizaines de  $\text{MHz}$  jusqu'à plus de  $110\text{ GHz}$ . Pour tenir compte des aspects « phase », il sera nécessaire de disposer d'un analyseur vectoriel de réseaux permettant de relever les grandeurs complexes des paramètres.

Des aspects théoriques sur la théorie de description des quadripôles en paramètres  $S$  sont rappelés en annexe C1. Retenons que le paramètre  $S_{11}$  peut-être considéré comme équivalent au coefficient de réflexion, qu'en général la bande passante de l'antenne est définie en fonction de l'adaptation de ce paramètre (gamme de fréquence où  $S_{11}$  est inférieur à  $-10\text{ dB}$ ) et que le paramètre  $S_{21}$  permet de déterminer le diagramme de rayonnement ainsi que le gain. Le dernier paragraphe de ce chapitre montrera plus précisément et à partir de plusieurs exemples comment exploiter les paramètres  $S$  pour caractériser une antenne.

### 3.1.5. Conclusion

Ce paragraphe a présenté les principaux paramètres généralement utilisés pour caractériser les antennes. Nous avons vu qu'elles peuvent être modélisées par des circuits électriques mais aussi décrites par des paramètres de rayonnement, caractérisées par leurs propriétés de transmission ou encore étudiées comme des réseaux définis par les paramètres  $S$ .

Dans le cas des antennes UWB il est nécessaire d'introduire une caractérisation complémentaire pour tenir compte de leurs propriétés spécifiques comme nous le verrons dans la suite.

La conception des antennes UWB ne sera pas abordée. Notons que les antennes UWB sont confrontées aux mêmes contraintes (coût, taille, intégration, etc.) que les antennes à bande étroite auxquelles se rajoutent des difficultés liées à la largeur de bande nécessaire. Par exemple, une mauvaise adaptation d'impédance a pour conséquence d'augmenter les pertes par réflexion mais aussi d'engendrer une distorsion des impulsions. Les variations du centre de phase (c'est-à-dire l'origine de l'onde sphérique rayonnée par une antenne) en fonction de la fréquence entraînent également une déformation des impulsions. Ainsi les antennes UWB sont plus difficiles à concevoir. Idéalement, elles devraient présenter une adaptation sur toute la bande dans laquelle elles doivent fonctionner, généralement un rayonnement omnidirectionnel, ne pas être dispersives, être petites et de faible coût.

Quelques antennes UWB existent déjà. L'annexe C2 présente un aperçu rapide de la structure des antennes, des difficultés de conception dans le contexte UWB et des différents types d'antennes UWB couramment rencontrés dans la littérature.

## 3.2. Présentation de la problématique

Dans une transmission UWB, les antennes jouent un rôle essentiel dans la formation du signal du fait de leurs caractéristiques et de leurs interactivités avec les autres éléments de la chaîne (interfaces). La caractérisation des antennes UWB nécessite de faire appel à de nouveaux paramètres spécifiques. Cependant les antennes UWB restent des antennes, et les paramètres classiques sont toujours utiles pour les caractériser. Ainsi, il est d'abord nécessaire d'adapter leur prise en compte habituelle. Par exemple pour caractériser le rayonnement d'une antenne UWB fonctionnant dans la bande [3,1-10,6 GHz], il sera nécessaire de disposer de plusieurs diagrammes de rayonnement pour plusieurs fréquences de la bande considérée. Ensuite pour tenir compte du transfert d'énergie mais aussi des propriétés de rayonnement, une caractérisation complémentaire vise à décrire les antennes comme des filtres fréquentiels directifs et dispersifs, à analyser leur comportement temporel et spatial, et à quantifier les distorsions subies par les impulsions émises et reçues.

Parmi les nouvelles méthodes proposées dans la littérature pour caractériser les antennes UWB, plusieurs concernent l'extension d'approches connues en bande étroite ou modérée : modélisation de l'impédance d'entrée (§3.3.1), modélisation analytique de l'antenne (§3.3.2), ou encore établissement d'un bilan de liaison (§3.3.3). Par ailleurs, de nombreuses études envisagent une description de type « système » pour modéliser les antennes UWB, c'est-à-dire une représentation par fonction de transfert (réponse en fréquence) et réponse impulsionnelle associée (réponse en temps), (§3.4). Enfin, la caractérisation des antennes UWB exploite également les travaux récents concernant la caractérisation temporelle des antennes qui ont donné lieu à l'introduction de plusieurs indicateurs spécifiques (§3.5).

Les paragraphes suivants détaillent et complètent ces différents points. La dernière partie du chapitre est alors consacrée à une illustration de ces notions à l'aide de résultats expérimentaux basés sur plusieurs antennes.

## 3.3. Aperçu des méthodes classiques de caractérisation des antennes étendues dans le cas UWB

### 3.3.1. Modélisation électrique de l'impédance d'une antenne

La recherche d'un circuit électrique équivalent à l'impédance d'entrée d'une antenne est une problématique classique dans la recherche des caractéristiques électriques des antennes. Dans les cas simples (typiquement en bande étroite pour une antenne résonnante), le circuit électrique équivalent à l'impédance de l'antenne est un circuit RLC série ou parallèle. En particulier, la résistance du circuit (qui correspond à la résistance de rayonnement en série avec la résistance liée aux pertes) permet de déduire quasi-immédiatement la puissance rayonnée par l'antenne. Il est aussi possible d'intégrer ce modèle d'impédance de l'antenne dans un simulateur « circuits » (de type SPICE) pour tenir compte de l'interface antenne/circuit. Une synthèse très générale des différentes méthodes de modélisation électrique de l'impédance des antennes est présentée dans le cas bande étroite et large bande dans [3.6].

Dans le cas des antennes UWB, des modélisations de ce type ont été également envisagées. Par exemple, [3.7] propose de modéliser par l'une des cellules élémentaires de Foster représentées ci-dessous (Fig. 3.8) des antennes omnidirectionnelles adaptées aux systèmes UWB opérant à des fréquences inférieures à 960 MHz. A partir du schéma électrique équivalent de l'antenne, ici très simple, le champ rayonné par l'antenne peut ainsi être déduit de la tension aux bornes de la résistance  $R_2$ .

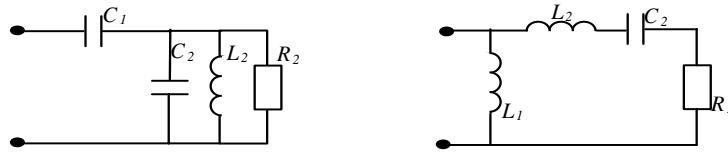


Fig. 3.8. Cellules élémentaires de Foster

Par ailleurs, [3.8] présente la modélisation d'une antenne UWB résonnant à 1,25 GHz et à faible facteur de qualité ( $Q \approx 5$ ) par un simple circuit résonant série RLC. Ces deux modélisations semblables sont intéressantes puisqu'elles conduisent à un circuit électrique simple. Cependant, les antennes considérées sont spéciales et dédiées à des fréquences moins importantes que celles classiquement rencontrées en UWB.

Pour les antennes UWB fonctionnant dans la bande [3,1-10,6 GHz] des modèles électriques plus complexes sont requis. [3.9] propose de considérer plusieurs circuits RLC parallèle placés en série entre eux et avec une cellule LC, comme l'illustre Fig. 3.9.

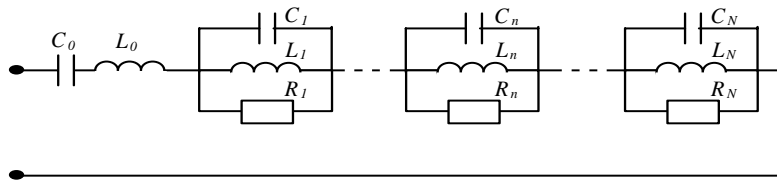


Fig. 3.9. Circuit équivalent de l'impédance de l'antenne

L'impédance d'entrée est alors donnée par l'expression suivante :

$$Z(\omega) = j \frac{L_0 C_0 \omega^2 - 1}{C_0 \omega} + \sum_{n=1}^N \frac{j R_n L_n \omega}{R_n (1 - L_n C_n \omega^2) + j L_n \omega} \quad (3.21)$$

Les valeurs des composants sont alors calculées par une méthode itérative. Cependant devant la complexité du problème seule la partie réelle de l'impédance est prise en compte pour calculer les composantes  $R_n, L_n$ .

Dans le cas des antennes UWB, la littérature sur ce sujet est assez pauvre et il nous a semblé que cette approche n'avait pas trop été considérée certainement parce que les circuits électriques équivalents deviennent rapidement complexes et peu exploitables. Il faut toutefois noter que nous compléterons la bibliographie sur le sujet dans le chapitre 5, où nous proposerons d'exploiter les études à venir (chapitre 4) pour déterminer un tel circuit électrique équivalent.

### 3.3.2. Caractérisation par modélisation analytique

A l'exception des antennes canoniques comme les dipôles ou les antennes patch rectangulaires, l'expression du champ électrique n'est généralement pas développable analytiquement et ne peut être déterminée que par des simulations. Cependant plusieurs études ont montré qu'il est possible de modéliser des structures d'antennes complexes en utilisant plusieurs éléments basiques linéaires associés. Ainsi la modélisation analytique d'une simple antenne filaire peut être exploitée pour déduire celle d'une antenne plus complexe considérée comme l'association d'éléments discrets. Cette approche a été utilisée pour modéliser des antennes UWB. Par exemple, [3.10] montre qu'il est possible de modéliser une antenne « diamant » de cette façon et souligne de plus que cette approche peut permettre également d'améliorer le design de l'antenne pour obtenir de meilleures performances. Dans [3.11], plusieurs antennes UWB (dipôle en « V », antenne papillon et antenne

cornet) sont aussi modélisées à partir d'éléments filaires et une modélisation analytique est donc obtenue. En émission, une expression temporelle du champ électrique rayonné dans l'espace est ainsi déterminée en fonction de la distribution de courant appliquée à l'antenne. En réception, l'expression du courant induit dans l'antenne est déterminée en fonction du champ incident. Cette modélisation offre la possibilité de considérer alors une liaison complète en espace libre où les antennes sont face à face et en champ lointain. Enfin, l'article donne la perspective d'étendre cette approche à un canal plus complexe en intégrant un modèle statistique simulant un environnement à trajets multiples entre les antennes.

Cette approche de caractérisation par modélisation analytique est intéressante parce qu'elle permet d'approfondir les phénomènes physiques impliqués et d'étudier l'influence d'un grand nombre de paramètres. Cependant, elle reste limitée par la nécessité de modéliser l'antenne à partir d'éléments filaires et est donc difficilement généralisable à une antenne de forme quelconque.

### 3.3.3. Etablissement d'un bilan de liaison

Comme présenté dans le premier paragraphe, un bilan de liaison du type de l'équation de transmission de Friis est très souvent utilisé pour caractériser un système de communication. Plusieurs démarches dans ce sens ont été proposées dans la littérature pour l'UWB afin de déterminer le module ou la valeur maximale de la tension reçue en fonction de la tension d'excitation.

Afin d'estimer le bilan de liaison en espace libre d'un canal IR-UWB, [3.12] (partie théorique) et [3.13] (partie expérimentale de validation) présentent une approche basée sur l'extension de l'équation de transmission de Friis. La relation proposée prend en compte à la fois la forme d'onde transmise et les imperfections des antennes et est donnée par l'expression suivante :

$$H_{e-Friis}(f) = \frac{V_L(f)}{E_G} = H_{CH}(f)H_G(f)\vec{H}_{TX}(f, \theta, \varphi)\vec{H}_{RX}(f, \theta, \varphi) \quad (3.22)$$

où  $H_{e-Friis}(f)$  correspond au rapport entre le spectre de la tension reçue à l'antenne de réception  $V_L(f)$  et l'énergie de l'impulsion  $E_G$ .  $H_{CH}(f)$  est la fonction de transfert du canal espace libre,  $\vec{H}_{TX}(f, \theta, \varphi)$  et  $\vec{H}_{RX}(f, \theta, \varphi)$  sont respectivement les fonctions de transfert vectorielles de l'antenne d'émission et l'antenne de réception.  $H_G(f)$  est le filtre de mise en forme normalisé (d'énergie unitaire) tel que la tension d'excitation  $V_G(t)$  soit donnée par

$$V_G(t) = E_G \delta(t) * H_G(f) \quad (3.23)$$

où  $\delta(t)$  correspond à la distribution de Dirac. Le récepteur est supposé constitué d'un filtre adapté normalisé de fonction de transfert  $H_{MF}(f)$  prenant en compte les différents éléments intervenant dans la chaîne de communication (mise en forme de l'impulsion, antennes et canal) qui est défini par la relation :

$$H_{MF}(f) = \frac{H_{e-Friis}^*(f)}{\left( \int_{-\infty}^{+\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df \right)^{1/2}} \quad (3.24)$$

Ce récepteur est suivi par un détecteur d'amplitude. Le pic de la tension obtenue en sortie  $v_{MF}(t)$ , peut alors être estimé par la relation suivante :

$$\max_t v_{MF}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_{MF}(f) df = \left( \int_{-\infty}^{+\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df \right)^{1/2} \quad (3.25)$$

L'idée proposée dans [3.14] est assez semblable à la précédente mais la démarche est différente. L'approche proposée considère que le canal radio UWB est idéal, constitué de deux antennes mutuellement en champ lointain et placées dans l'espace libre. L'étude s'appuie sur les schémas équivalents électriques classiques des antennes (Fig. 3.2 et Fig. 3.3) et montre que le module de la tension reçue  $|V_L(f)|$  est lié à celui de la tension d'excitation  $|V_G(f)|$  par la relation suivante :

$$|V_L(f)| = \left( \frac{c}{4\pi d} \frac{\sqrt{G_{TX}(f)G_{RX}(f)}}{f} \right) |V_G(f)| \quad (3.26)$$

où  $G_{TX}(f)$  et  $G_{RX}(f)$  sont respectivement le gain des antennes d'émission et de réception,  $d$  la distance entre les deux antennes,  $f$  la fréquence et  $c$  est la vitesse de la lumière. A partir de cette relation, les tensions reçues pic à pic sont calculées en fonction de plusieurs formes d'onde excitatrices (impulsion rectangulaire, impulsion gaussienne et monocycle de Rayleigh) et de deux types d'antennes en émission et en réception.

Un inconvénient majeur des méthodes précédentes est de raisonner en valeurs absolues. Ce choix se justifie parce que l'objectif est d'établir un bilan de liaison et ainsi ce sont les gains qui sont considérés. Dans la suite, nous allons voir qu'il est possible de généraliser l'approche en raisonnant en grandeurs complexes et de déterminer ainsi le bilan de transmission sans perte d'information, c'est-à-dire en conservant l'accès au gain mais aussi à la phase.

### 3.4. Modélisation « système »

#### 3.4.1. Introduction

La modélisation la plus souvent rencontrée dans la littérature pour caractériser une antenne UWB ou un système d'antennes UWB est de considérer un système linéaire et invariant dans le temps équivalent auquel est associée une fonction de transfert et une réponse impulsionnelle.

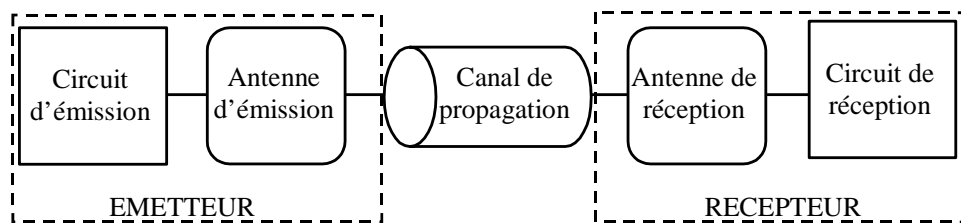


Fig. 3.10. Schéma bloc d'un système de communication radio

De très nombreuses variantes sont proposées [3.15]-[3.24] et la plupart posent le problème de façon assez semblable en considérant un canal radio idéal comme représenté Fig. 3.11. Ce canal est constitué d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception situées en espace libre et mutuellement en champ lointain (propagation directe sans trajets multiples).

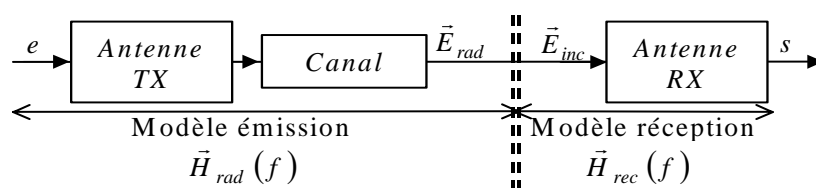


Fig. 3.11. Principe de la modélisation du canal radio UWB idéal

Cette vision étant posée, les différentes méthodes se distinguent principalement par le type d'approche mais aussi par les hypothèses sur les conditions d'adaptation d'impédances.

La première approche consiste à décomposer en deux parties distinctes le canal permettant de considérer de façon indépendante l'émission (modèle TX) et la réception (modèle RX). Cette approche s'appuie principalement sur les relations liant les grandeurs électriques et électromagnétiques mises en jeu. Elle prend en compte les modèles équivalents électriques des antennes (Fig. 3.2 et Fig. 3.3). Les résultats proposés dans la littérature sont souvent normalisés ou supposent les adaptations d'impédance réalisées. Une fois les deux modèles obtenus (modèle TX et modèle RX), ils sont associés pour obtenir un modèle de la transmission complète.

La seconde approche rencontrée s'appuie sur la théorie des réseaux. Le canal RF idéal (antennes et espace libre) est alors considéré comme un réseau à deux ports et la transmission est caractérisée en paramètres  $S$ . Cette approche est généralement plus complète que la précédente parce qu'elle tient compte (plus facilement) des problèmes d'adaptation d'impédances.

Dans ce contexte notre objectif a été de dégager une approche très générale permettant de prendre en compte la globalité des différents cas particuliers généralement traités. La contrainte principale était alors de déterminer une approche générale et une représentation synthétique des résultats obtenus. Au fil des développements, nous apportons aussi une analyse sur le comportement physique des « objets » modélisés.

Plus familiarisés à l'électronique basse fréquence, nous allons commencer en nous appuyant sur la théorie des antennes et les schémas équivalents électriques associés, en développant des modèles tenant compte du contexte, c'est-à-dire des circuits émetteur et récepteur présents dans la chaîne de communication. Ensuite nous comparons les résultats obtenus à ceux de la théorie des réseaux et de la description en paramètres  $S$ . Il s'agit alors d'extraire des modèles obtenus de nouveaux modèles qui soient équivalents et décrits en paramètres  $S$  de sorte à offrir la perspective de les déterminer expérimentalement.

Enfin, notons dès à présent que si la caractérisation présentée est particulièrement pertinente dans le cas UWB, elle reste générale quel que soit le type des antennes considérées.

### 3.4.2. Développement de la modélisation

#### 3.4.2.1. Mise en forme du problème

L'approche proposée s'appuie sur le modèle équivalent électrique classique des antennes utilisées en émission et en réception repris ici par Fig. 3.12. L'émission est modélisée par un générateur de Thévenin ( $V_G, Z_G$ ) correspondant à l'excitateur avec en série l'impédance  $Z_A$ , impédance d'entrée de l'antenne d'émission. La réception est modélisée de façon semblable. Le générateur de Thévenin ( $V_{OC}, Z_A$ ) correspond au modèle de l'antenne en réception et l'impédance  $Z_L$  la charge appliquée aux bornes de cette antenne. Précisons que les courants ( $I, I_L$ ) et les tensions ( $V_G, V_{OC}$ ) sont des grandeurs « pic » et de plus sont des nombres complexes. D'autre part, les impédances sont aussi complexes et considérées de la forme suivante  $Z_n = R_n + iX_n$  (où l'indice «  $n$  » indique l'impédance considérée  $Z_G, Z_A$  ou  $Z_L$ ). Enfin en toute généralité, ces grandeurs sont fonction également de la fréquence mais pour alléger les écritures cette dépendance sera généralement implicite.



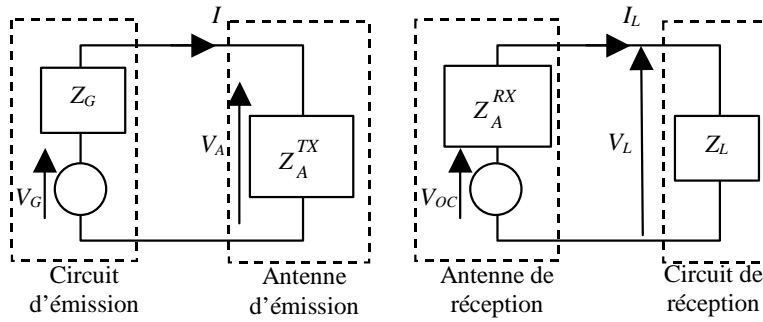


Fig. 3.12. Circuits électriques équivalents des antennes en émission et en réception

Quelques relations simples peuvent être dès à présent établies qui seront utilisées dans la suite. En introduisant les coefficients de réflexion  $\Gamma_{TX}$  (côté émission) et  $\Gamma_{RX}$  (côté réception) définis par :

$$\Gamma_{TX} = \frac{Z_A^{TX} - Z_G^*}{Z_A^{TX} + Z_G} \quad (3.27)$$

$$\Gamma_{RX} = \frac{Z_A^{RX} - Z_L^*}{Z_A^{RX} + Z_L} \quad (3.28)$$

Le courant  $I$  et la tension  $V_{OC}$  peuvent s'exprimer de la façon suivante :

$$I = \frac{V_G}{Z_A^{TX} + Z_G} = \frac{V_G}{2R_G} (1 - \Gamma_{TX}) \quad (3.29)$$

$$V_{oc} = \frac{(Z_A^{RX} + Z_L)}{Z_L} V_L = \frac{2R_L}{Z_L(1 - \Gamma_{RX})} V_L \quad (3.30)$$

A partir de cette modélisation électrique et en utilisant les relations électromagnétiques de la théorie des antennes [3.1], des expressions analytiques peuvent être développées simplement en raisonnant dans l'espace des fréquences.

### 3.4.2.2. Modèle en émission

La modélisation en émission consiste à tenir compte de l'antenne et du canal conjointement (Modèle TX de Fig. 3.11). Ainsi le système considéré à l'émission est équivalent au transfert {entrée–champ rayonné}. Ce système est alors modélisé dans le domaine des fréquences par une fonction de transfert vectorielle  $\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$ .

Or dans l'espace libre, et en supposant les conditions de champ lointain vérifiées, le champ électrique rayonné  $\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  par une antenne à une distance  $d$  s'écrit comme une fonction du vecteur longueur effective  $\vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  de la façon suivante [3.1] :

$$\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} I(\omega) \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \quad (3.31)$$

avec

- $\omega$  la pulsation ou fréquence angulaire ;
- $c$  la célérité de la lumière ;
- $Z_0$  l'impédance caractéristique du vide telle que  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 120\pi$  où  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  sont

respectivement la permittivité du vide et la perméabilité du vide ;

- $d$  la distance entre le point d'observation et l'antenne ;
- $I$  le courant d'excitation entrant dans l'antenne ;
- $\theta$  et  $\varphi$  respectivement les angles d'azimut et d'élévation ; ils permettent de prendre en compte les effets directionnels et spatiaux.

Rappelons également que le vecteur d'onde  $k$  est défini tel que :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{\omega}{c} \quad (3.32)$$

avec  $\lambda$  la longueur d'onde.

Ainsi en fonction de la grandeur d'entrée considérée, nous obtenons l'expression de  $\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  comme présenté par Tab. 3.1.

Entrée	Expression de $\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$
Courant $I$	$\vec{H}_{rad}^{(I)}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = \frac{\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{I(\omega)} = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \quad (3.33)$
Tension $V_A$	$\vec{H}_{rad}^{(V_A)}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = \frac{\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{V_A(\omega)} = j \frac{\omega}{c} \frac{Z_0}{Z_A^{TX}} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \quad (3.34)$
Tension $V_G$	$\vec{H}_{rad}^{(V_G)}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = \frac{\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{V_G(\omega)} = j \frac{\omega}{c} \frac{Z_0}{Z_A^{TX} + Z_G} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \quad (3.35)$
Quelconque notée $e$	$\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = \frac{\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{e(\omega)} = j \frac{\omega}{c} \Lambda_{TX} Z_0 \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) \quad (3.36)$
	$\Lambda_{TX} = I, \frac{1}{Z_A^{TX}} \text{ ou } \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} \text{ respectivement pour } e = I, V_A \text{ ou } V_G$

Tab. 3.1. Expression de la fonction de transfert du modèle en émission  $\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$

Ainsi la réponse impulsionnelle vectorielle  $\vec{h}_{rad}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  est donnée par la relation suivante :

$$\vec{h}_{rad}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX}) = \overline{TF}[\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})] = \frac{\Lambda_{TX}}{4\pi d c} Z_0 \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) * \frac{d\vec{h}_{e_{TX}}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{dt} \quad (3.37)$$

Le passage de la fonction de transfert à la réponse impulsionnelle s'effectue facilement à partir de la transformée de Fourier inverse (opérateur noté  $\overline{TF}$ ) en utilisant en particulier les relations connues suivantes :

$$\overline{TF}\left[e^{-j\omega \frac{d}{c}}\right] = \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad (3.38)$$

$$\overline{TF}\left[j\omega \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})\right] = \frac{d\vec{h}_{e_{TX}}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})}{dt} \quad (3.39)$$

La réponse impulsionnelle du modèle d'émission  $\vec{h}_{rad}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  est donc reliée à la dérivée de la longueur effective  $\vec{h}_{e_{TX}}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  qui caractérise l'antenne d'émission. Il faut noter en particulier que la convolution par la distribution de Dirac traduit le retard de l'onde se propageant de l'antenne au point d'observation et que l'amplitude de la réponse impulsionnelle décroît en  $1/d$ .

La forme temporelle de l'impulsion émise correspond à la convolution de l'impulsion d'excitation avec la réponse impulsionnelle de l'antenne. L'antenne déforme donc l'impulsion émise. Pour ne pas avoir de déformation, la réponse impulsionnelle de l'antenne doit être une distribution de Dirac, autrement dit la longueur effective doit être égale à une fonction échelon. Ce problème n'apparaît pas en bande étroite, puisque tout élément linéaire transforme une sinusoïde en une autre sinusoïde.

Enfin, si en entrée est considérée une tension, l'étude dimensionnelle des équations (3.36) et (3.37) montre que  $\vec{H}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  s'exprime en  $[m^{-1}]$  et  $\vec{h}_{rad}(t, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  en  $[m^{-1} \cdot s^{-1}]$  (l'opérateur « transformation de Fourier inverse » entraîne par définition une multiplication par  $[s^{-1}]$  d'un point de vue dimensionnel).

### 3.4.2.3. Modèle en réception

Le système considéré en réception (modèle RX de Fig. 3.11) est équivalent au transfert {champ incident–sortie}. Comme précédemment, il est modélisé par une fonction de transfert vectorielle  $\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  définie par les propriétés électromagnétiques des antennes.

En effet, en vertu du principe de réciprocité, la tension en circuit ouvert  $V_{OC}$  à l'antenne de réception peut s'exprimer en fonction de la longueur effective  $\vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  et du champ incident  $\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  par [3.1] :

$$V_{OC}(\omega) = \vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \cdot \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.40)$$

Ainsi en fonction de la grandeur de sortie considérée, nous obtenons l'expression de  $\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  comme présenté par Tab. 3.2.

Sortie	Expression de $\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$
Tension $V_{OC}$	$\vec{H}_{rec}^{(V_{OC})}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) = \frac{V_{OC}(\omega)}{\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})} = \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.41)$
Tension $V_L$	$\vec{H}_{rec}^{(V_L)}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) = \frac{V_L(\omega)}{\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})} = \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.42)$
Courant $I_L$	$\vec{H}_{rec}^{(I_L)}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) = \frac{I_L(\omega)}{\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})} = \frac{1}{Z_A^{RX} + Z_L} \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.43)$
Quelconque notée $s$	$\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) = \frac{s(\omega)}{\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})} = \Lambda_{RX} \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.44)$

$$\Lambda_{RX} = 1, \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \text{ ou } \frac{1}{Z_A^{RX} + Z_L} \text{ respectivement pour } s = V_{OC}, V_L \text{ ou } I_L$$

Tab. 3.2. Expression de la fonction de transfert du modèle en émission  $\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$

Dans le domaine temporel, la réponse impulsionnelle vectorielle  $\vec{h}_{rec}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  s'écrit alors :

$$\vec{h}_{rec}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) = \Lambda_{RX} \vec{h}_{e_{RX}}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX}) \quad (3.45)$$

La réponse impulsionnelle  $\vec{h}_{rec}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  est alors directement proportionnelle à la longueur effective  $\vec{h}_{e_{RX}}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  qui caractérise l'antenne de réception. Ainsi, en réception l'impulsion incidente sera également déformée à moins que la longueur effective ne soit égale à un Dirac, ce qui ne peut être le cas en pratique. Au niveau des dimensions et en considérant en sortie une tension,  $\vec{H}_{rec}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  s'exprime en  $[m]$  et  $\vec{h}_{rec}(t, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  en  $[m \cdot s^{-1}]$ .

#### 3.4.2.4. Modèle de la transmission

En supposant alors que le champ rayonné  $\vec{E}_{rad}(\omega, \theta_{TX}, \varphi_{TX})$  et le champ incident  $\vec{E}_{inc}(\omega, \theta_{RX}, \varphi_{RX})$  sont égaux (même module et même direction), les modèles établis pour l'émission et la réception peuvent s'associer de la façon suivante pour donner la fonction de transfert du canal radio  $H(\omega, \theta, \varphi)$ .

$$H(\omega, \theta, \varphi) = \vec{H}_{rec}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \vec{H}_{rad}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.46)$$

$$H(\omega, \theta, \varphi) = \frac{s(\omega)}{e(\omega)} = \frac{s(\omega)}{E_{inc}(\omega, \theta, \varphi)} \cdot \frac{E_{rad}(\omega, \theta, \varphi)}{e(\omega)} \quad (3.47)$$

$$H(\omega, \theta, \varphi) = j \frac{\omega}{c} Z_0 \Lambda_{TX} \Lambda_{RX} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \vec{h}_{e_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.48)$$

Ainsi cette expression (3.48) fournit une description très générale de la transmission qui prend en compte plusieurs entrées et sorties possibles pour le système (Tab. 3.3).

$e$	$I$	$V_A$	$V_G$
$\Lambda_{TX}$	$1$	$\frac{1}{Z_A^{TX}}$	$\frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} = \frac{(1 - \Gamma_{TX})}{2R_G}$
$s$	$V_{OC}$	$V_L$	$I_L$
$\Lambda_{RX}$	$1$	$\frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} = \frac{Z_L(1 - \Gamma_{RX})}{2R_L}$	$\frac{1}{Z_A^{RX} + Z_L} = \frac{(1 - \Gamma_{RX})}{2R_L}$

Tab. 3.3. Coefficients de (3.48) en fonction de l'entrée et de la sortie considérée

En temps, la réponse impulsionnelle de la transmission  $h(t, \theta, \varphi)$  est donnée par le produit de convolution des deux réponses impulsionnelles  $\vec{h}_{rad}(t, \theta, \varphi)$  et  $\vec{h}_{rec}(t, \theta, \varphi)$  soit :

$$h(t, \theta, \varphi) = \vec{h}_{rad}(t, \theta, \varphi) * \vec{h}_{rec}(t, \theta, \varphi) \quad (3.49)$$

$$= \frac{\Lambda_{TX} \Lambda_{RX}}{4\pi d c} \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) * \frac{d\vec{h}_{e_{TX}}(t, \theta, \varphi)}{dt} * \vec{h}_{e_{RX}}(t, \theta, \varphi) \quad (3.50)$$

Toujours en considérant des tensions comme grandeurs d'entrée et de sortie du système, la fonction de transfert de transmission  $H(\omega, \theta, \varphi)$  apparaît sans dimension et la réponse impulsionnelle  $h(t, \theta, \varphi)$  correspondante est homogène à des  $[s^{-1}]$ .

### 3.4.2.5. Eléments de conclusion

La modélisation présentée est intéressante parce qu'elle prend en compte à la fois tous les effets dispersifs qui résultent d'une structure d'antenne particulière mais aussi considère les adaptations d'impédance en incluant le réseau d'alimentation. Ainsi à partir de cette approche, il est facile de déduire les équations régissant la transmission dans diverses configurations selon l'entrée et la sortie prise en compte, et les conditions d'adaptation. Il faut noter aussi que les fonctions de transfert introduites sont vectorielles (notion de polarisation considérée) et complexes (pour tenir compte de la phase). De plus, comme le montre les expressions précédentes, la longueur effective de l'antenne joue un grand rôle dans la modélisation.

### 3.4.3. Relation avec la relation de transmission de Friis

Considérons comme entrée la tension du générateur  $V_G$  et comme sortie la tension aux bornes de la charge  $V_L$ . Alors en faisant intervenir les coefficients de réflexion  $\Gamma_{TX}$  et  $\Gamma_{RX}$ , (3.48) s'écrit :

$$H(\omega, \theta, \varphi) = \frac{V_L}{V_G} = j \frac{\sqrt{R_A^{TX}} \sqrt{R_A^{RX}} Z_L}{2R_G R_L} \frac{\pi Z_0}{\lambda^2 \sqrt{R_A^{TX}} \sqrt{R_A^{RX}}} (1 - \Gamma_{TX})(1 - \Gamma_{RX}) \vec{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \vec{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \lambda \frac{e^{-j\omega d/c}}{4\pi d} \quad (3.51)$$

Par ailleurs, la puissance maximum transmise  $P_T$  et la puissance reçue  $P_R$  sont données par définition par les équations suivantes :

$$P_T = \frac{|V_G|^2}{8R_G} \quad (3.52)$$

$$P_R = \frac{1}{2} R_e(V_L I_L^*) = \frac{1}{2} \frac{R_L}{|Z_L|^2} |V_L|^2 \quad (3.53)$$

Le rapport entre ces puissances s'écrit comme :

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{|V_L|^2}{|V_G|^2} \frac{4R_L R_G}{|Z_L|^2} \quad (3.54)$$

En intégrant (3.51) dans (3.54), l'équation de transmission de Friis est obtenue sous la forme suivante (équivalente à (3.19)) :

$$\frac{P_R}{P_T} = e_{pol} \left( 1 - |\Gamma_{TX}|^2 \right) \left( 1 - |\Gamma_{RX}|^2 \right) G_{TX} G_{RX} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.55)$$

où les gains sont donnés (par définition) par les expressions suivantes :

$$G_{TX} = \frac{\pi Z_0}{\lambda^2 R_A^{TX}} |\vec{h}_{TX}|^2 \quad (3.56)$$

$$G_{RX} = \frac{\pi Z_0}{\lambda^2 R_A^{RX}} |\vec{h}_{RX}|^2 \quad (3.57)$$

Ainsi nous démontrons la cohérence de (3.48) avec l'équation générale de transmission de Friis. Cette relation apparaît donc comme plus complète car les termes utilisés sont des grandeurs complexes et il n'y a donc aucune « perte » d'information liée à la phase. D'autre part, cela justifie également la validité des circuits électriques équivalents des antennes (Fig. 3.12) pour décrire la transmission et déduire la puissance reçue mais également la tension reçue comme nous venons de le démontrer.

### 3.4.4. Autre approche de la modélisation

#### 3.4.4.1. Présentation

Afin de mieux séparer les différents éléments du canal RF idéal, nous envisageons une approche différente que précédemment. Elle consiste à prendre en compte séparément les trois blocs de la transmission (Fig. 3.13) : {antenne d'émission}, {canal espace libre} et {antenne de réception}. Chaque bloc est alors considéré comme un système muni d'une fonction de transfert et d'une réponse impulsionnelle.

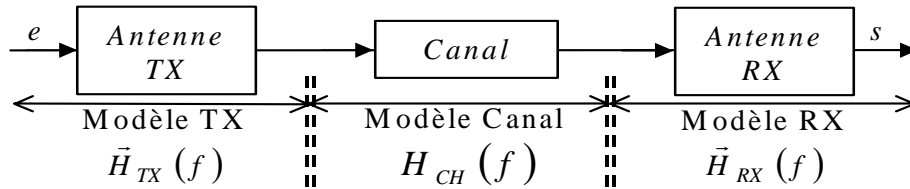


Fig. 3.13. Modélisation proposée pour le canal radiofréquence UWB

Dans l'espace des fréquences, cette représentation consiste à considérer la transmission comme la mise en cascade des trois fonctions de transfert correspondant à chacun des blocs ce qui s'écrit comme suit :

$$H(\omega, \theta, \varphi) = \frac{s(\omega)}{e(\omega)} = \vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \cdot H_{CH}(\omega) \cdot \vec{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.58)$$

ou dans l'espace des temps :

$$h(t, \theta, \varphi) = \frac{s(t)}{e(t)} = \vec{h}_{TX}(t, \theta, \varphi) * h_{CH}(t) * \vec{h}_{RX}(t, \theta, \varphi) \quad (3.59)$$

La fonction de transfert du canal « espace libre »  $H_{CH}(\omega)$  est donnée par l'expression suivante :

$$H_{CH}(\omega) = \frac{\lambda}{4\pi d} e^{-j\omega \frac{d}{c}} = \frac{c}{2\omega d} e^{-j\omega \frac{d}{c}} \quad (3.60)$$

expression dans laquelle se retrouve le facteur de pertes du canal et un déphasage linéaire lié au retard engendré par la propagation dans l'espace libre.

Il reste alors à déterminer les fonctions de transfert  $\vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi)$  et  $\vec{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi)$ .

#### 3.4.4.2. Détermination des fonctions de transfert des antennes

En considérant comme entrée la tension du générateur  $V_G$  et comme sortie la tension aux bornes de la charge  $V_L$ , (3.48) s'écrit directement sous la forme suivante :

$$\frac{V_L}{V_G} = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{1}{Z_A^{TX} + Z_G} \frac{Z_L}{Z_A^{RX} + Z_L} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \vec{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.61)$$

Pour obtenir une expression qui permette de distinguer chacun des trois blocs il faut écrire (3.61) en faisant apparaître le bloc connu (la fonction de transfert du canal « espace libre ») et ensuite envisager des regroupements pour la modélisation de chacun des deux autres blocs.

Plusieurs formulations sont alors envisageables selon comment la longueur d'onde  $\lambda$  est placée dans le modèle. A travers la longueur d'onde, c'est la pulsation (ou la fréquence) qui intervient ( $\lambda = c/f = 2\pi c/\omega$ ), et son influence est donc très importante. Ainsi, la pulsation  $\omega$  peut être :

soit répartie entre l'émission et la réception

$$\frac{V_L^{(1)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \sqrt{\frac{R_0}{Z_G}} \frac{\sqrt{Z_G Z_0}}{Z_G + Z_A^{TX}} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \left( \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \sqrt{\frac{Z_L}{R_0}} \frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L + Z_A^{RX}} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.62)$$

soit placée au niveau de l'émission

$$\frac{V_L^{(2)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \frac{\omega}{2\pi c} \sqrt{\frac{R_0}{Z_G}} \frac{\sqrt{Z_G Z_0}}{Z_G + Z_A^{TX}} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \left( \sqrt{\frac{Z_L}{R_0}} \frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L + Z_A^{RX}} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.63)$$

soit placée dans le terme de réception

$$\frac{V_L^{(3)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{R_0}{Z_G}} \frac{\sqrt{Z_G Z_0}}{Z_G + Z_A^{TX}} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \left( \frac{\omega}{2\pi c} \sqrt{\frac{Z_L}{R_0}} \frac{1}{c} \frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L + Z_A^{RX}} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.64)$$

Dans ces expressions nous avons introduit  $R_0$  qui est une impédance de référence utilisée dans la suite. Il faut remarquer que comme nous avons choisi de noter l'impédance du vide par  $Z_0$  pour souligner sa dimension, il faudra bien distinguer  $R_0$  et  $Z_0$  impédances qui n'ont aucun lien entre elles. Ces expressions peuvent être réécrites plus simplement en introduisant les longueurs effectives normalisées  $\bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi)$  et  $\bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi)$  :

$$\bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\sqrt{Z_G Z_0}}{Z_G + Z_A^{TX}} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1 - \Gamma_{TX}}{2} \frac{\sqrt{Z_G Z_0}}{R_G} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.65)$$

$$\bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{Z_L + Z_A^{RX}} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1 - \Gamma_{RX}}{2} \frac{\sqrt{Z_L Z_0}}{R_L} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.66)$$

Notons que l'idée d'introduire des longueurs effectives normalisées a été induite par [3.15] qui utilise cette écriture pour faire disparaître les impédances et obtenir des expressions plus générales.

De plus en faisant l'hypothèse que les impédances du générateur et de la charge sont égales à l'impédance de référence  $R_0$  c'est-à-dire  $Z_G = Z_L = R_0$ , de sorte à obtenir des fonctions de transfert « normalisées » par rapport à cette impédance, nous obtenons alors les trois expressions suivantes où chacun des blocs peut être clairement identifié :

$$\frac{V_L^{(1)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \left( \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \right) \left( \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.67)$$

$$\frac{V_L^{(2)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \frac{\omega}{2\pi c} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \left( \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \right) \left( \bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.68)$$

$$\frac{V_L^{(3)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \left( \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \right) \left( \frac{\omega}{2\pi c} \bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.69)$$

Et les longueurs effectives normalisées correspondantes se réduisent à :

$$\bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1 - S_{11}}{2} \sqrt{\frac{Z_0}{R_0}} \bar{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.70)$$

$$\bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1 - S_{22}}{2} \sqrt{\frac{Z_0}{R_0}} \bar{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.71)$$

### 3.4.4.3. Critique de l'approche proposée

L'approche présente l'avantage de permettre d'obtenir plusieurs modèles prenant en compte plus ou moins de « blocs ». En effet, il est possible de modéliser soit la transmission totale (lien radio idéal incluant les antennes), soit le canal idéal, soit le système d'antennes (seul), soit l'antenne d'émission, soit l'antenne de réception par un système linéaire et invariant dans le temps caractérisé par une fonction de transfert et une réponse impulsionnelle.

Il reste maintenant à déterminer quel est le choix le plus judicieux pour définir la fonction de transfert des antennes d'émission  $\vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi)$  et de réception  $\vec{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi)$ . Pour la suite, nous supposons que  $Z_G$  et  $Z_L$  sont adaptées à  $Z_A$ .

### Cas de l'approche traditionnelle

Pour comparer avec l'approche traditionnelle, (3.61) peut être réécrite sous une forme semblable aux précédentes et en utilisant les mêmes notations :

$$\frac{V_L^{(o)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \vec{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \left( \vec{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.72)$$

Il faut remarquer qu'il n'y a plus de bloc correspondant au canal car la longueur d'onde  $\lambda$  n'apparaît plus à ce niveau. Par ailleurs, cette approche prend généralement comme référence la réception parce qu'alors la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle sont directement reliées à la longueur effective de l'antenne respectivement exprimée dans le domaine des fréquences par (3.44) et dans le domaine des temps par (3.45). Le gain réalisé<sup>1</sup>  $G_r(\omega, \theta, \varphi)$  de l'antenne est relié par définition à sa longueur effective  $\vec{h}_e(\omega, \theta, \varphi)$  par la relation suivante :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\pi Z_0}{R_A \lambda^2} \left| \vec{h}_e(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 = \frac{Z_0}{4\pi R_A} \frac{\omega^2}{c^2} \left| \vec{h}_e(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.73)$$

Ainsi en fonction de  $\vec{h}_{eN}(\omega, \theta, \varphi)$ , le gain est donné par :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\omega^2}{\pi c^2} \left| \vec{h}_{eN}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.74)$$

où la longueur effective normalisée correspond à l'antenne de réception (si les antennes sont différentes !).

### Première configuration envisagée

La structure de la modélisation présentée par (3.67) s'apparente à celle de (3.72) parce qu'elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{V_L^{(t)}}{V_G} = \left( j \frac{\omega}{c} \vec{\psi}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \left( \frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \right) \left( \vec{\psi}_{RX}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.75)$$

avec :

$$\vec{\psi}(\omega, \theta, \varphi) = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \vec{h}_{eN}(\omega, \theta, \varphi) = \sqrt{\frac{I}{\lambda}} \vec{h}_{eN}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.76)$$

<sup>1</sup> Gain pour lequel l'adaptation d'impédance est supposée réalisée, c'est-à-dire :  $Z_A = R_0$  et donc  $S_{11} = 0$ .



Le vecteur  $\vec{\psi}(\omega, \theta, \varphi)$  n'est toutefois pas homogène à une longueur effective mais de dimension  $[m^{1/2}]$ . Un inconvénient de la modélisation (3.67) est de ne pas faire apparaître directement la longueur effective puisqu'elle est associée à un coefficient multiplicateur dépendant de la pulsation par une fonction non linéaire (racine carrée). Ainsi, il n'existe pas de relation simple dans le domaine des temps entre les réponses impulsionnelles et les longueurs effectives.

Pour deux antennes identiques, les fonctions de transfert d'émission et de réception de (3.67) sont reliées de la façon suivante :

$$\vec{H}_{TX}^{(1)}(\omega) = j \frac{\omega}{c} \vec{H}_{RX}^{(1)}(\omega) \quad (3.77)$$

Et de la même façon dans le domaine des temps, les réponses impulsionnelles s'expriment l'une en fonction de l'autre par :

$$\vec{h}_{TX}^{(1)}(t, \theta, \varphi) = \frac{1}{c} \frac{d\vec{h}_{RX}^{(1)}(t, \theta, \varphi)}{dt} \quad (3.78)$$

Avec l'approche proposée, le gain de l'antenne s'exprime de différentes façons en fonction de la fonction de transfert considérée (émission ou réception) par les relations suivantes :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{2\omega}{c} \left| \vec{H}_{RX}^{(1)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.79)$$

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{2c}{\omega} \left| \vec{H}_{TX}^{(1)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.80)$$

### Deuxième configuration envisagée

Cette option est celle qui répond physiquement au problème. En effet, la fonction de transfert correspondant à l'antenne d'émission et au canal est décomposée en deux fonctions de transfert correspondant à chacun de ces deux blocs. (3.68) présente donc logiquement une fonction de transfert équivalente à celle de (3.72) pour la réception.

Pour des antennes identiques les fonctions de transfert et les réponses impulsionnelles d'émission et de réception sont reliées respectivement par :

$$\vec{H}_{TX}^{(2)}(\omega) = \frac{j\omega^2}{2\pi c^2} \vec{H}_{RX}^{(2)}(\omega) = \frac{j\omega^2}{2\pi c^2} \vec{h}_{eNRX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.81)$$

$$\vec{h}_{TX}^{(2)}(t, \theta, \varphi) = \frac{-j}{2\pi c^2} \frac{d^2 \vec{h}_{RX}^{(2)}(t, \theta, \varphi)}{dt^2} = \frac{-j}{2\pi c^2} \frac{d^2 \vec{h}_{eNRX}(\omega, \theta, \varphi)}{dt^2} \quad (3.82)$$

Le gain est alors obtenu à partir des fonctions de transfert par :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\omega^2}{\pi c^2} \left| \vec{H}_{RX}^{(2)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.83)$$

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{4\pi c^2}{\omega^2} \left| \vec{H}_{TX}^{(2)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.84)$$

### Troisième configuration envisagée

(3.69) conduit à une fonction de transfert équivalente à celle de (3.72) pour l'émission.

Comme précédemment, les fonctions de transfert et les réponses impulsionnelles d'émission et de réception sont :

$$\vec{H}_{TX}^{(3)}(\omega) = \frac{j}{2\pi} \vec{H}_{RX}^{(3)}(\omega) \quad (3.85)$$

$$\bar{h}_{TX}^{(3)}(t, \theta, \varphi) = \frac{j}{2\pi} \bar{h}_{RX}^{(3)}(t, \theta, \varphi) \quad (3.86)$$

et le gain est donné par :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = 4\pi \left| \bar{H}_{RX}^{(3)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.87)$$

$$G_r(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1}{\pi} \left| \bar{H}_{TX}^{(3)}(\omega, \theta, \varphi) \right|^2 \quad (3.88)$$

Avec cette approche les fonctions de transfert permettent d'obtenir de façon semblable le gain à un coefficient constant près (coefficient qui pourrait disparaître avec un choix judicieux de longueur effective normalisée).

### Récapitulatif

Tab. 3.4 résume les résultats de l'analyse précédente. Il présente dans chaque cas la fonction de transfert obtenue pour modéliser chaque bloc, précise sa dimension et donne l'expression du gain selon la modélisation.

Méthode	$\bar{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi)$	$H_{CH}(\omega)$ [-]	$\bar{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi)$	$G_r(\omega, \theta, \varphi)$ [-]
(0)	$j \frac{\omega}{c} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d}$ [m <sup>-1</sup> ]		$\bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [m]	$\frac{\omega^2}{\pi c^2} \left  \bar{H}_{RX}^{(0)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$
(1)	$j \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [m <sup>-1/2</sup> ]	$\frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d}$	$\sqrt{\frac{\omega}{2\pi c}} \bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [m <sup>1/2</sup> ]	$\frac{2\omega}{c} \left  \bar{H}_{RX}^{(1)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$ $\frac{2c}{\omega} \left  \bar{H}_{TX}^{(1)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$
(2)	$j \frac{\omega}{c} \frac{\omega}{2\pi c} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [m <sup>-1</sup> ]	$\frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d}$	$\bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [m]	$\frac{\omega^2}{\pi c^2} \left  \bar{H}_{RX}^{(2)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$ $\frac{4\pi c^2}{\omega^2} \left  \bar{H}_{TX}^{(2)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$
(3)	$j \frac{\omega}{c} \bar{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [-]	$\frac{\lambda e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d}$	$\frac{\omega}{2\pi c} \bar{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi)$ [-]	$4\pi \left  \bar{H}_{RX}^{(3)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$ $\frac{1}{\pi} \left  \bar{H}_{TX}^{(3)}(\omega, \theta, \varphi) \right ^2$

Tab. 3.4. Résumé et comparatif des modélisations envisagées pour le lien radio RF

Dans chaque cas envisagé, le gain peut aussi s'exprimer en fonction des deux fonctions de transfert de la façon suivante :

$$\frac{G_r(\omega, \theta, \varphi)}{2} = \left| \bar{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \right| \left| \bar{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi) \right| \quad (3.89)$$

et donc en décibels de façon équivalente :

$$G_r(\omega, \theta, \varphi)_{dB} - 6 dB = \left| \bar{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \right|_{dB} + \left| \bar{H}_{RX}(\omega, \theta, \varphi) \right|_{dB} \quad (3.90)$$

Volontairement nous n'avons pas tenu compte de considérations physiques initialement. Cependant il faut évidemment noter que l'approche (2) permet d'obtenir le champ rayonné puisqu'elle intègre la fonction de transfert de rayonnement {antenne d'émission + canal} en la décomposant en deux blocs indépendants. Ce résultat était attendu mais le développement précédent est intéressant parce qu'il permet de mettre en évidence d'autres approches même si nous retiendrons l'approche (2) par la suite pour rester cohérent avec le comportement physique. Par ailleurs il faut noter que dans d'autres contextes, il arrive d'envisager des modèles qui s'éloignent de la réalité physique ; ceci a justifié ce regard général.

### 3.4.5. Utilisation des paramètres $S$ dans la modélisation

#### 3.4.5.1. Présentation de l'approche

Une autre approche consiste à considérer l'ensemble du lien RF incluant les antennes comme un réseau à deux ports, c'est-à-dire un quadripôle comme représenté sur Fig. 3.14. Dans cette figure,  $R_0$  représente l'impédance de référence,  $a_i$  et  $b_j$  les ondes incidentes et réfléchies,  $Z_{in}$  et  $Z_{out}$  les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle.

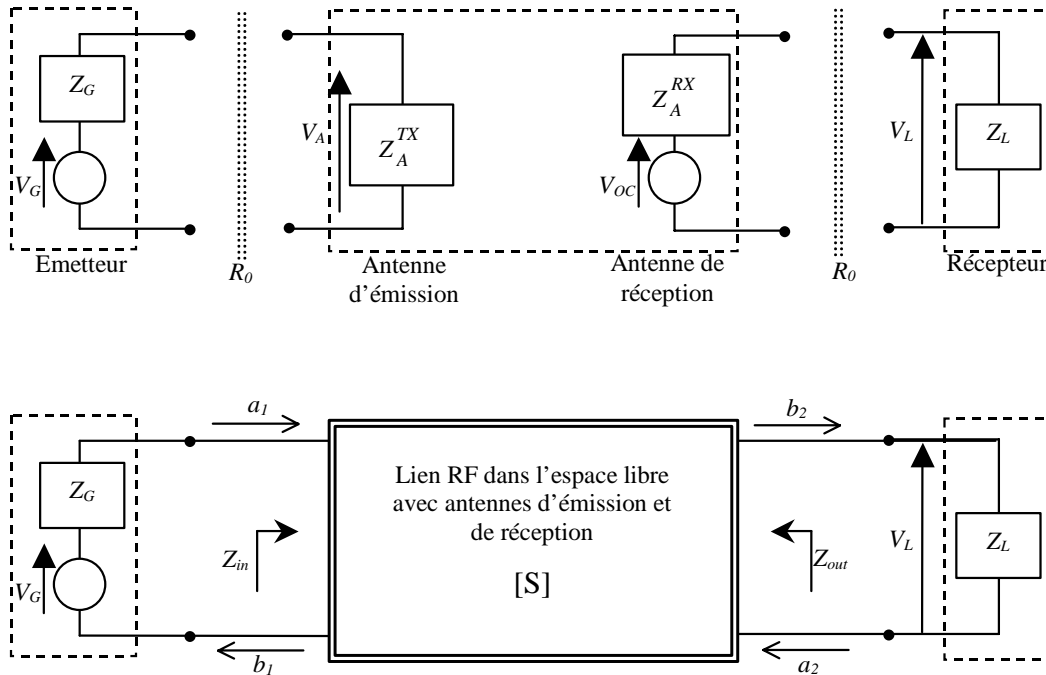


Fig. 3.14. Modèle général de la transmission

#### 3.4.5.2. Relation de transmission exprimée en paramètres $S$

Dans une première phase, nous allons nous appuyer sur les développements précédents obtenus à partir des circuits électriques équivalents des antennes. Nous considérons le paramètre de transmission  $S_{21}$  dans le cas où les impédances  $Z_G$  et  $Z_L$  sont normalisées et égales à  $50 \Omega$ . Ainsi de (3.48), son expression se déduit de l'équation suivante :

$$\frac{V_{L \rightarrow R_0}}{V_{G \rightarrow R_0}} = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{R_0}{(Z_A^{TX} + R_0)(Z_A^{RX} + R_0)} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{eTX}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \vec{h}_{eRX}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{2} \quad (3.91)$$

avec  $Z_G = Z_L = R_0 = 50 \Omega$

Alors d'une façon générale, pour un générateur et une charge quelconque, le transfert entre la tension du générateur  $V_G$  et la tension aux bornes de la charge  $V_L$  s'exprime en fonction de  $S_{21}$  en utilisant (3.91) dans (3.48) tel que :

$$\frac{V_L}{V_G} = \frac{Z_A^{TX} + R_0}{Z_A^{TX} + Z_G} \times \frac{Z_A^{RX} + R_0}{Z_A^{RX} + Z_L} \times \frac{Z_L}{R_0} \times \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{2} \quad (3.92)$$

Cette expression (3.92) est particulièrement intéressante parce qu'elle montre qu'à partir de la connaissance des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  (qui permet de déduire  $Z_A$ ) c'est-à-dire de paramètres mesurables (ou pouvant être obtenus par simulation), il est possible de déterminer le transfert entrée-sortie exprimé en tension. De plus, si dans (3.92) les tensions mises en jeu sont la tension du générateur  $V_G$  et la tension aux bornes de la charge  $V_L$ , il faut noter qu'il est facile de considérer les autres tensions : en entrée la tension aux bornes de l'antenne d'émission  $V_A$  et en sortie la tension reçue en circuit ouvert  $V_{OC}$ . Ainsi en fonction du besoin, toutes les combinaisons entrée-sortie sont envisageables à des termes correctifs près faisant intervenir les impédances.

Enfin en introduisant les coefficients de réflexion d'entrée  $\Gamma_G(\omega)$  et de sortie  $\Gamma_L(\omega)$  définis par :

$$\Gamma_G(\omega) = \frac{Z_G(\omega) - R_0}{Z_G(\omega) + R_0} \quad (3.93)$$

$$\Gamma_L(\omega) = \frac{Z_L(\omega) - R_0}{Z_L(\omega) + R_0} \quad (3.94)$$

(3.92) s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{V_L}{V_G} = \frac{1 - \Gamma_G(\omega)}{1 - S_{11}(\omega)\Gamma_G(\omega)} \times \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{2} \times \frac{1 + \Gamma_L(\omega)}{1 - S_{22}(\omega)\Gamma_L(\omega)} \quad (3.95)$$

expression dans laquelle les termes d'adaptation en entrée et en sortie sont respectivement :

$$\frac{1 - \Gamma_G(\omega)}{1 - S_{11}(\omega)\Gamma_G(\omega)} = \frac{Z_A^{TX}(\omega) + R_0}{Z_A^{TX}(\omega) + Z_G(\omega)} \quad (3.96)$$

$$\frac{1 + \Gamma_L(\omega)}{1 - S_{22}(\omega)\Gamma_L(\omega)} = \frac{Z_L(\omega)}{R_0} \frac{Z_A^{RX}(\omega) + R_0}{Z_A^{RX}(\omega) + Z_L(\omega)} \quad (3.97)$$

Une approche plus directe (à partir d'un raisonnement de la théorie des réseaux) conduit à l'expression ci-dessous (établie par exemple dans [3.25]) :

$$\left. \frac{V_L}{V_G} \right|_{ref} = \frac{1 - \Gamma_G(\omega)}{1 - \Gamma_{in}(\omega)\Gamma_G(\omega)} \times \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{2} \times \frac{1 + \Gamma_L(\omega)}{1 - S_{22}(\omega)\Gamma_L(\omega)} \quad (3.98)$$

où  $\Gamma_{in}(\omega)$  est le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle (ici le système d'antennes) chargé par l'impédance  $Z_L$  dont la définition est (annexe 2C) :

$$\Gamma_{in}(\omega) = S'_{11}(\omega) = S_{11}(\omega) + \frac{S_{12}(\omega)S_{21}(\omega)\Gamma_L(\omega)}{1 - S_{22}(\omega)\Gamma_L(\omega)} \quad (3.99)$$

Les deux relations, (3.95) et (3.98), diffèrent par le terme lié à l'adaptation en entrée :  $S_{11}(\omega)$  dans (3.95) et  $\Gamma_{in}(\omega)$  dans (3.98). Cette différence est liée au fait que la modélisation par circuits électriques équivalents (Fig. 3.12) ne tient pas compte de la puissance renvoyée par l'antenne de réception (puissance qui se décompose en une partie réfléchiée et une autre re-rayonnée). Cependant, en considérant des antennes omnidirectionnelles il est généralement admis que le coefficient  $\Gamma_{in}(\omega)$  peut être considéré comme quasi égal au coefficient  $S_{11}(\omega)$ . En effet dans ce cas, la puissance

rayonnée (ou émise) dans une direction donnée est faible et ainsi le terme de réflexion lié au retour est négligeable.

Enfin pour obtenir des résultats identiques, il faudrait ne plus considérer l'impédance  $Z_A^{TX}$  mais l'impédance  $Z_{in}$  tenant compte de la charge et définie par :

$$Z_{in}(\omega) = R_0 \frac{1 + \Gamma_{in}(\omega)}{1 - \Gamma_{in}(\omega)} \quad (3.100)$$

Une autre solution est de considérer que la charge est adaptée c'est-à-dire  $\Gamma_L(\omega) = 0$ , parce qu'alors les coefficients  $S_{11}(\omega)$  et  $\Gamma_{in}(\omega)$  sont égaux et donc  $Z_A^{TX}$  et  $Z_{in}$  également. Avec cette hypothèse, les modèles « circuits électriques » et « paramètres  $S$  » deviennent équivalents. Considérer l'entrée adaptée soit  $\Gamma_G(\omega) = 0$ , permet également d'obtenir des équations équivalentes. Et évidemment lorsque  $\Gamma_L(\omega) = 0$  et  $\Gamma_G(\omega) = 0$ , le paramètre de transmission divisé par deux est obtenu, soit  $S_{21}/2$ .

### 3.4.5.3. *Éléments de conclusion*

Cette étude montre une limite du modèle classique par circuits électriques équivalents (Fig. 3.12). En effet, ce modèle ne prend pas en compte les éventuels « retours » liés à l'antenne de réception. Ainsi, l'influence mutuelle entre les deux antennes n'est pas considérée par cette modélisation. Une alternative est donc de raisonner en paramètres  $S$  si nécessaire.

Par ailleurs comme les paramètres  $S$  sont facilement accessibles à la mesure, l'avantage de cette approche est de permettre une mise en œuvre de cette modélisation « système » à partir de résultats de mesures. Ce point particulier est traité dans le paragraphe suivant.

## 3.4.6. *Détermination expérimentale d'un modèle d'antenne*

### 3.4.6.1. *Mise en œuvre : simulation et mesures*

En pratique, pour déterminer un modèle de la transmission (ou un modèle déduit de la transmission), plusieurs approches sont possibles.

Une approche par simulation est envisageable. Il est possible de simuler :

- les champs rayonnés dans l'espace par une antenne excitée par une onde connue ;
- l'onde captée par une antenne excitée par un champ de forme donné ;
- le paramètre  $S_{21}$  d'un système d'antennes (canal radio idéal).

Cependant cela nécessite un temps de calcul long, voir extrêmement long (plusieurs dizaines d'heures) pour des résultats qui restent issus de simulation et donc qui peuvent être assez éloignés de la réalité.

La seconde approche est donc de réaliser des mesures. Quel que soit le modèle recherché (transmission, système d'antennes, antenne seule), la première étape est de déterminer le transfert entre l'excitation d'entrée et la grandeur de sortie. Deux méthodes sont alors possibles en fonction du domaine dans lequel la caractérisation est réalisée : domaine des temps (Fig. 3.15) ou domaine des fréquences (Fig. 3.16).

L'approche temporelle nécessite un oscilloscope numérique très rapide (et très onéreux environ 100 k€ pour une bande passante de 12 GHz), un générateur d'impulsions très courtes (spectre

UWB), une bonne linéarité de la chaîne de mesure et une synchronisation excellente. De plus, si des oscilloscopes suffisamment rapides existent, il n'y a pas encore de générateurs disponibles dans le commerce atteignant les performances requises (prototype de laboratoire nécessaire).

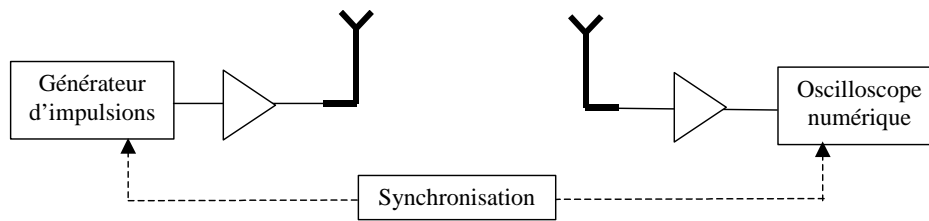


Fig. 3.15. Chaîne temporelle de mesures

L'approche fréquentielle nécessite un analyseur vectoriel de réseaux, appareil de mesures plus classique dans le domaine de la RF (jusqu'à présent).

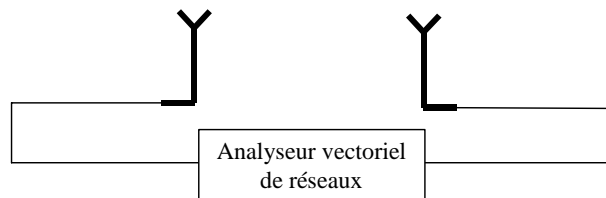


Fig. 3.16. Chaîne fréquentielle de mesures

Ne disposant pas de l'instrumentation indispensable pour réaliser les mesures dans le temps, les résultats présentés par la suite sont issus d'une caractérisation dans le domaine des fréquences. Ainsi, il faut aussi savoir que l'utilisation d'un analyseur vectoriel de réseaux pour des mesures dans le domaine temporel date de 1974 et a été proposée par Hines [3.25]. Les avantages reconnus de cette méthode par rapport à une approche temporelle étaient la dynamique de mesure (meilleure car la chaîne de mesures temporelles présente des non-linéarités liées aux amplifications), la résolution temporelle (difficultés d'obtenir des impulsions très brèves) et la facilité de synchronisation des signaux émis et reçu (gérée intégralement par l'analyseur de réseaux bien qu'elle nécessite quand même une liaison câblée entre les antennes et l'analyseur de réseaux). Par ailleurs, dans le cas particulier UWB et à partir d'expérimentations, [3.21] et [3.27] ont montré que caractériser dans le domaine des fréquences à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux ou caractériser dans le domaine des temps à l'aide d'un oscilloscope numérique donnaient des résultats semblables. En effet, le passage d'un domaine à l'autre est aisé et permet de passer de la fonction de transfert à la réponse impulsionnelle, ou inversement. Plusieurs articles (par exemple [3.27] et [3.28]) précisent que l'approche fréquentielle est plus pertinente en raison d'une meilleure dynamique de mesure, de la calibration plus précise et de la meilleure répétitivité des mesures. Cependant, les performances de l'instrumentation évoluent et l'utilisation d'un oscilloscope numérique présente aussi des avantages : mesures gigaseconde de phase, mesures instantanées (possibilité de temps réel), visualisation des différents trajets, etc. Ainsi, les nouveaux besoins engendrés par la technologie UWB feront très certainement apparaître une nouvelle instrumentation appropriée. Enfin dans notre contexte, nous retiendrons que pour la caractérisation des antennes par fonction de transfert et réponse impulsionnelle, l'utilisation d'un analyseur vectoriel de réseaux (disponible au laboratoire) est suffisante et performante.

### 3.4.6.2. Méthodes d'obtention du modèle

Le paramètre  $S_{21}(\omega)$  étant extrait de mesures ou de simulation, il est possible de déduire les fonctions de transfert du système d'antennes, de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception. Il faut remarquer que cette caractérisation est effectuée en considérant les adaptations d'impédances réalisées.

Ainsi de (3.58) (relation fonctionnelle de la transmission), de (3.68) (relation analytique et physique de la transmission) et en remarquant que cette dernière correspond à  $S_{21}(\omega)/2$  (avec les conditions d'adaptation d'impédances), la fonction de transfert  $H_{sys}(\omega)$  du système d'antennes est donnée par :

$$H_{sys}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{H_{CH}(\omega)} \quad (3.101)$$

et telle que :

$$H_{sys}(\omega) = 2 \left( j \frac{\omega}{c} \frac{\omega}{2\pi c} \vec{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \left( \vec{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) \right) \quad (3.102)$$

Pour déterminer la fonction de transfert des antennes, il y a alors plusieurs possibilités.

Si les deux antennes sont identiques et de même position l'une vis-à-vis de l'autre, c'est-à-dire  $\vec{h}_{eN_{TX}}(\omega, \theta, \varphi) = \vec{h}_{eN_{RX}}(\omega, \theta, \varphi) = \vec{h}_{eN}(\omega, \theta, \varphi)$ , alors les fonctions de transfert se déduisent des relations suivantes et sont données par :

$$H_{TX}(\omega, \theta, \varphi) = \left( \frac{j\omega^2}{4\pi c^2} H_{sys}(\omega, \theta, \varphi) \right)^{1/2} = \left( \frac{j\omega^2}{4\pi c^2} \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{H_{CH}(\omega)} \right)^{1/2} = j \frac{\omega}{c} \frac{\omega}{2\pi c} h_{eN}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.103)$$

$$H_{RX}(\omega, \theta, \varphi) = \left( \frac{\pi c^2}{j\omega^2} H_{sys}(\omega, \theta, \varphi) \right)^{1/2} = \left( \frac{\pi c^2}{j\omega^2} \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{H_{CH}(\omega)} \right)^{1/2} = h_{eN}(\omega, \theta, \varphi) \quad (3.104)$$

Il faut noter que généralement lorsque ce n'est pas explicitement précisé, la fonction de transfert en réception est considérée comme la fonction de transfert de l'antenne, simplement en raison de son lien direct avec la longueur effective normalisée.

Il est aussi possible d'utiliser une antenne de référence à l'émission et l'antenne à caractériser en réception. L'antenne de référence ( $H_{TX_{ref}}(\omega)$ ) est une antenne étalon (de type cornet) ou une antenne qui a été étalonnée et l'antenne à caractériser est pivotante. Dans ce cas, la fonction de transfert en réception de l'antenne « inconnue » peut être déterminée pour plusieurs orientations par la relation :

$$H_{RX}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{H_{sys}(\omega, \theta, \varphi)}{2H_{TX_{ref}}(\omega)} = \frac{S_{21}(\omega, \theta, \varphi)}{2H_{TX_{ref}}(\omega)H_{CH}(\omega)} \quad (3.105)$$

Par ailleurs, il faut souligner que l'obtention du paramètre  $S_{21}$  par un analyseur vectoriel de réseaux calibré implique l'adaptation des impédances. Ainsi le transfert sortie-entrée correspond directement à  $S_{21}$  sans termes correctifs à ajouter.

Pour terminer la modélisation, les réponses impulsionnelles peuvent alors être déduites des fonctions de transfert correspondantes par transformée de Fourier inverse. Toutefois pour ce calcul, il faut prendre quelques précautions. La transformation de Fourier inverse peut être soit appliquée directement sur la réponse en fréquence et alors la réponse en temps obtenue est complexe et analytique, soit appliquée après un pré-traitement adéquat des réponses en fréquence afin d'obtenir une réponse réelle. Ce pré-traitement consiste à réaliser un prolongement par zéro dans les gammes de fréquence non mesurées (ou simulées), puis à calculer la symétrie hermitienne correspondante.

### 3.4.7. Eléments de conclusion

La connaissance du paramètre  $S_{21}$  permet de modéliser les différents éléments du canal radio UWB (ou leurs associations) comme un système linéaire et invariant dans le temps classiquement caractérisé par une fonction de transfert et la réponse impulsionnelle associée. De cette modélisation, les gains et les propriétés de dispersion peuvent être mis en évidence ainsi que les caractéristiques du comportement temporel. Cette description est donc très complète et elle reste valable quel que soit le type d'antennes utilisées.

L'analyse de la forme des impulsions et de leurs éventuelles distorsions se base alors sur des indicateurs mettant en valeur des caractéristiques particulières. Un aperçu de ces indicateurs et de quelques caractéristiques complémentaires directement liées à la notion de filtre est présenté dans le paragraphe suivant.

## 3.5. Indicateurs complémentaires de caractérisation

### 3.5.1. Domaine des fréquences

#### 3.5.1.1. Mesure du gain réalisé moyen

Le gain réalisé moyen dans une bande de fréquence donnée est défini par l'expression suivante ([3.29], [3.30]) :

$$G_m(\theta, \varphi) = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_r(\omega, \theta, \varphi) d\omega \quad (3.106)$$

Il permet de quantifier en moyenne le gain réalisé de l'antenne sur sa bande de fonctionnement.

#### 3.5.1.2. Mesure de la distorsion de phase

Par analogie avec les filtres, un retard de groupe  $\tau_g(\omega)$  peut être calculé. Il se déduit classiquement de la phase  $\phi(\omega)$  de la fonction de transfert par la relation suivante :

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3.107)$$

Cette caractéristique correspond, de façon imagée, au temps mis par une fréquence donnée pour « traverser » l'antenne. Ainsi, il permet de quantifier la distorsion subie par le signal appliqué sur le système considéré. Idéalement il devrait être constant pour ne pas provoquer de distorsion, ce qui correspondrait à une phase linéaire et donc à une traversée de l'antenne qui prendrait le même temps pour toutes les fréquences du signal.

### 3.5.2. Domaine des temps

Quelque soit le « bloc » considéré modélisé comme un filtre, l'analyse du comportement temporel peut être réalisée à partir de plusieurs paramètres spécifiques permettant d'extraire des informations particulières [3.24], [3.31]-[3.32] d'une réponse impulsionnelle.

Le pic maximum (en valeur absolue)  $p(\theta, \varphi)$  d'une réponse impulsionnelle  $h(t, \theta, \varphi)$  est défini par :

$$p(\theta, \varphi) = \max_t |h(t, \theta, \varphi)| \quad (3.108)$$

Il permet de quantifier notamment le degré de facilité de détecter un pic en réception.

La largeur d'enveloppe ou FWHM (*Full Width at Half Maximum*) permet de quantifier la distorsion



linéaire liée à l'antenne et est définie par la relation suivante :

$$FWHM(\theta, \varphi) = t_1 \Big|_{|h(t_1, \theta, \varphi)|=p/2} - t_2 \Big|_{|h(t_2, \theta, \varphi)|=p/2} \quad (3.109)$$

La durée des « rebonds »  $\tau_{r,\alpha}(\theta, \varphi)$  et le temps d'étalement  $\tau_{DS}(\theta, \varphi)$  de la réponse impulsionnelle permettent de caractériser les propriétés dispersives de l'antenne et sont définies par les relations suivantes :

$$\tau_{r,\alpha}(\theta, \varphi) = t_p \Big|_{|h(t_p, \theta, \varphi)|=p(\theta, \varphi)} - t_\alpha \Big|_{|h(t_\alpha, \theta, \varphi)|=ap(\theta, \varphi)} \quad (3.110)$$

$$\tau_{DS}(\theta, \varphi) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (t - \tau_{D,m}(\theta, \varphi))^2 |h(t, \theta, \varphi)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t, \theta, \varphi)|^2 dt} \quad (3.111)$$

où  $\tau_{D,m}(\theta, \varphi)$  correspond au temps d'étalement moyen défini par :

$$\tau_{D,m}(\theta, \varphi) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t |h(t, \theta, \varphi)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t, \theta, \varphi)|^2 dt} \quad (3.112)$$

### 3.5.3. Eléments de conclusion

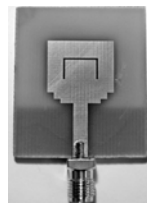
Les indicateurs présentés permettent de mieux mettre en évidence certaines caractéristiques. Leurs caractéristiques sont contenues de façon intrinsèque dans la fonction de transfert ou la réponse impulsionnelle du système à caractériser mais apparaissent alors sous une forme « invisible », difficilement quantifiable et analysable. C'est pourquoi il peut être intéressant de les faire apparaître de façon plus significative.

## 3.6. Caractérisation d'antennes UWB - Applications

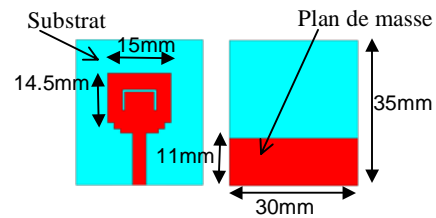
### 3.6.1. Présentation

Afin d'illustrer les résultats théoriques présentés, nous considérerons trois antennes UWB différentes : l'antenne proposée dans [3.33] (que nous désignerons par antenne « Choi » d'après le nom de l'auteur de la publication), une antenne que nous avons développée à partir de celle de [3.33] (désignée par antenne « Choi\_U » d'après sa forme) et une antenne issue d'un kit de démonstration UWB utilisant la technique OFDM (appelée antenne « x » car nous ne connaissons pas ses propriétés physiques, géométrie et matériaux).

L'antenne « Choi\_U » est une antenne adaptée aux systèmes UWB opérant dans la bande [3,1-10,6 GHz] et présente la particularité de rejeter une bande de fréquence autour de 5 GHz. Cette propriété offre une solution originale dans l'optique d'une coexistence avec les systèmes WiFi fonctionnant à 5 GHz. Cette antenne est constituée d'un patch rectangulaire avec fentes et d'un plan de masse partiel. Par rapport à l'antenne de [3.33], la principale modification est l'ajout de deux fentes verticales qui permettent de réaliser la fonction de réjecteur. Sa topologie est présentée plus en détail dans [3.34], [3.35] et en annexe C2. Fig. 3.17 donne un aperçu de sa géométrie.



a) Photographie du prototype



b) Géométrie

Fig. 3.17. Présentation de l'antenne

L'objet de ce paragraphe est de présenter les méthodes de caractérisation des antennes UWB à travers ces trois antennes. L'approche proposée fait apparaître une méthodologie générale, de plus elle montre les spécificités des antennes UWB et l'intérêt de certains paramètres permettant de quantifier leurs performances.

Par ailleurs, les résultats de simulation qui sont présentés, ont été réalisés avec le logiciel CST Microwave Studio version 5.0 édité par la société Computer Simulation Technology. Ce logiciel, dédié à la simulation de circuits 3D hautes fréquences, permet de simuler des antennes de formes et de matériaux arbitraires et utilise une méthode basée sur les différences finies dans le domaine temporel (FDTD, *Finite Difference Time Domain*). D'autre part, pour les mesures expérimentales nous disposons d'un analyseur vectoriel de réseaux (HP8720D) et de la chambre anéchoïde (Fig. 3.18) du Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS).

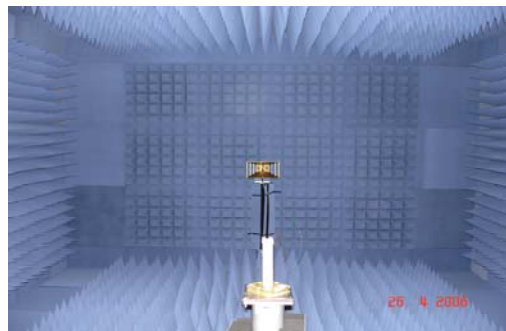


Fig. 3.18. Chambre anéchoïde du LCIS

### 3.6.2. Caractérisation « classique »

Les antennes sont généralement caractérisées à partir de leur diagramme de rayonnement et de leur coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Ce coefficient permet d'obtenir l'impédance de l'antenne  $Z_A$  (3.2) et le taux d'onde stationnaire  $TOS$  (3.4). Ces différentes caractéristiques sont représentées ci-dessous pour les trois antennes présentées. Notons que pour les antennes « Choi » et « Choi\_U » les caractéristiques sont issues de simulations et de mesures tandis que pour l'antenne « x », seuls des résultats issus de mesures seront donnés. Généralement la conception d'une antenne passe par une de simulation qui permet de tester plusieurs solutions et les optimiser facilement. Lorsque l'antenne répond au cahier des charges, une phase expérimentale est alors nécessaire pour valider les résultats de simulation. En effet, la conformité entre antenne simulée et antenne réalisée, le placement de connecteurs, la qualité des soudures, etc. font que les résultats mesurés sont rarement en accord parfait avec les résultats simulés. A l'inverse un paramètre important à régler en simulation est la taille du maillage qui trop grand conduit à des erreurs et qui trop petit peut augmenter significativement le bruit de calcul et finalement réduire la précision de la simulation. Ainsi nous avons choisi afin d'extraire les caractéristiques des antennes de nous appuyer sur des résultats de mesures plutôt que de simulations (lorsque les deux possibilités se présentaient). Nous présentons

cependant les caractéristiques mesurées et simulées afin de mettre en évidence les différences obtenues.

Fig. 3.19 montre les propriétés de réflexion à travers le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le taux d'onde stationnaire  $TOS$  des antennes. Sur chacun des graphes, les seuils classiquement utilisés pour juger de la performance sont indiqués : - 10 dB pour le coefficient de réflexion et 2 pour le taux d'onde stationnaire. Notons qu'il est nécessaire de prendre garde aux interprétations trop rapides de telles caractéristiques. En effet si l'antenne présente de fortes pertes, la puissance réfléchi sera moins importante indiquant de bonnes performances mais la puissance transmise risque d'être également faible. Ainsi il faudra aussi tenir compte également des autres caractéristiques (notamment le gain et l'efficacité<sup>2</sup>) parce qu'un bon gabarit du paramètre  $S_{11}$  ne garantit pas les performances globales de l'antenne.

Fig. 3.20 représente la partie résistive des impédances des antennes déduite du coefficient  $S_{11}$  en supposant une impédance ligne normalisée égale à  $50 \Omega$  et montre les propriétés d'adaptation des antennes. Sur chacun des graphes est superposée la résistance de référence idéale à atteindre (égale à  $50 \Omega$ ).

Fig. 3.21 illustre les diagrammes de rayonnements 3D simulés pour les antennes « Choi » et « Choi\_U » aux fréquences 4 et 7 GHz. Tab. 3.6 donne le gain et l'efficacité obtenus. Fig. 3.22 donne la directivité de l'antenne « x » obtenue expérimentalement dans le plan d'azimut et pour une fréquence égale à 3,5 GHz, correspondant au gain maximum.

L'antenne « Choi » apparaît comme une antenne omnidirectionnelle, adaptée à la bande [3,2-10,6 GHz] (comme annoncé par [3.33]) et dont l'impédance oscille autour de  $54 \Omega$ .

L'antenne « Choi\_U » est adaptée à une bande de fréquence [3,5-11 GHz] dans laquelle une bande de fréquence est rejetée. Tab. 3.5 indique précisément la gamme de fréquences rejetée obtenue par simulations et mesures. En particulier, les mesures indiquent que l'antenne élimine les bandes basse [5,15-5,35 GHz] et haute [5,725-5,825 GHz] du standard 802.11.a. Elle présente un rayonnement omnidirectionnel avec un gain compris entre 1,8 dB et 4 dB (en considérant la gamme de fréquences indiquée). Enfin, la partie réelle de son impédance varie autour de  $51 \Omega$  dans les bandes de fonctionnement pour atteindre plus de  $130 \Omega$  dans la bande rejetée.

<b>Bande de fréquences rejetées [GHz]</b>	
<i>Simulation</i>	[5.35 ; 5.82]
<i>Mesures</i>	[5.12 ; 5.82]
<b><math>S_{11}</math> max [dB]</b>	
<i>Simulation</i>	- 2.75
<i>Mesures</i>	- 5.75

Tab. 3.5. Résultats d'analyse du paramètre de réflexion

L'antenne « x » présente une bande de fréquences [3,1-4,7 GHz] pour laquelle les caractéristiques de réflexion présentent quelques petites oscillations autour des seuils. Cette bande correspond à la gamme de fréquences de fonctionnement du kit de transmission UWB dont elle est issue, c'est-à-dire au groupe 1 de la technique MB-OFDM. Le diagramme de rayonnement (dans le plan d'azimut et pour la fréquence 3,5 GHz qui correspond au plus fort gain de l'antenne) montre un rayonnement privilégiant l'axe transversal de l'antenne tout en restant peu directif. Son impédance est de  $66 \Omega$  en moyenne dans la bande de fonctionnement et elle est importante ( $600 \Omega$ ) en limite de cette bande.

<sup>2</sup> Le paramètre  $S_{21}$  donne également une image de la puissance réellement transmise.

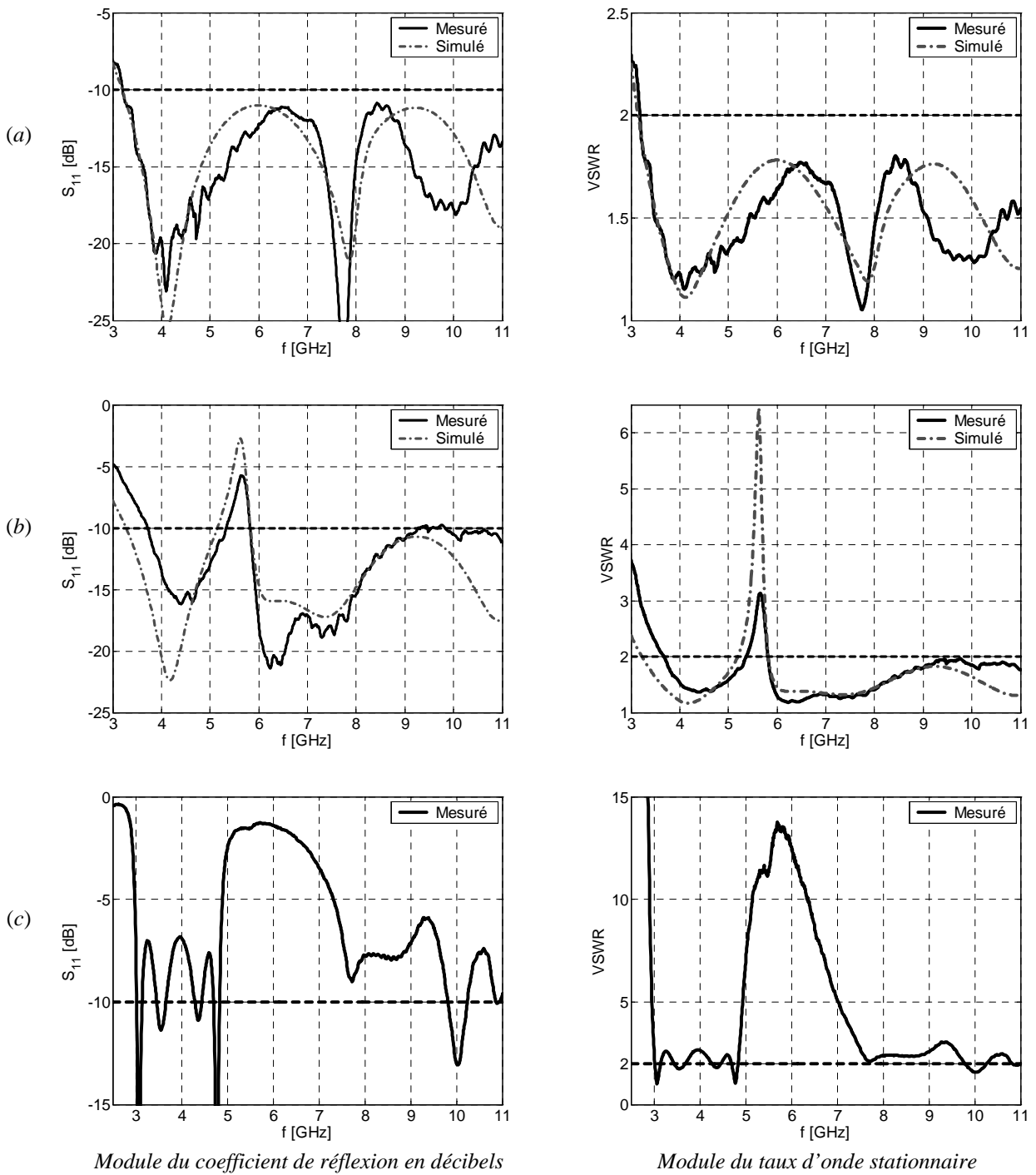


Fig. 3.19. Caractéristiques de réflexion des antennes : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U » c) antenne « x »

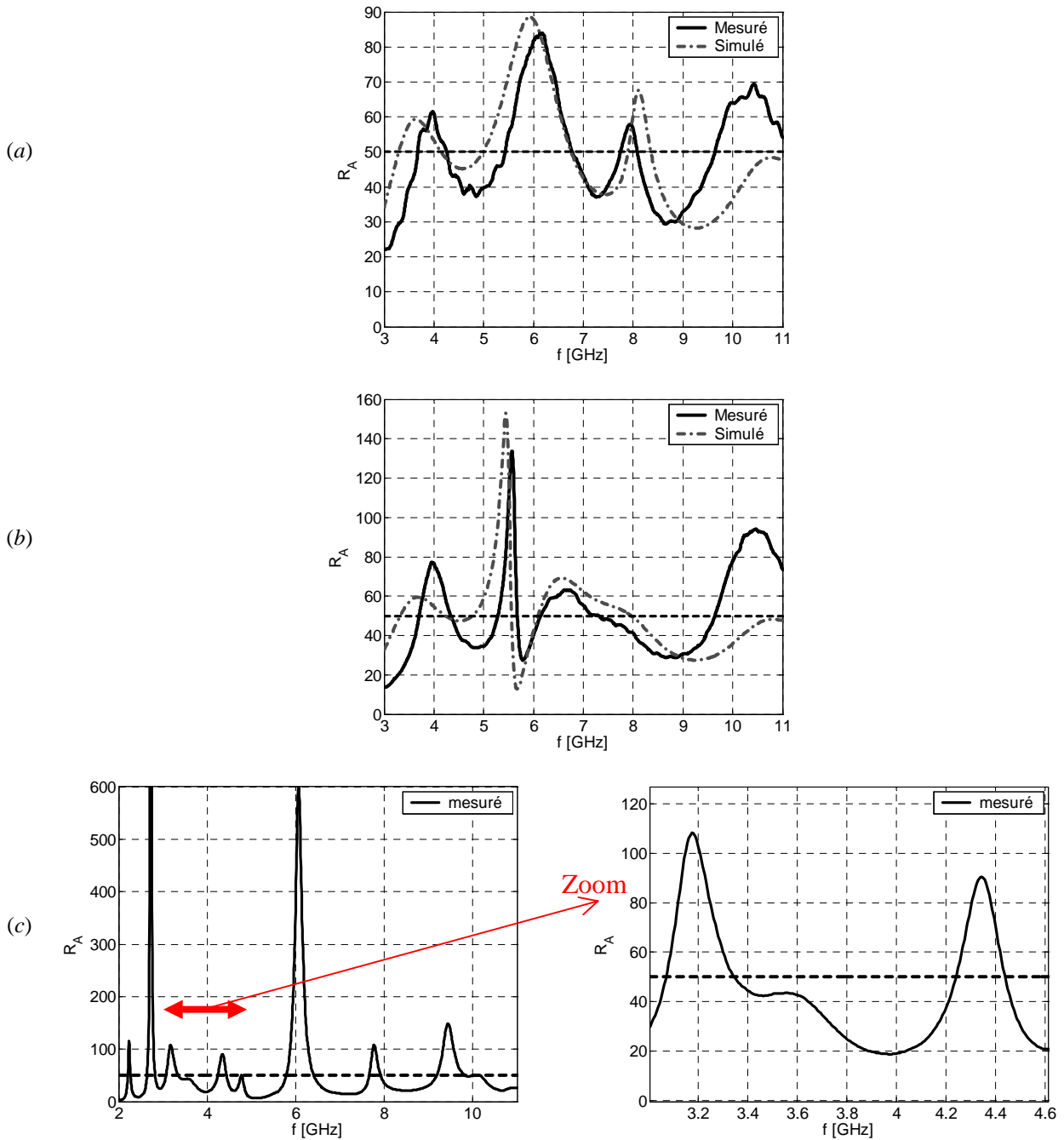


Fig. 3.20. Partie réelle de l'impédance  $R_A$  : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U » c) antenne « x »

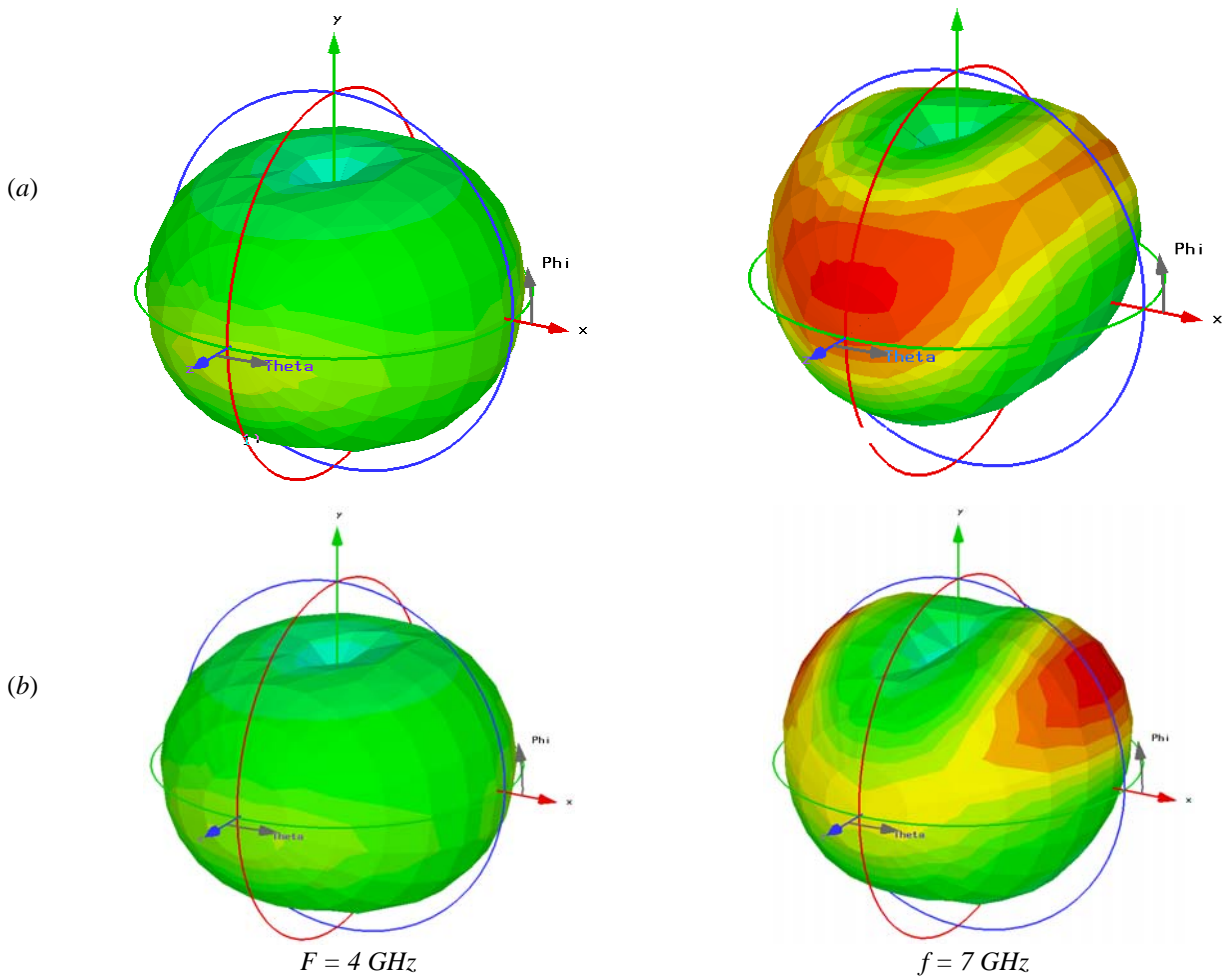


Fig. 3.21. Diagrammes de rayonnement simulés pour  $f = 4$  et  $7$  GHz : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U »

Antenne « Choi »	Gain maximal [dB] à 4 / 7 GHz	2,006 / 2,718
	Efficacité de rayonnement à 4 / 7 GHz	0,9844 / 1,004
Antenne « Choi_U »	Gain maximal [dB] à 4 / 7 GHz	2,088 / 3,656
	Efficacité de rayonnement à 4 / 7 GHz	0,9680 / 0,9830

Tab. 3.6. Résultats d'analyse des diagrammes de rayonnement

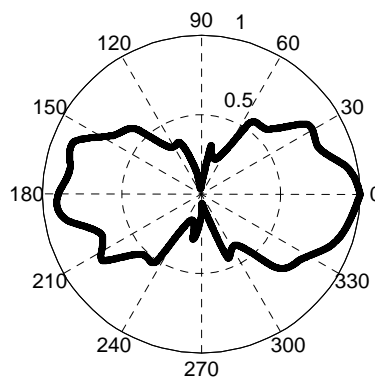


Fig. 3.22. Directivité de l'antenne « x » dans le plan d'azimut pour  $f = 3,5$  GHz

Tab. 3.7 résume les principales caractéristiques des antennes issues de l'analyse conventionnelle.

	Antenne « Choi »	Antenne « Choi_U »	Antenne « x »
<b>Technologie</b>	patch à fente et plan de masse partiel	patch à fentes et plan de masse partiel	inconnue
<b>Encombrement</b>	30 × 35 mm	30 × 35 mm	40 × 60 mm
<b>Adaptation à VSWR &lt; 2</b>	[3,2-10,6 GHz]	[3,5-5,1 GHz] & [5,8-11 GHz]	[3,1-4,7 GHz]
<b>Gain maximal dans la bande</b>	entre 0 et 6 dB	entre 0 et 6,5 dB	entre 0 et 5 dB
<b>Efficacité</b>	> 80 %	> 80 %	> 80 %
<b>Diagramme de rayonnement</b>	omnidirectionnel	omnidirectionnel	quasi-omnidirectionnel
<b>Adaptation d'impédance</b>	~ 54 Ω	~ 51 Ω	~ 66 Ω

Tab. 3.7. Bilan des caractéristiques « classiques » des antennes étudiées

### 3.6.3. Caractérisation par une approche système

#### 3.6.3.1. Détermination du paramètre de transmission $S_{21}$

Comme nous l'avons vu, la caractérisation « traditionnelle » n'est pas suffisante dans le cas UWB et il est intéressant de la compléter notamment par une description de type « système ». La première étape consiste alors à déterminer le paramètre de transmission  $S_{21}$ . L'obtention de ce paramètre par simulation est possible mais nécessite un temps de calcul très long (pouvant s'étendre sur plusieurs dizaine d'heures). Ainsi, seuls des résultats issus de mesures seront présentés dans cette partie, toujours en considérant les trois antennes précédentes. Fig. 3.23 illustre le protocole expérimental utilisé. Pour les trois types d'antennes considérées, deux antennes identiques sont placées dans une chambre anéchoïde et sont reliées à un analyseur vectoriel de réseaux calibré. Plusieurs orientations de l'angle d'azimut ont été envisagées grâce à un positionneur rotatif :  $\varphi = -45^\circ, 0^\circ, 45^\circ$  et  $90^\circ$ .

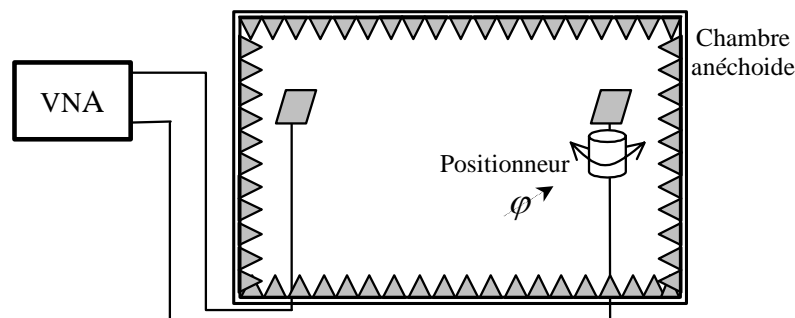
Fig. 3.23. Principe expérimental des mesures des paramètres  $S$ 

Fig. 3.24 illustre les modules du paramètre  $S_{21}$  mesurés dans ces quatre configurations et pour les trois antennes étudiées<sup>3</sup>.

L'antenne « Choi » fait apparaître un paramètre  $S_{21}$  qui diminue assez sensiblement à partir de 8 GHz (sans relation directe avec l'atténuation liée au canal en espace libre) et même un peu avant (dès 7 GHz) pour la direction  $\varphi = 90^\circ$ . La transmission est donc plus performante dans la bande [3-8 GHz], où  $S_{21}$  reste compris entre -30 et -40 dB environ. De plus en raison de la géométrie de l'antenne (symétrie par rapport à l'axe horizontal), il faut remarquer que les courbes obtenues sont

<sup>3</sup> La grandeur notée «  $\phi$  » dans les figures d'illustration correspond en fait à «  $\varphi$  ». En effet, les figures ont été représentées avec le logiciel Matlab qui ne semble pas connaître la lettre «  $\varphi$  » que nous avons tout de même conservé dans le reste du document par convention souvent rencontrée.

très proches pour les deux angles  $\varphi = -45^\circ$  et  $\varphi = 45^\circ$ .

L'antenne « Choi\_U » montre un paramètre de transmission dont le module est compris entre - 32 et - 38 dB dans la bande [3,5-8 GHz] hormis dans la bande rejetée où il atteint - 45 dB. Il est à noter que la bande rejetée s'élargit légèrement du côté des basses fréquences pour  $\varphi = 90^\circ$ . De plus par rapport à l'antenne « Choi », cette antenne est moins sensible à la direction comme le montre la relative proximité des caractéristiques pour  $\varphi = -45^\circ, 0^\circ, 45^\circ$ .

Pour les deux antennes « Choi » et « Choi\_U », la dégradation à partir de 8 GHz (fréquence à partir de laquelle  $S_{21}$  diminue significativement) est certainement liée aux pertes diélectriques et à l'effet de peau. Elle montre l'inefficacité de l'antenne à coupler les fréquences supérieures à environ 8 GHz (malgré un paramètre  $S_{11}$  de bonne qualité pour ces fréquences).

Enfin le paramètre de transmission de l'antenne « x » révèle très clairement la bande de fonctionnement [3,1-4,7 GHz] en y présentant un module beaucoup plus important que pour les fréquences plus élevées à l'exception de la direction  $\varphi = 90^\circ$  comme attendu d'après Fig. 3.22. De plus, la ressemblance des deux courbes pour  $\varphi = -45^\circ$  et  $45^\circ$  laisse supposer une symétrie dans la structure géométrique de l'antenne, comme dans les cas précédents.

### 3.6.3.2. Caractéristiques du canal espace libre

Afin de caractériser les antennes sans tenir compte du canal, il est possible d'extraire de  $S_{21}(f)$  (qui contient les fonctions de transfert des antennes et celle du canal), la fonction de transfert  $H_{CH}(f)$  correspondant au canal de propagation en espace libre.  $H_{CH}(f)$  est donnée par (3.60) et est représentée ci-dessous en gain et en phase pour une distance  $d$  égale à 0,15 m (Fig. 3.25). Le gain décroît exponentiellement avec la fréquence et la phase est une fonction linéaire. Par ailleurs, il faut noter que cette modélisation n'est valable qu'en approximation de champ lointain.

.../...



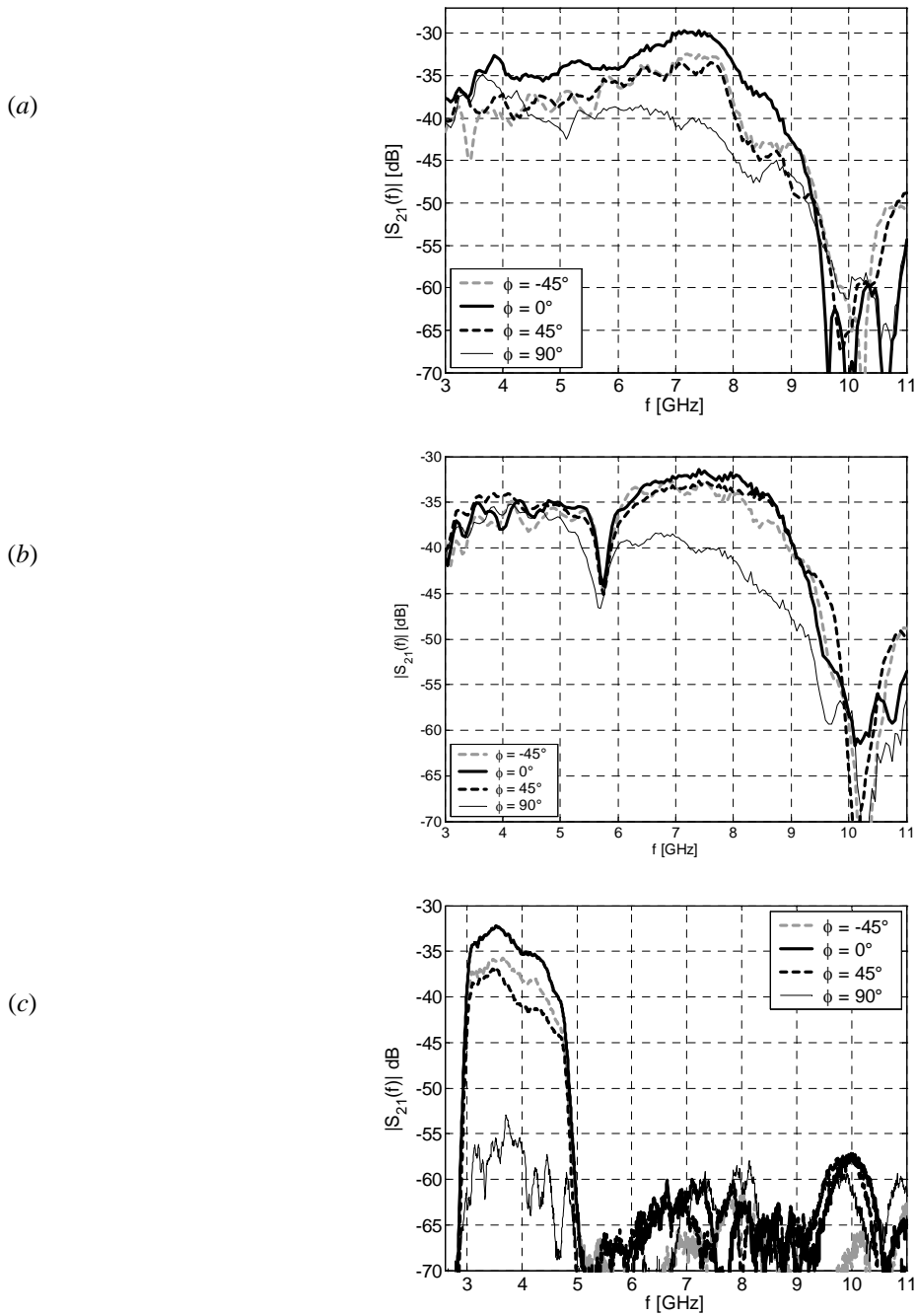


Fig. 3.24. Paramètre de transmission : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U » c) antenne « x »

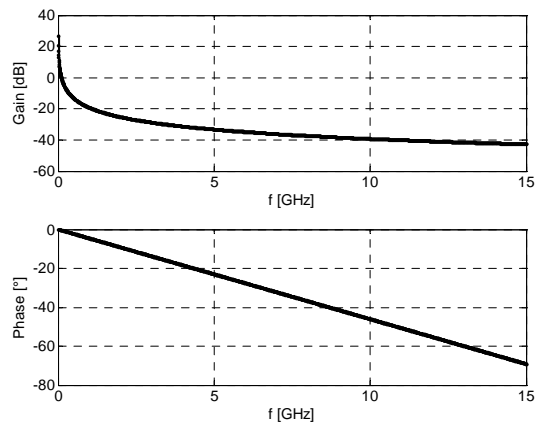


Fig. 3.25. Fonction de transfert de l'espace libre : gain et phase

### 3.6.3.3. Détermination des fonctions de transfert

Comme présenté dans la partie théorique, les fonctions de transfert du système d'antennes  $H_{sys}(f)$  ( $S_{21}$  sans canal) et des antennes d'émission  $H_{TX}(f)$  et de réception  $H_{RX}(f)$  se déduisent du paramètre de transmission  $S_{21}(f)$ . Pour le calcul de la fonction de transfert d'une antenne (TX ou RX) dans une orientation différente d'un face à face ( $\theta = 0^\circ$ ), l'approche par antenne « étalon » a été utilisée. L'antenne « étalon » était alors modélisée dans le cas face à face. Les résultats obtenus sont représentés ci-dessous pour les trois antennes étudiées. Fig. 3.26 représente le module des fonctions de transfert, Fig. 3.27 illustre leur temps de groupe (exprimé en ns) et Tab. 3.8 indique le temps de groupe moyen ainsi que son écart-type dans la (ou les) bande de fréquences utile.

La sélectivité en fréquence du système d'antennes lors de la transmission et de chacune des antennes (émission et réception) est mise en évidence par le gain de la fonction de transfert. De plus, les variations du gain en fonction de la fréquence traduisent la distorsion d'amplitude. Il peut être remarqué que la somme des gains des fonctions de transfert des antennes TX et RX correspond à celui du système d'antennes dans le cas où les antennes sont face à face (même orientation). Les antennes d'émission privilégient les hautes fréquences et présentent un gain positif. Au contraire, les antennes de réception se présentent comme des filtres passe-bas et ont un gain négatif. La dispersion dans le domaine des fréquences est mise en évidence par la phase ou encore de façon encore plus évidente par le retard de groupe (qui idéalement doit être constant, la phase devant être linéaire). Le temps de groupe pour les antennes d'émission et de réception est sensiblement le même. Les antennes « Choi » et « Choi\_U » présentent un temps de groupe d'environ 1 ns et l'antenne « x » a un temps de groupe autour de 3,9 ns. Pour les système d'antennes (incluant antennes TX et RX), le temps de groupe double parce qu'il correspond à la « traversée » de deux éléments « antenne » au lieu d'un seul. Par ailleurs, pour l'antenne « Choi\_U », il est important de noter que le temps de groupe présente une discontinuité forte dans la bande rejetée.

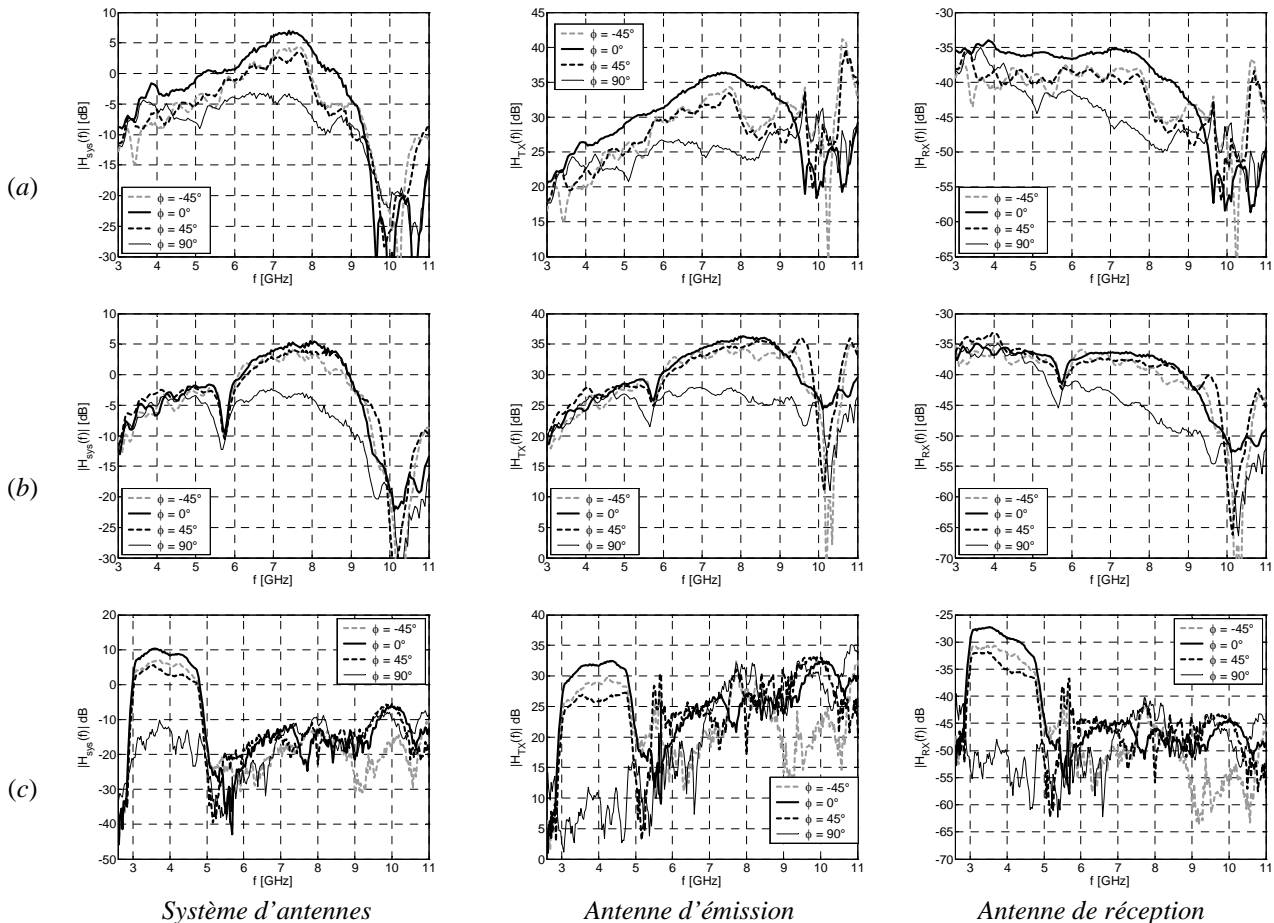


Fig. 3.26. Fonctions de transfert : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U » c) antenne « x »

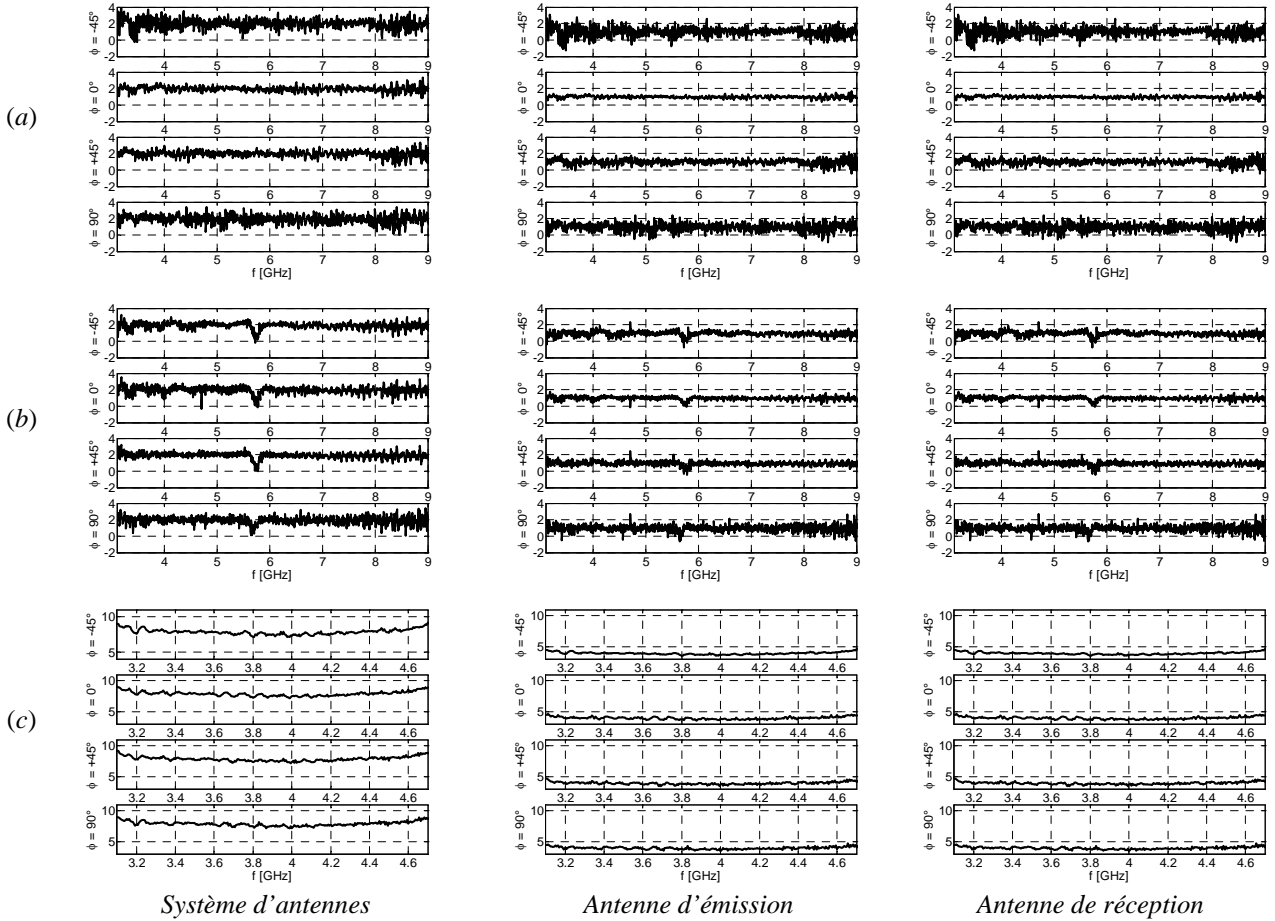


Fig. 3.27. Temps de groupe en ns : a) antenne « Choi » b) antenne « Choi\_U » c) antenne « x »

Orientation selon $\phi$		$\tau_g$ [ns] / $\sigma_{\tau_g}$ [ns]			
		-45°	0°	45°	90°
<b>Antenne « Choi »</b>	Système d'antennes	1,98 / 0,58	1,96 / 0,34	1,95 / 0,41	1,93 / 0,52
	Antenne TX ou RX	0,99 / 0,58	0,98 / 0,17	0,97 / 0,37	0,95 / 0,48
<b>Antenne « Choi_U »</b>	Système d'antennes	1,89 / 0,41	1,94 / 0,45	1,90 / 0,36	1,92 / 0,50
	Antenne TX ou RX	0,92 / 0,30	0,97 / 0,22	0,93 / 0,27	0,95 / 0,45
<b>Antenne « x »</b>	Système d'antennes	7,88 / 0,40	7,86 / 0,38	7,89 / 0,35	7,27 / 0,17
	Antenne TX ou RX	3,95 / 0,25	3,93 / 0,19	3,94 / 0,22	3,63 / 0,17

Tab. 3.8. Temps de groupe moyen  $\tau_g$  [ns] et écart-type du temps de groupe  $\sigma_{\tau_g}$  [ns]

### 3.6.3.4. Réponses en temps

Le passage dans le domaine temporel nécessite un pré-traitement permettant d'obtenir une réponse en fréquence qui admette une réponse en temps qui soit réelle. Dans cet objectif, les fonctions de transfert  $H(f)$  sont prolongées par des zéros et complétées par leur symétrie hermitienne calculée telle que :

$$H(f) = H^*(-f) \tag{3.113}$$

Fig. 3.28 illustre ces traitements en montrant l'allure du module de  $S_{21}(f)$  obtenu dans le cas où la fréquence d'échantillonnage a été choisie égale à 30 GHz.

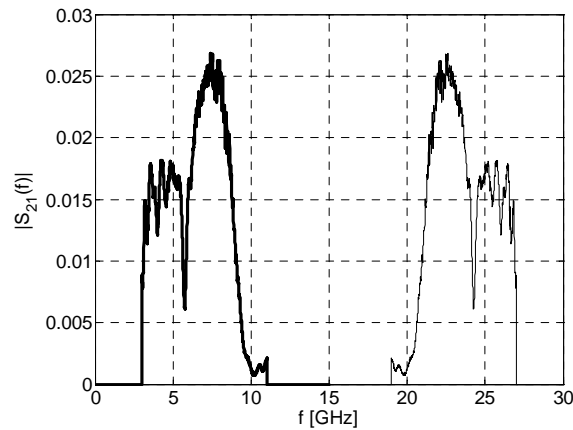


Fig. 3.28. Module du paramètre de transmission pour  $\theta = 0^\circ$  après prolongement par zéros et complément de symétrie

Ainsi à partir des fonctions de transfert obtenues précédemment il est possible de déduire les réponses en temps correspondantes en effectuant une transformée de Fourier inverse.

Fig. 3.29 représente les allures des réponses impulsionnelles correspondant au système d'antennes, à l'antenne d'émission et à l'antenne de réception pour chacune des trois antennes étudiées. Comme pour les réponses en fréquence, pour les deux angles symétriques  $\theta = \pm 45^\circ$ , les réponses en temps sont très similaires. Il faut aussi remarquer que comme attendu,  $h_{TX}(t)$  correspond à la dérivée de  $h_{RX}(t)$ . Par ailleurs, les retards des réponses impulsionnelles et leurs étalements peuvent être directement liés aux temps de groupe. En effet, les temps de groupe moyens correspondent aux retards moyen des réponses impulsionnelles et leurs écarts-types traduisent l'étalement (c'est-à-dire la largeur) des réponses impulsionnelles. Ainsi, les réponses impulsionnelles des antennes « Choi » et « Choi\_U » présentent des allures semblables (retards et étalements identiques) tandis que celles de l'antenne « x » sont plus retardées et plus larges.

Tab. 3.9 présente les valeurs de plusieurs caractéristiques particulières définies précédemment (§3.5) : le pic d'amplitude  $p(\theta, 0)$  (pic réel et pic normalisé par rapport au plus grand<sup>4</sup>), la largeur d'enveloppe  $FWHM(\theta, 0)$  et l'étalement  $\tau_{r,\alpha}(\theta, \varphi)$  (pour  $\alpha = 0,3$ ) dans chacun des cas.

Il est intéressant d'observer les pics d'amplitude, en particulier dans le cas où le système d'antennes est considéré. En effet, ils traduisent alors la qualité de la transmission d'une façon complémentaire au gain qui fournit une information pour une fréquence donnée mais pas sur la forme de l'impulsion. C'est une information importante à connaître pour définir la stratégie de détection. Pour les trois antennes, il se déduit qu'une orientation des antennes face à face conduit à la meilleure transmission, pour  $\theta = \pm 45^\circ$  les pics d'amplitude sont semblables et relativement proches du cas optimal. Par contre pour  $\theta = 90^\circ$ , les pics d'amplitude sont plus faibles. Par ailleurs, il faut noter que ce paramètre donne une indication comparable à celle des méthodes décrites dans le paragraphe 3.3.3 qui estiment le module ou le maximum de la tension reçue.

Les largeurs d'enveloppe des réponses impulsionnelles et les durées des « rebonds » font apparaître une mesure quantifiée des distorsions et des déformations que subira une impulsion (parfaite) : élargissement, rebonds et étalement. L'élargissement du lobe principal est semblable pour les 3 antennes. Par contre, la durée des rebonds (et donc l'étalement) est beaucoup plus importante pour

<sup>4</sup> Les pics d'amplitude réels permettent d'évaluer de façon absolue cette grandeur (et donc de comparer entre elles les antennes) et les pics d'amplitude normalisés permettent plus facilement les comparaisons pour les différentes orientations.



Pour compléter la caractérisation, il est aussi possible d'illustrer le comportement temporel et directionnel des antennes par un diagramme de rayonnement temporel. Fig. 3.30 illustre une telle représentation pour le système d'antennes « Choi\_U ». L'intérêt de cette représentation est directement lié à la stabilité angulaire du diagramme de rayonnement.

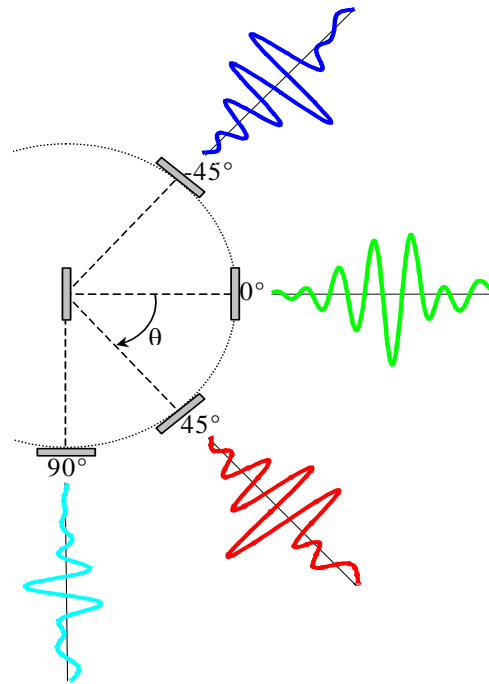


Fig. 3.30. Caractérisation temporelle et directionnelle du système d'antennes « Choi\_U »

### 3.6.3.5. Déduction de paramètres caractéristiques

#### Détermination des gains

A partir de cette caractérisation « système » décrivant les antennes par des fonctions de transfert et les réponses impulsionnelles associées, il est possible de déterminer encore d'autres caractéristiques du comportement des antennes.

Fig. 3.32 représentent le gain effectif  $G_r(\theta, \varphi)$  et le gain IEEE  $G_a(\theta, \varphi)$  des trois antennes considérées pour les quatre orientations. Ces gains sont reliés par les pertes par réflexion (3.6) représentées en Fig. 3.31. Tab. 3.10 indique le gain réalisé moyen obtenu par (3.106) dans les bandes de fréquence de fonctionnement des trois antennes. Ce gain permet de quantifier en moyenne le gain de l'antenne dans une gamme de fréquences donnée et pour une direction de l'espace donnée.

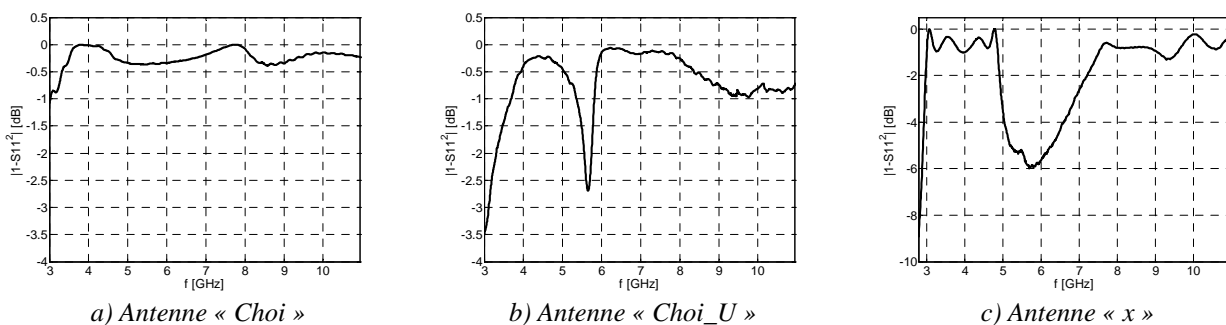


Fig. 3.31. Pertes par réflexion

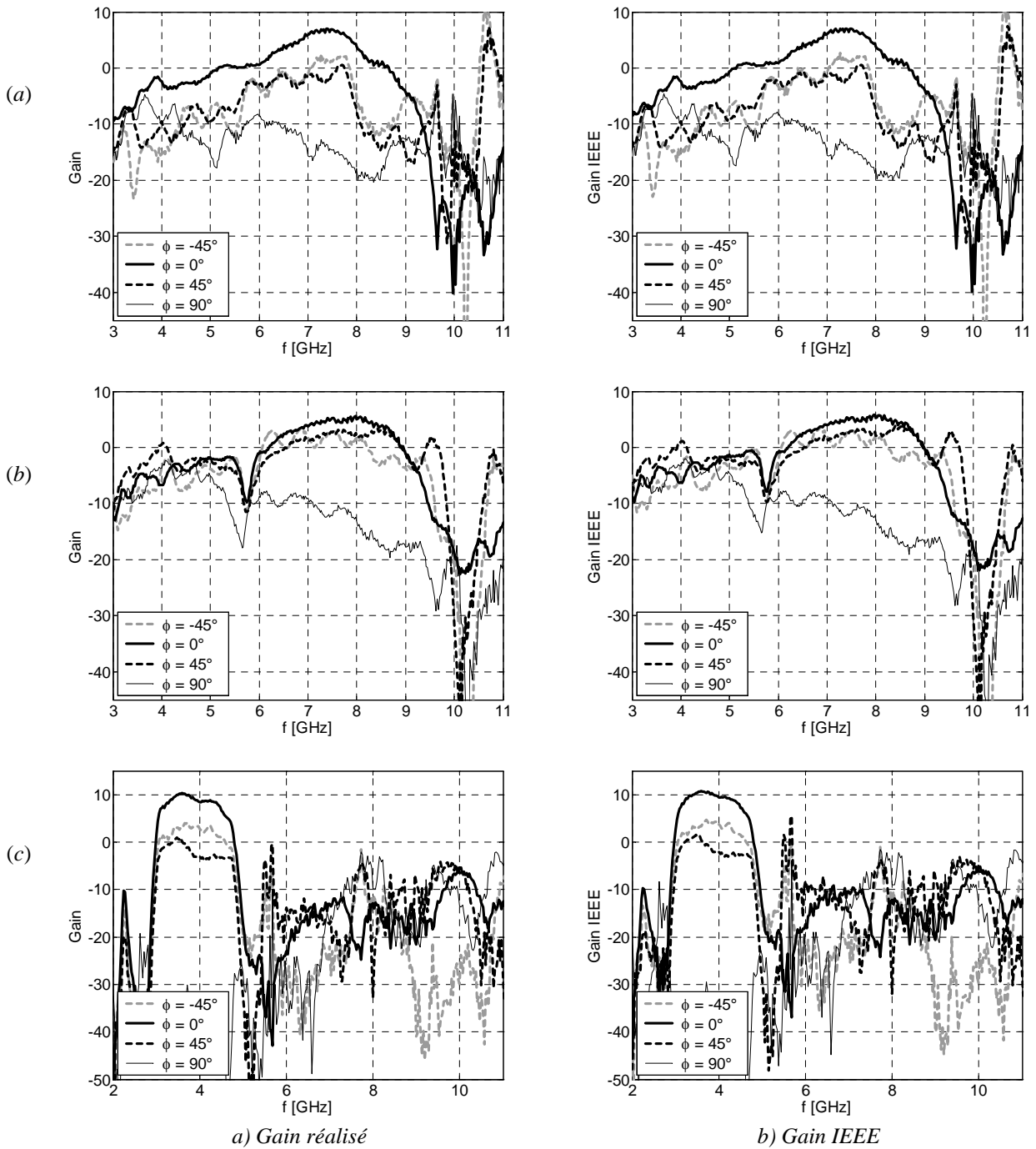


Fig. 3.32. Gains de l'antenne en fonction de l'orientation et de la fréquence

Orientation	$\theta = 45^\circ$	$\theta = 0^\circ$	$\theta = -45^\circ$	$\theta = -90^\circ$
<b>Antenne « Choi »</b>				
Bande [3,2-8 GHz]	- 6,5	0,7	- 5,9	- 11,5
<b>Antenne « Choi_U »</b>				
Bande [3,1-5,5 GHz]	- 6,2	- 4,3	- 2,9	- 6,3
Bande [6-9 GHz]	0,5	3,3	1,3	- 12,4
<b>Antenne « x »</b>				
Bande [3,1-4,7 GHz]	- 0,23	2,9	- 2,2	- 21

Tab. 3.10. Gain réalisé moyen

### Détermination des formes d'onde rayonnées et reçues

La réponse impulsionnelle de l'antenne présente un intérêt particulier parce qu'elle permet de déterminer les effets d'altération et de mise en forme sur les impulsions rayonnées et reçues.

Pour illustrer l'impact de l'antenne sur les formes d'onde, trois impulsions (monocycle de Rayleigh, monocycle gaussien et monocycle rectangulaire) sont considérées. Leur allure temporelle et le module de leur spectre sont représentées ci-dessous (Fig. 3.33).

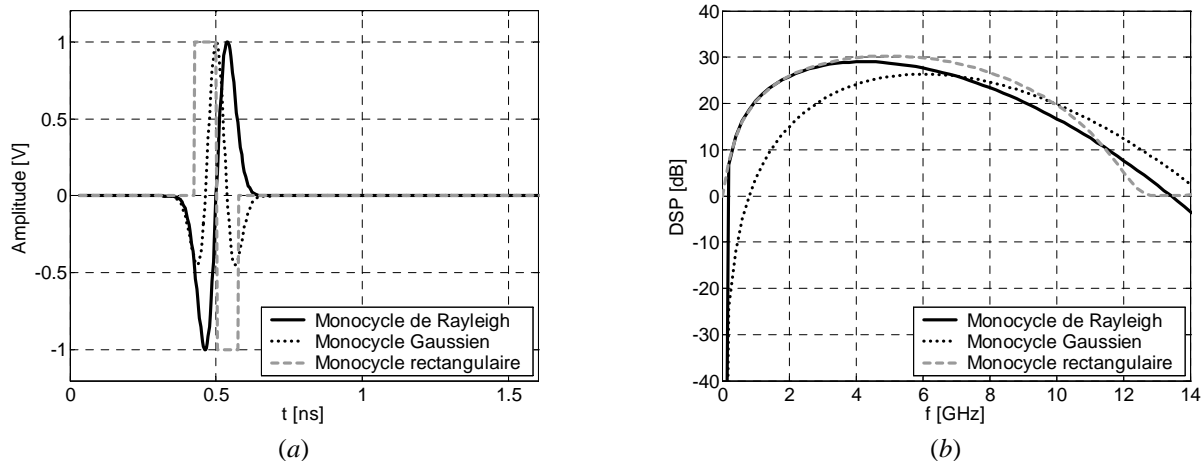


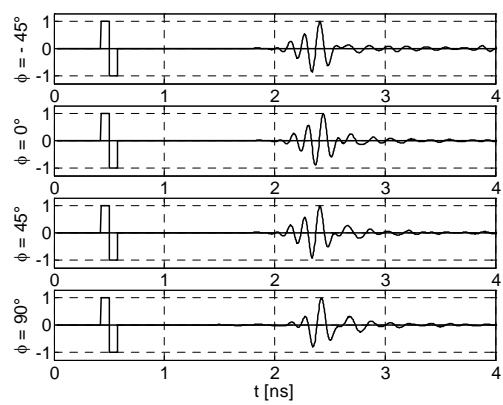
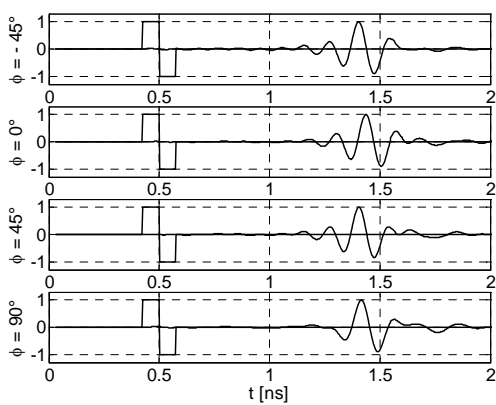
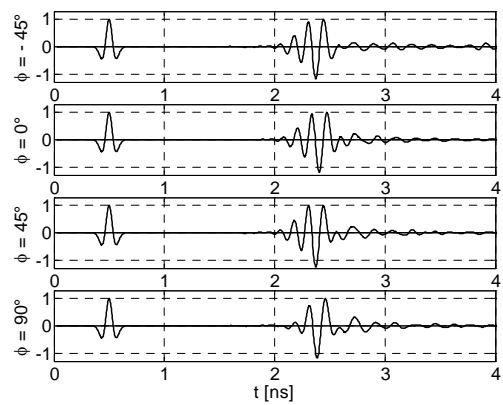
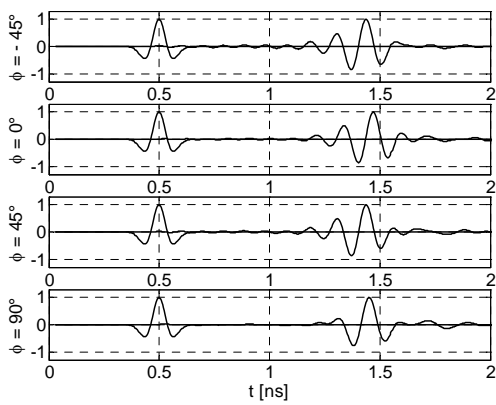
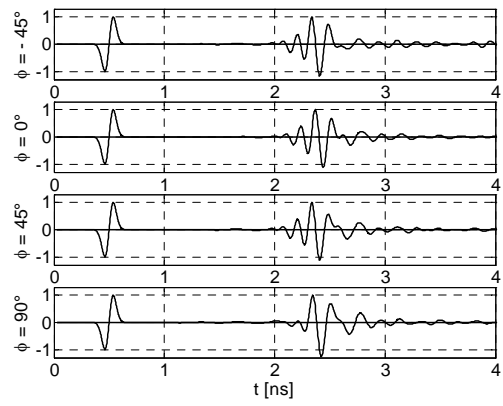
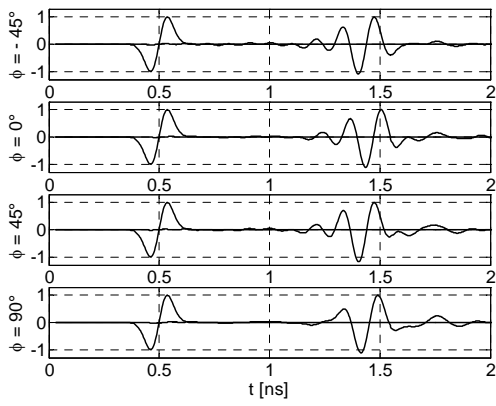
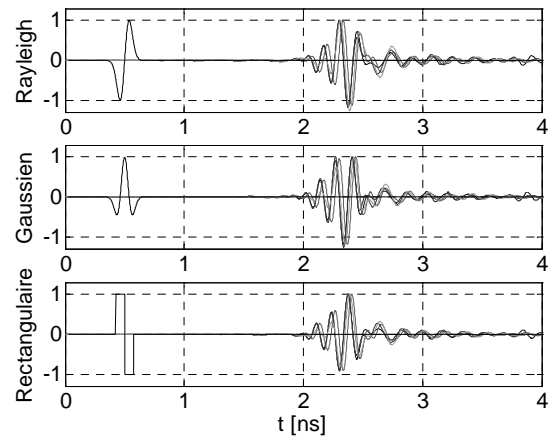
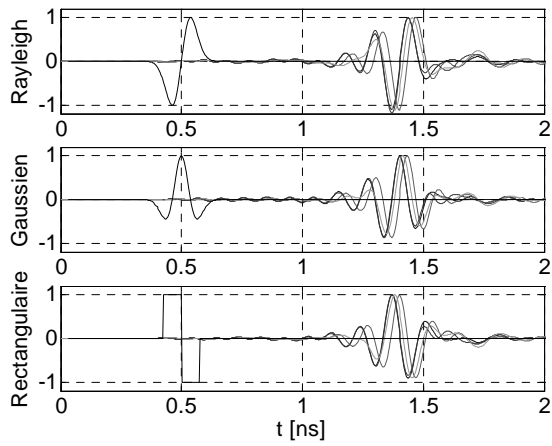
Fig. 3.33. Impulsions de référence : a) allure temporelle b) module du spectre

Fig. 3.34 montre comment ces impulsions sont déformées lors du rayonnement et à la réception (hors effet du canal) par l'antenne « Choi\_U ». Les impulsions ont été normalisées afin de permettre une comparaison des formes d'ondes. D'autre part pour les deux premières illustrations, les réponses pour les quatre orientations envisagées sont superposées et montrent grossièrement que leur allure est assez semblable. Les autres représentations indiquent plus clairement la déformation subie par les impulsions rayonnées et reçues.

Cette caractérisation est intéressante puisqu'elle permet par exemple de prédire le comportement spatio-temporel pour une impulsion particulière mais aussi les caractéristiques spatio-temporelles des signaux mis en jeu. Ainsi, Fig. 3.35 montre les densités spectrales de puissance des impulsions rayonnées dans le contexte des contraintes spectrales de l'émission imposée par la FCC. Il est en effet important de s'assurer que la puissance transmise pour chaque fréquence et en toute direction ne dépasse pas les limites de la réglementation. Il apparaît que la densité de spectrale des impulsions rayonnées épouse assez bien le masque dans la bande [3,1-10,6 GHz]. Cependant, il pourrait être exploité de façon plus optimale. D'autre part, pour l'antenne « Choi\_U » la bande de fréquences atténuées apparaît clairement.

.../...

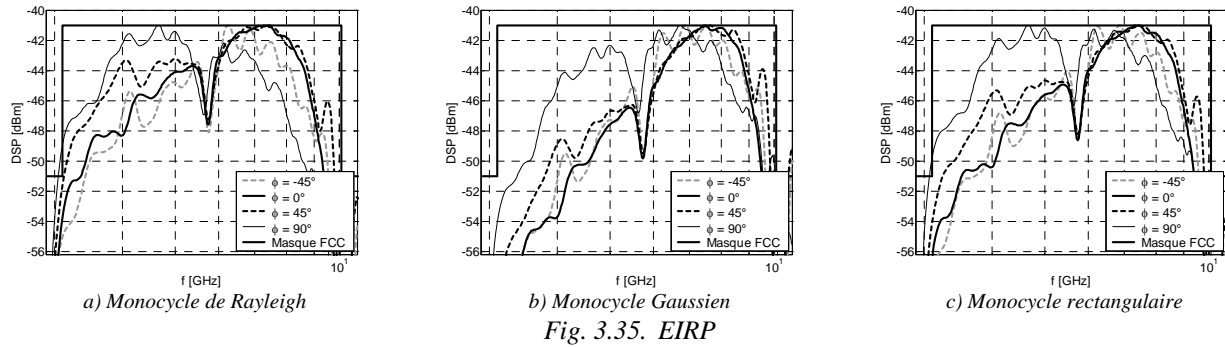




a) Impulsions rayonnées normalisées

b) Impulsions reçues normalisées

Fig. 3.34. Allures des impulsions obtenues – Antenne « Choi\_U »



### 3.6.3.6. Bilan

L'approche « système » consiste à modéliser les antennes comme des systèmes linéaires et invariants dans le temps (c'est-à-dire des filtres). Elle est intéressante parce qu'elle permet l'étude notamment de la distorsion à travers les fonctions de transfert et les réponses impulsionnelles mais elle est aussi très complète puisqu'elle donne accès par exemple aux gains. Ainsi, la modélisation du système d'antennes rend possible l'analyse des déformations que subiront les impulsions lors de leur transmission. De plus, la séparation des antennes d'émission et de réception permet de caractériser le comportement des antennes en rayonnement d'impulsions. Cette caractérisation donne des éléments de réflexion supplémentaires pour concevoir les circuits émetteur et récepteur des chaînes de transmission UWB. L'observation des courbes permet d'envisager par exemple de compenser côté émission les effets des antennes (pré-distorsion volontaire des formes d'onde) ou encore en réception de prévoir un amplificateur faible bruit adapté aux déformations liées aux antennes.

Fig. 3.36 résume les différentes étapes de la modélisation.

.../...

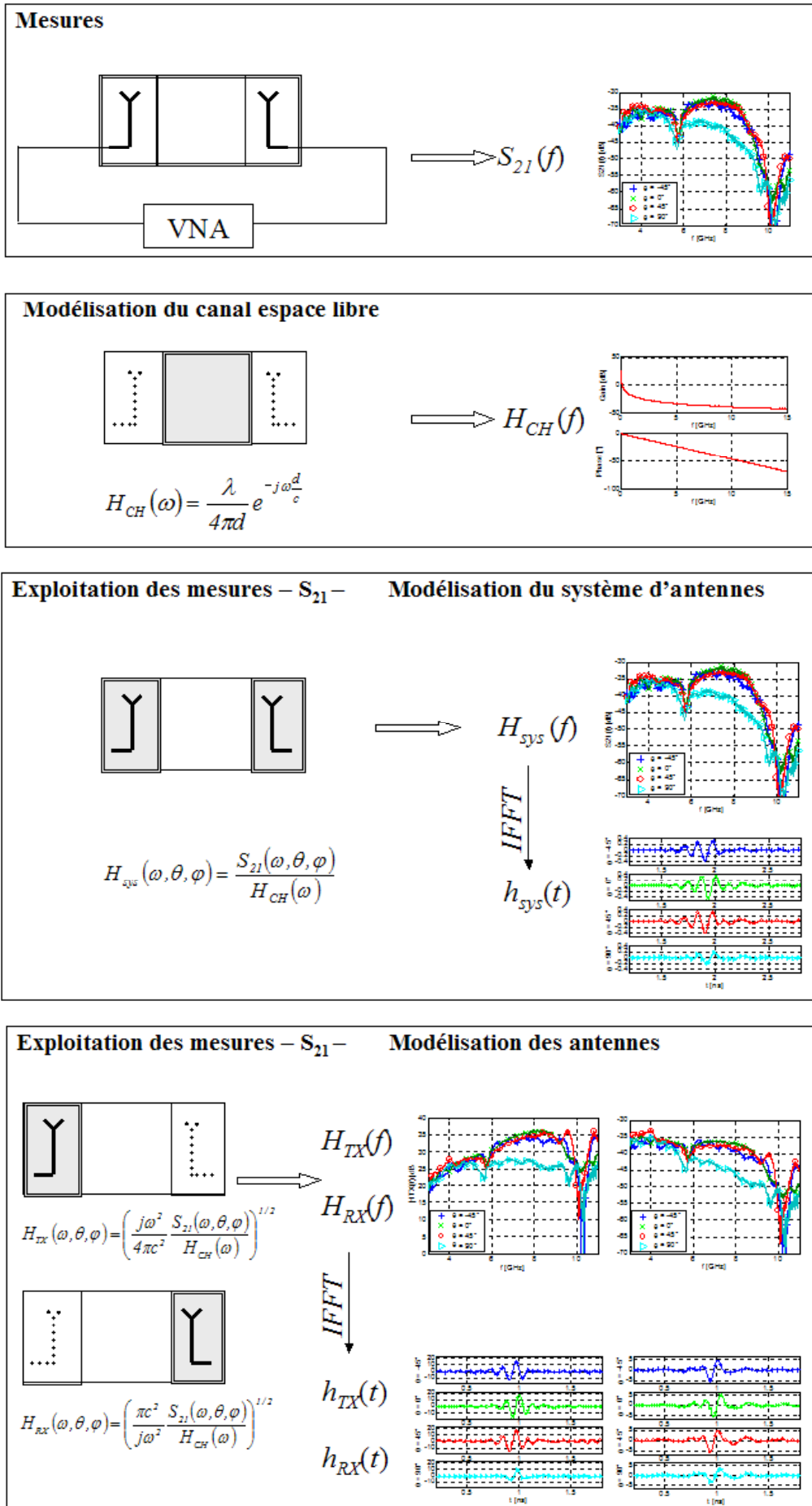


Fig. 3.36. Résumé des différentes étapes de la modélisation

### 3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que les méthodes de caractérisation classiques des antennes (à bande étroite ou modérée) doivent être complétées dans le cas des antennes UWB, autrement dit, qu'il est nécessaire d'introduire de nouveaux outils pour qualifier les antennes UWB mais aussi pour pouvoir les comparer entre elles. Nous avons présenté les nouvelles méthodes rencontrées dans la littérature pour caractériser les antennes UWB. L'approche consistant à représenter les antennes comme des systèmes linéaires et invariant dans le temps a été notamment développée. Nous avons proposé et comparé plusieurs définitions pour les fonctions de transferts (vectorielles et complexes) caractérisant ces systèmes. Pour illustrer les parties théoriques, trois antennes différentes ont été étudiées en fréquence et en temps à partir de mesures dans le domaine fréquentiel. Si pour ces illustrations, les aspects directionnels ont été limités à quelques orientations particulières dans le plan d'azimut, une généralisation à l'ensemble de l'espace (c'est-à-dire en considérant les plans d'azimut et d'élévation) est immédiate et permettrait de caractériser de façon encore plus complète chacune des antennes considérées.

## Bibliographie

---

- [3.1] C.A. Balanis, "Antenna theory : analysis and design", John Wiley & Sons, second edition, 1997.
- [3.2] S.J. Orfanidis, "Electromagnetic waves and antennas", <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>, June, 2004.
- [3.3] IEEE std. 145, "IEEE standard definitions of terms for antennas", IEEE Standards Boards 145-1993, March 1993.
- [3.4] R.P. Meys, "A summary of the transmitting and receiving properties of antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 42, No. 3, pp. 49-53, June 2000.
- [3.5] J.I. Takada, "Review on antenna design and channel characterization of ultra-wideband technologies", in Proc. 1<sup>st</sup> Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Conference, Pattaya, Thailand, May 2004.
- [3.6] S. Stearns, "Antenna impedance models", IEEE Antennas and Propagation Society, Santa Clara Valley Chapter, March 2006.
- [3.7] S.B.T. Wang, A.M. Niknejad, R.W. Brodersen, "Modeling omnidirectional small antennas for UWB applications", in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, USA, June 2004, Vol.2, pp. 1295-1298.
- [3.8] J. Gerrits, A. Hutter, J. Ayadi, J. Farserotu, "Modeling and simulation of a dipole antenna for UWB applications using equivalent SPICE circuits", in Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, June 2003.
- [3.9] I. Pelé, A. Chousseaud, S. Toulain, "Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation", in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, USA, June 2004, Vol.2, pp. 1871-1874.
- [3.10] G. Lu, I. Korisch, L. Greenstein, P. Spasojevic, "Antenna modelling using linear elements with applications to UWB", in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, USA, June 2004, Vol.3, pp. 2544-2547.
- [3.11] F. Sagnard, D.L. Ton, "Analysis of the transient waveforms radiated by a combination of thin-wire antennas – Part I : Modeling ; Part II : Simulations results", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 5, pp. 209-212 and pp. 213-216, April 2006.
- [3.12] S. Promwong, J.I. Takada, "Free space link budget estimation scheme for ultra wideband impulse radio with imperfect antennas", IEICE Electronics Express, Vol. 1, No. 7, pp. 188-192, July 2004.
- [3.13] P. Supanakoon, P. Tangtisanon, S. Promwong, J. Takada, "Accurate analysis of extension of the Friis' transmission formula for UWB channels", in Proc. 1<sup>st</sup> Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Conference, Pattaya, Thailand, May 2004.
- [3.14] Z. Irahhtauten, A. Yarovoy, H. Nikookar, G.J.M. Janssen, L.P. Ligthart, "The effect of antenna and pulse waveform on ultra wideband link budget with impulse radio transmission", in Proc. 34<sup>th</sup> European Microwave Conference, Amsterdam, Nederland, October 2004, pp. 113-116.
- [3.15] C.E. Baum, "Time domain characterization of antennas with TEM feeds", Sensor and Simulation Notes, Note 426, October 1998.
- [3.16] S. Zwierzchowski, P. Jazayeri, "Derivation and determination of the antenna transfer function for use in ultra-wideband communications analysis", in Proc. Wireless 2003, Calgary, Alberta, Canada, July 2003, pp. 533-543.

- [3.17] J. Kunisch, J Pamp, “UWB radio channel modeling considerations”, in Proc. V<sup>th</sup> International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Turin, Italia, September 2003.
- [3.18] A.H. Mohammadian, A. Rajkotia, S.S. Soliman, “Characterization of UWB transmit-receive antenna system”, IEEE Conference Ultra Wideband Systems and Technology, Virginia, USA, November 2003, pp. 157-161.
- [3.19] A. Sibille, “About the role of antennas in UWB impulse radio”, COST 273 TD(04) 015, Greece, January 2004.
- [3.20] Z.N. Chen, X.H. Wu, H.F. Li, N. Yang, M.Y.W. Chia, “Considerations for sources pulses and antennas in UWB radio systems”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 7, pp. 1739-1748, July, 2004.
- [3.21] A. Sibille, “A framework for analysis of antennas effects in UWB communications”, in Proc. Vehicular Technology Conference, Dallas, USA, May-June 2005, Vol.1, pp. 48-52.
- [3.22] S. Yiqiong, S; Aditya, C.L. Law, “Transfer function characterization of UWB antennas based on frequency domain measurement”, in Proc. 35<sup>th</sup> European Microwave Conference, Paris, France, October 2005, Vol. 3.
- [3.23] X. Qing, Z.N. Chen, M.Y.W. Chia, “Network approach to UWB antenna transfer function characterization”, in Proc. 35<sup>th</sup> European Microwave Conference, Paris, France, October 2005, Vol. 3.
- [3.24] W. Sörgel, W. Wiesbeck, , “Influence of the antennas on the ultra-wideband transmission”, Eurasip Journal on Applied Signal Processing, Vol. 2005, No. 3, pp. 296-305, 2005.
- [3.25] P.L.D. Abrie, “Design of RF and microwave amplifiers and oscillators”, Artech House, 1999.
- [3.26] M.E. Hines, H.E. Stinehelfer, “Time-domain oscillographic microwave network analysis using frequency-domain data”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, March 1974.
- [3.27] W. Sörgel, E. Pivitt, W. Wiesbeck, “Comparison of frequency domain and time domain measurements procedures for ultra wideband antennas”, in Proc. Antenna Measurement and Techniques Association Conference, Irvine, USA, October 2003, pp. 72-76.
- [3.28] Z.N. Chen, “Novel bi-arm rolled monopole for UWB applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 2, pp. 672-677, February 2005.
- [3.29] A. Shlivinski, E. Heyman, “Antenna Characterization in the time domain”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 7, pp. 1140-1149, July 1997.
- [3.30] C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, “Characterization tools of antennas in the time domain”, Proc. in International Workshop on Ultra Wideband Systems, Oulu, Finland, June 2003.
- [3.31] O.E. Allen, D.A. Hill, A.R. Ondrejka, “Time-Domain Antenna Characterizations”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 35, No. 3, pp. 339-346, August 1993.
- [3.32] D. Lamensdorf, L. Susman, “Baseband-pulse-antenna techniques”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 36, No. 1, pp. 20-30, February 1994.
- [3.33] S.H. Choi, J.K. Park, S.K. Kim, J.Y. Park, “A new ultra-wideband antenna for UWB Applications”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 40, No. 5, pp. 399-401, March 2004.
- [3.34] T.P. Vuong, Y. Duroc, D. Bechevet, F. Roudet, S. Tedjini, G. Fontgalland, “Conception d’une antenne ultra large bande”, in Proc. 18<sup>ème</sup> colloque international Optique Hertzienne et Diélectrique, Hammamet, Tunisie, September 2005.
- [3.35] T.P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, S. Tedjini, “Design and characteristics of a small U-slotted planar antenna for IR-UWB”, Microwave and Optical Technology Letters, to be submitted (November 2006).

*Chaque progrès donne un nouvel espoir,  
suspendu à la solution d'une nouvelle difficulté.*  
Claude Lévi-Strauss



## 4. Modélisation Paramétrique des Antennes UWB

---

La caractérisation d'une antenne (ou d'un système) se traduit généralement par une phase de simulation ou/et de mesures qui conduit à déduire plus ou moins directement un certain nombre de propriétés qui lui sont propres. Ensuite, l'antenne est considérée comme un objet décrit par cet ensemble de caractéristiques spécifiques qui rendent compte d'un certain fonctionnement et de contraintes. En particulier, le chapitre précédent a révélé qu'il était intéressant de considérer les antennes UWB comme des systèmes linéaires et invariants caractérisés par leur fonction de transfert ou leur réponse impulsionnelle. Nous avons alors vu comment en pratique (par mesure ou simulation) obtenir une telle caractérisation avec l'aide en particulier du coefficient de transmission  $S_{21}$ . L'étape suivante, objet de ce chapitre, consiste à obtenir une expression analytique des fonctions de transfert (ou des réponses impulsionnelles) associées à cette modélisation.

## SOMMAIRE – Chapitre 4

4. Modélisation Paramétrique et Caractérisation des Antennes UWB.....	127
4.1. Introduction.....	129
4.1.1. Présentation de la problématique.....	129
4.1.2. Généralités sur les méthodes de modélisation paramétrique.....	129
4.1.3. Modélisation paramétrique et caractérisation des antennes UWB.....	130
4.1.4. Plan du chapitre.....	131
4.2. Méthode de Prony et variantes.....	131
4.2.1. Présentation générale.....	131
4.2.2. Préliminaire et formulation du problème.....	132
4.2.3. Principe de la méthode de Prony.....	133
4.2.3.1. Obtention des pôles $z_k$ .....	133
4.2.3.2. Obtention des résidus $R_n$ .....	134
4.2.3.3. Remarques et éléments de conclusion.....	134
4.2.4. Méthode de Prony étendue.....	135
4.2.5. Méthode de Tufts-Kumaresan.....	136
4.3. Méthode Matrix Pencil.....	137
4.3.1. Introduction.....	137
4.3.2. Fondements théoriques dans le cas où les données sont non bruitées.....	137
4.3.3. Cas où les données sont bruitées.....	139
4.3.4. Qualité de l'estimation et choix du paramètre Pencil.....	140
4.3.5. Eléments de conclusion.....	140
4.4. Exemples d'application des méthodes de modélisation paramétrique.....	141
4.4.1. Introduction.....	141
4.4.2. Limites de la méthode de Prony.....	142
4.4.3. Variantes de la Méthode de Prony.....	143
4.4.3.1. Méthode de Prony étendue.....	143
4.4.3.2. Méthode de Tufts-Kumaresan.....	146
4.4.3.3. Eléments de conclusion.....	148
4.4.4. Méthode Matrix Pencil.....	149
4.4.5. Comparaison des méthodes.....	151
4.5. Application à la modélisation des antennes UWB.....	151
4.5.1. Introduction.....	151
4.5.2. Présentation des étapes de la modélisation paramétrique pour obtenir un modèle efficace de la réponse impulsionnelle d'une antenne UWB.....	151
4.5.3. Modélisation paramétrique de l'antenne « Choi ».....	155
4.5.4. Modélisation paramétrique de l'antenne « Choi_U ».....	157
4.5.5. Modélisation paramétrique de l'antenne « x ».....	158
4.5.6. Eléments de conclusion.....	159
4.6. Conclusions.....	159
Bibliographie.....	160



## 4.1. Introduction

### 4.1.1. Présentation de la problématique

Dans le chapitre précédent nous avons d'une part, identifié les principales caractéristiques des antennes UWB et d'autre part vu comment les obtenir à partir de simulations ou de mesures. A ce niveau de la modélisation, ces caractéristiques sont alors disponibles sous forme de vecteurs de données ou de courbes les représentant dans l'espace des temps ou dans l'espace des fréquences, et éventuellement pour plusieurs directions (elles seront supposées connues dans ce chapitre).

La seconde étape de la modélisation que nous proposons est de rechercher une description plus efficace de ces caractéristiques, qui permette par exemple de réduire l'espace de représentation ou d'extraire certaines informations plus facilement. Avec cet objectif, une approche pertinente est d'associer à une caractéristique donnée un modèle paramétrique. L'idée consiste à déterminer un modèle représenté seulement par un ou plusieurs vecteurs de paramètres représentant au mieux et plus ou moins directement le signal considéré (ici l'une des caractéristiques mesurées, simulées ou calculées). Ce type de problématique se rencontre dans de nombreuses applications de la modélisation dans des domaines variés comme les télécommunications, la mécanique, l'acoustique, le biomédical, le radar, etc.

### 4.1.2. Généralités sur les méthodes de modélisation paramétrique

Les techniques de modélisation paramétrique permettent de déterminer les paramètres d'un modèle mathématique décrivant un signal, un système ou un processus. Elles sont classiquement utilisées en analyse spectrale (avec pour objectif d'améliorer la résolution spectrale lorsque le signal est de courte durée) [4.1], mais aussi pour la conception de filtres ou l'identification de systèmes [4.2] ou encore la modélisation en électromagnétisme [4.3]. L'objectif de ce paragraphe est de présenter les différentes catégories des méthodes existantes sans pour autant en faire une liste exhaustive étant donné les très nombreux travaux dont elles ont fait l'objet.

Une première catégorie regroupe les méthodes dites non spécifiques. Ces méthodes considèrent le signal à modéliser  $s(k)$  comme un processus aléatoire approximé par un modèle rationnel linéaire, appelé dans le cas général modèle ARMA (Auto Regressive Moving Average), et défini par l'équation de récurrence suivante :

$$s(k) = \underbrace{a_0 e(k) + a_1 e(k-1) + \dots + a_i e(k-i)}_{MA} - \underbrace{b_1 s(k-1) - \dots - b_j s(k-j)}_{AR}, \quad i, j \in \mathbb{N} \quad (4.1)$$

Ce modèle peut aussi être vu comme la sortie d'un filtre linéaire dont l'entrée est  $e(k)$ . L'objectif de la modélisation est alors d'estimer les coefficients  $a_k = 0, \dots, i$  et  $b_\ell = 1, \dots, j$  générateurs du signal  $s(k)$ . L'entrée est souvent considérée comme un bruit blanc. D'autre part, deux cas particuliers peuvent aussi être considérés : le modèle AR ( $a_0 = 1 ; a_k = 0, \forall k \neq 0$ ) et le modèle MA ( $b_\ell = 0, \forall \ell$ ). Les principaux algorithmes de cette approche sont les méthodes dites de covariance ou de covariance modifiée, la méthode AR de Yule-Walker et la méthode de Burg (qui utilisent l'algorithme de Levinson-Durbin) [4.4]. Une variante de ces algorithmes est le codage par prédiction linéaire (LPC, *Linear Predictive Coding*) classiquement utilisé dans le domaine du traitement de la parole [4.5]. Ces méthodes sont connues pour être relativement simples à mettre en œuvre et assez robustes. Toutefois elles requièrent un bon rapport signal à bruit.

Les méthodes spécifiques (connue en anglais sous le sigle MBPE, *Model-Based Parameter Estimation*) ont été particulièrement étudiées depuis les années 1980 à des fins d'analyse spectrale des signaux mais aussi pour le traitement spatial du signal comme le traitement d'antennes par exemple. Elles reposent sur un modèle de signal déterministe et en exploitent les propriétés. Le

modèle considéré est soit une somme de fonctions sinusoïdales (méthode de Pisarenko [4.4], méthode MUSIC, *MUltiple Signal Classification* [4.4], etc.), soit une somme de fonctions sinusoïdales (ou bien exponentielles) amorties (méthodes de Prony [4.6], Tufts-Kumaresan [4.7], Matrix Pencil [4.8], etc.). Il faut noter que ces dernières méthodes sont particulièrement bien adaptées pour modéliser des signaux transitoires telles que les réponses impulsionnelles que nous avons obtenues dans le chapitre précédent pour décrire les antennes ou les systèmes d'antennes.

Enfin, d'autres méthodes considèrent comme information initiale des grandeurs exprimées dans le domaine des fréquences (spectre du signal ou fonction de transfert du système) et non plus dans le domaine des temps. Le modèle utilisé est généralement une fraction rationnelle de polynômes, fonction de la variable de Laplace, c'est-à-dire un filtre à réponse impulsionnelle infinie (filtre IIR). L'estimation consiste à déterminer l'ordre des polynômes et les coefficients qui les définissent. Ces méthodes utilisent classiquement l'approximation de Padé et ses variantes [4.9]. D'autres approches sont toutefois possibles : l'algorithme de Levi associé à la méthode de recherche itérative Gauss-Newton [4.10], la méthode de Cauchy [4.11] ou encore une variante de la méthode de Prony [4.12] qui fonctionne dans le domaine des fréquences.

#### 4.1.3. Modélisation paramétrique et caractérisation des antennes UWB

Dans notre contexte, peu de bibliographie concerne la caractérisation des antennes UWB par modélisation paramétrique. Cependant quelques études ont été proposées.

Par exemple, [4.13] modélise le diagramme de rayonnement d'une antenne UWB dans un plan donné et pour une fréquence donnée, par une fonction analytique (ou une somme de fonctions analytiques). La fonction prototype  $F(\theta)$  proposée dans l'exemple considéré est la suivante :

$$F(\theta) = A \sin(\xi(\theta)) \left[ 1 + \frac{k}{4} \left( \frac{\pi}{2} + \xi(\theta) \right) \right] \quad (4.2)$$

avec

$$\xi(\theta) = \left( \theta - \frac{\pi}{2} \right) / \left( 1 - 2 \frac{\theta_0}{\pi} \right) \quad (4.3)$$

où les grandeurs  $\theta_0$ ,  $k$  et  $A$  sont des paramètres calculés par un algorithme itératif. Le choix de cette fonction est justifiée notamment parce que l'antenne étudiée, un monopôle, présente une symétrie qui entraîne l'annulation du champ électrique sur son axe. Ainsi pour  $\theta = 0$ , le gain est nul.

Par ailleurs afin de réduire le nombre de données nécessaires pour représenter la réponse impulsionnelle d'une antenne UWB, [4.14] suggère deux méthodes. La première consiste à modéliser la réponse impulsionnelle de l'antenne par un banc de filtres IIR calculé par l'algorithme de Steiglitz-McBride<sup>1</sup> et la seconde utilise une projection sur une base de modes sphériques. Ces méthodes permettent d'obtenir un facteur de compression de 75 à 90% pour la première et de 45 à 97,8% pour la seconde en fonction de la précision souhaitée.

Afin de modéliser un système d'antennes (antenne d'émission et antenne de réception), [4.15] présente également une méthode paramétrique basée sur un filtre IIR associé à une méthode de moments qui est accélérée à l'aide d'une interpolation.

<sup>1</sup> La méthode de Steiglitz-McBride (méthode d'identification de systèmes) [4.1], utilise la réponse impulsionnelle du système inconnu pour estimer les coefficients du filtre IIR équivalent. Elle s'appuie sur une minimisation de l'erreur quadratique entre les réponses impulsionnelles mesurée et modélisée. Une variante consiste à fournir comme variable d'entrée à l'algorithme non plus la réponse impulsionnelle mais deux séquences de données : l'une correspondant à l'entrée du système inconnu et l'autre à la sortie correspondante.

Enfin, [4.16] utilise la méthode de Matrix Pencil afin de modéliser la hauteur effective d'une antenne. L'idée du concept proposé est très intéressant parce qu'à travers le modèle paramétrique de la hauteur effective, ce sont aussi les caractéristiques fréquentielles et temporelles de l'antenne qui sont décrites. En effet, nous avons vu dans le chapitre 3 que la hauteur effective permet de décrire complètement l'antenne puisque s'en déduisent dans le domaine des fréquences, le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain de l'antenne et, dans le domaine des temps la forme d'onde rayonnée pour une excitation donnée. Ainsi, la description paramétrique de la hauteur effective de l'antenne permet à travers un jeu de données limité de caractériser de façon très complète l'antenne à la fois en temps et en fréquence. Il faut noter que nos premiers travaux [4.17] étaient assez semblables à cet article publié en septembre 2005. Toutefois ces études ne visent pas les mêmes objectifs dans leur finalité. Dans [4.16], à travers la modélisation temps-fréquence de l'antenne, c'est une modélisation du diagramme de rayonnement de l'antenne qui est mise en avant<sup>2</sup>. Dans notre cas, l'idée est de rechercher un modèle temps-fréquence efficace de l'antenne et nous visons ensuite à intégrer ce modèle dans une chaîne de communication UWB pour tenir compte des influences des antennes dans le système complet. Nous mettrons ainsi en valeur d'autres avantages de cette approche, avantages qui à notre connaissance n'ont pas encore fait l'objet de publications.

#### 4.1.4. Plan du chapitre

La suite de ce chapitre s'articulera de la façon suivante.

Une première partie est consacrée à la présentation des méthodes spécifiques de modélisation paramétrique utilisant un modèle déterministe composé d'une somme de fonctions exponentielles amorties. Tout d'abord, la méthode de Prony, qui est la méthode originelle, est détaillée ainsi que plusieurs de ses variantes plus récentes. Ensuite, nous nous intéressons à la méthode de Matrix Pencil basée sur le même modèle que la méthode de Prony et connue comme l'une des plus efficaces car elle conjugue les avantages des méthodes qui l'ont précédée. Ces méthodes sont d'abord présentées d'un point de vue théorique et ensuite leurs propriétés sont mises en évidence à partir de plusieurs exemples. Par ailleurs notons que l'annexe D3 propose quelques compléments théoriques concernant les estimateurs paramétriques.

La seconde partie se recentre alors sur notre problématique. Nous montrons comment les méthodes présentées dans la première partie peuvent être utilisées dans le contexte de la modélisation des antennes UWB.

## 4.2. Méthode de Prony et variantes

### 4.2.1. Présentation générale

Dès 1795, Gaspard Riche, baron de Prony décrit une méthode destinée à modéliser des données expérimentales par des exponentielles amorties [4.6], méthode qui pose les bases de l'analyse paramétrique (annexe D1 : extrait de la présentation de la problématique posée par Prony).

L'objectif de Prony était alors d'analyser des mesures thermodynamiques de détente de mélanges gazeux. Bien que cette approche précède historiquement de quelques années l'approche de Fourier (1805), son développement n'est que récent par rapport à l'analyse de Fourier, aujourd'hui bien connue et utilisée depuis plus d'un siècle. Redécouverte en 1970, la méthode de Prony est à

---

<sup>2</sup> Notons que dans le cas d'un dipôle filaire, [4.18] présente une autre méthode pour atteindre le même objectif. L'idée est alors de modéliser d'une part le spectre du champ rayonné par une fonction de transfert polynomiale et d'autre part l'impédance d'entrée de l'antenne par une approximation de Paddé pour en déduire finalement le gain en fonction de la direction.

l'origine des décompositions sur une base de fonctions exponentielles. Une présentation récente de ces méthodes peut être trouvée dans [4.1].

#### 4.2.2. Préliminaire et formulation du problème

Le modèle du signal, ou du processus qui l'engendre, s'écrit comme ci-dessous :

$$x(k) = \sum_{n=1}^N R_n z_n^k, \quad N \in \mathbf{N}^*, \quad \forall k \in \{1, \dots, N\}, \quad (R_n, z_n) \in \mathbf{C}^2 \quad (4.4)$$

avec  $R_n = G_n e^{j\varphi_n}$  et  $z_n = e^{\alpha_n + 2\pi j f_n}$ ,  $G_n \in \mathbb{R}$ ,  $\varphi_n \in \mathbb{R}$ ,  $\alpha_n \in \mathbb{R}$ ,  $f_n \in \mathbb{R}$ .

Le modèle est donc une somme d'exponentielles complexes amorties qui contient quatre types d'informations, familières en traitement du signal et en modélisation de systèmes :  $G_n$  l'amplitude,  $\varphi_n$  la phase,  $\alpha_n$  l'amortissement et  $f_n$  la fréquence. Ces quatre paramètres doivent être estimés ce qui revient à estimer les deux paramètres complexes  $R_n$  et  $z_n$  qui correspondent respectivement aux résidus et aux pôles du modèle. Il faut remarquer que le nombre  $N$  de composantes du signal est lui aussi a priori inconnu et doit être évalué.

D'une façon générale, une approche paramétrique essaie d'obtenir la meilleure ressemblance possible entre le signal mesuré et un modèle de celui-ci. La mesure usuelle de cette ressemblance est l'erreur quadratique entre le signal et son modèle. L'approche directe ou des moindres carrés consiste donc à essayer de minimiser cette erreur, donnée ici par :

$$|\varepsilon|^2 = \sum_{k=0}^{K-1} \left| \sum_{n=1}^N G_n e^{j\varphi_n} e^{(\alpha_n + 2\pi j f_n)k} - x(k) \right|^2 \quad (4.5)$$

Cette minimisation peut s'écrire en dérivant l'expression de  $|\varepsilon|^2$  par rapport aux quatre paramètres  $G_n$ ,  $\varphi_n$ ,  $\alpha_n$  et  $f_n$  puis en égalant les termes obtenus à zéro. Ainsi un système de  $4N$  équations non linéaires est obtenu. Des algorithmes itératifs tels que la méthode de Newton peuvent être utilisés pour résoudre ce système. Cependant, elles sont peu utilisées en pratique car outre le coût de calcul important, le résultat peut être faussé si les valeurs de départ sont trop éloignées des vraies valeurs des paramètres. Il existe d'autres méthodes pour minimiser l'erreur qui par exemple, s'appuient sur la dépendance linéaire en amplitude complexe  $R_n$  ( $R_n = G_n e^{j\varphi_n}$ ) afin de réduire le nombre de paramètres sur lesquels s'effectue le moindre carré non linéaire, aux seuls paramètres  $\alpha_n$  et  $f_n$  [4.19]. Cette approche n'est cependant pas concluante dans le cas où les sinusoides sont amorties ( $G_n \neq 0$ ). Au contraire la méthode Prony (et ses extensions), bien qu'elle soit sous-optimale au sens des moindres carrés, prend en compte les propriétés particulières des séries temporelles issues du modèle sinusoidal amorti et transforme ainsi le problème non linéaire en un problème linéaire : les exponentielles cherchées sont les zéros d'un polynôme et la recherche des coefficients de celui-ci est aussi un problème linéaire. Il faut noter que Prony avait traité le cas d'exponentielles réelles mais le principe développé reste identique si le problème est étendu aux cas des exponentielles complexes.

Enfin, il faut noter que ces méthodes présentent l'inconvénient de supposer connu le nombre  $N$  de composantes. Il est possible d'itérer sur la valeur de  $N$  mais cela représente un surcoût en complexité de calcul important.

### 4.2.3. Principe de la méthode de Prony

A partir des  $K$  échantillons  $x(0), \dots, x(K-1)$ , le problème de Prony consistait à déterminer les paramètres complexes  $R_n$  et  $z_n$  tels que l'égalité suivante soit vérifiée en supposant qu'il n'y ait pas de terme de bruit :

$$x(k) = \sum_{n=1}^N R_n z_n^k, \forall k \in [0, K-1], (R_n, z_n) \in \mathcal{C}^2 \quad (4.6)$$

L'estimation simultanée des deux paramètres conduit à des équations non-linéaires. Prony a donc proposé de décomposer le problème en deux étapes : détermination des coefficients  $z_n$  puis des coefficients  $R_n$ .

#### 4.2.3.1. Obtention des pôles $z_k$

Pour la première étape, le point de départ de la résolution est la propriété remarquable suivante :

$$x(k) = \sum_{n=1}^N R_n z_n^k \Leftrightarrow x(k) = -\sum_{n=1}^N a_n x(k-n), k \geq N+1 \quad (4.7)$$

Alors  $x(k)$  vérifie une relation de récurrence dont le polynôme caractéristique  $A(z)$  admet pour racines les pôles complexes  $z_n$  du signal.

$$A(z) = \prod_{n=1}^N (1 - z_n z^{-1}) = \sum_{n=0}^N a_n z^{-n} \quad (4.8)$$

Cette propriété se vérifie facilement comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^N a_n x(k-n) &= a_0 x(k) + a_1 x(k-1) + \dots + a_N x(k-N) \\ &= a_0 (R_1 z_1^k + R_2 z_2^k + \dots + R_N z_N^k) + a_1 (R_1 z_1^{k-1} + R_2 z_2^{k-1} + \dots + R_N z_N^{k-1}) + \dots + a_N (R_1 z_1^{k-N} + R_2 z_2^{k-N} + \dots + R_N z_N^{k-N}) \\ &= R_1 z_1^k (a_0 + a_1 z_1^{-1} + \dots + a_N z_1^{-N}) + R_2 z_2^k (a_0 + a_1 z_2^{-1} + \dots + a_N z_2^{-N}) + \dots + R_N z_N^k (a_0 + a_1 z_N^{-1} + \dots + a_N z_N^{-N}) \\ &= R_1 z_1^k A(z_1) + R_2 z_2^k A(z_2) + \dots + R_N z_N^k A(z_N) \\ &= 0 \end{aligned}$$

La relation de récurrence (4.7) est une équation de prédiction linéaire de l'échantillon  $x(k)$  à partir des échantillons antérieurs. Elle constitue un système linéaire à  $N$  équations et  $N$  inconnues lorsque  $k = N$  (et un système linéaire sur-dimensionné lorsque  $k > N$ , cas traité ultérieurement). La détermination des pôles consiste donc à résoudre le système linéaire (4.9) ou (4.10) dont la solution est l'ensemble des coefficients  $\{a_k\}$  et qui avec  $k = N$  s'écrit facilement sous forme matricielle et vectorielle par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x(N) \\ x(N+1) \\ \vdots \\ x(2N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(N-1) & x(N-2) & \dots & x(0) \\ x(N) & x(N-1) & \dots & x(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(2N-2) & x(2N-3) & \dots & x(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_N \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

ou avec des notations évidentes (sous forme vectorielle) :

$$\mathbf{x} = -\mathbf{X} \cdot \mathbf{a} \Leftrightarrow \mathbf{a} = -\mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{x} \quad (4.10)$$

L'équivalence est valide si la matrice  $\mathbf{X}$  est inversible<sup>3</sup> et dans ce cas la solution est unique. Par ailleurs, la matrice  $\mathbf{X}$  est appelée matrice des données. Le polynôme  $A(z)$  étant déterminé, la recherche de ses racines conduit aux pôles  $z_n$ .

#### 4.2.3.2. Obtention des résidus $R_n$

Connaissant les pôles  $z_n$ , (4.6) montre que la résolution des résidus  $R_n$  est une simple résolution du système linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_N^{N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_N \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

soit avec des notations vectorielles :

$$\mathbf{x} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{R} \Leftrightarrow \mathbf{R} = \mathbf{Z}^{-1} \cdot \mathbf{x} \quad (4.12)$$

Les remarques sur l'équivalence faites pour (4.10) sont également vraies pour (4.12). De plus, cette équation fait apparaître une matrice de Vandermonde (notée  $\mathbf{Z}$ ), matrice possédant un discriminant non nul et donc inversible si et seulement si tous les  $z_i$  sont distincts. Cette remarque impose que dans le cas de pôles multiples et en particulier de pôles doubles, la méthode proposée posera problème et nécessitera d'utiliser une variante consistant à considérer un modèle où les résidus  $R_n$  sont sous la forme suivante  $R_n = \alpha_n + k\beta_n$  [4.20].

#### 4.2.3.3. Remarques et éléments de conclusion

Le modèle utilisé par la méthode Prony se rencontre dans de nombreuses applications parce qu'il rend compte de la réponse impulsionnelle de tout système linéaire et invariant dans le temps. Ainsi, il est en particulier adapté pour la modélisation « système » des antennes telle que nous l'avons présentée dans le chapitre précédent.

Il est intéressant de remarquer que le formalisme utilisé est très proche de celui de la transformée en  $z$ . En effet, le modèle proposé correspond à une description classique par pôles ( $s_n$  ou  $z_n$ ) et résidus ( $R_n$ ) qui permettent de passer facilement d'un espace à l'autre par les relations suivantes :

$$Tz\{x(k)\} = X(z) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)z^{-k} = \sum_{k=0}^{+\infty} \left( \sum_{n=1}^N R_n z_n^k \right) z^{-k} = \sum_{n=1}^N \frac{R_n}{1 - z_n z^{-1}} \quad (4.13)$$

$$TL[x(t)] = X(p) = \int_{\mathbb{R}} x(t)e^{-pt} dt = \int_0^{+\infty} \left( \sum_{n=1}^N R_n e^{s_n t} \right) e^{-pt} dt = \sum_{n=1}^N \frac{R_n}{p - s_n} \quad (4.14)$$

aux conditions de convergence près et où les opérateurs  $Tz$  et  $TL$  correspondent respectivement à la transformation en  $z$  et à la transformation de Laplace.

Il faut également remarquer que les pôles de l'espace de Laplace  $\{p\}$  et pôles de l'espace  $\{z\}$  sont reliés par l'égalité suivante :

$$s_n = \log(z_n) \quad (4.15)$$

<sup>3</sup> La matrice carrée  $\mathbf{X}$  ( $N \times N$ ) est inversible si de façon équivalente son déterminant est non nul, ou son rang est égal à  $N$ . Le système linéaire est alors dit de Cramer.

Enfin, les valeurs obtenues par la méthode de Prony (décrite ci-dessus) ne seront exactes que si le signal correspond exactement au modèle proposé. Ce n'est plus le cas dès que le nombre de composantes est différent de  $N$  ou en présence de bruit. Les développements postérieurs de cette méthode visent à s'affranchir le plus possible de l'influence du bruit additif, toujours présent dans les mesures réelles. La méthode de Prony étendue par Hildebrand en 1956 [4.1] consiste à augmenter le nombre d'équations puis à résoudre le système au sens des moindres carrés. Cette idée seule s'avère cependant peu satisfaisante car notamment les résultats sont faussés aux faibles rapports signal à bruit [4.20]. Une amélioration possible consiste à augmenter le nombre d'inconnues, ce qui est équivalent à augmenter l'ordre du modèle, de sorte à décomposer le bruit sur des composantes supplémentaires. Cette vision empirique à l'origine se révèle riche et de nombreuses méthodes l'utilisent. Le problème est alors de pouvoir séparer les composantes « signal » des composantes « bruit ». Ainsi la méthode proposée par Tufts et Kumaresan reprend cette idée en y ajoutant une décomposition en sous-espaces signal et bruit [4.7]. Ces deux méthodes, méthode de Prony étendue et méthode de Tufts-Kumaresan, vont être présentées ci-dessous.

#### 4.2.4. Méthode de Prony étendue

En pratique un terme perturbateur  $b(k)$ , qui rassemble les erreurs de modèle, le bruit additif, etc., se rajoute souvent au modèle tel que (4.4) devient :

$$y(k) = x(k) + b(k) = \sum_{n=1}^N R_n z_n^k + b(k), \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (4.16)$$

Le signal  $y(k)$  considéré pour déterminer le modèle correspond alors aux données bruitées parce qu'il est composé des « vraies » données  $x(k)$  auxquelles s'ajoutent un terme de bruit  $b(k)$ .

Dans ce cas, le problème se complique car la propriété remarquable précédente conduit à :

$$\sum_{n=0}^N a_n y(k-n) = \underbrace{\sum_{n=0}^N a_n x(k-n)}_{=0} + \sum_{n=0}^N a_n b(k-n) \neq 0 \quad (4.17)$$

L'idée est alors de rechercher les coefficients  $\{a_k\}$  qui minimisent une norme du terme perturbateur non nul. Le plus fréquent est de rechercher la solution des moindres carrés, c'est-à-dire résoudre au sens des moindres carrés le système suivant :

$$y(k) = -\sum_{n=1}^N a_n y(k-n) + e(k), \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (4.18)$$

c'est-à-dire sous forme matricielle et vectorielle :

$$\begin{bmatrix} y(N) \\ y(N+1) \\ \vdots \\ y(N+K-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(N-1) & y(N-2) & \cdots & y(0) \\ y(N) & y(N-1) & \cdots & y(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N+K-2) & y(N+K-3) & \cdots & y(K-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(N) \\ e(N-1) \\ \vdots \\ e(N+K-1) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{a} + \mathbf{e} \quad (4.20)$$

En choisissant  $K \gg N$  (système surdéterminé), la solution au sens des moindres carrés qui minimise la norme quadratique de l'erreur, c'est-à-dire

$$\mathbf{a}_{MC} = \arg \min \|\mathbf{e}\|^2 \quad (4.21)$$

est alors donnée par :

$$\mathbf{a}_{MC} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H \cdot \mathbf{y} = \mathbf{Y}^+ \cdot \mathbf{y} \quad (4.22)$$

où l'exposant «  $^H$  » correspond à la transposée-conjuguée et l'exposant «  $^+$  » à la pseudo-inverse de Moore-Penrose.

Le reste de la résolution du problème est alors très semblable à celle présentée dans le cas non bruité. Le polynôme caractéristique  $A(z)$  construit sur  $\mathbf{a}_{MC}$  permet d'estimer les pôles  $\{\hat{z}_n\}$ . Les résidus se déduisent également au sens des moindres carrés à partir de l'équation suivante :

$$y(k) = \sum_{n=1}^N R_n \hat{z}_n^k + b(k), \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (4.23)$$

qui conduit à la solution suivante :

$$\mathbf{R}_{MC} = (\mathbf{Z}^H \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H \cdot \mathbf{y} = \mathbf{Z}^+ \cdot \mathbf{y} \quad (4.24)$$

#### 4.2.5. Méthode de Tufts-Kumaresan

L'idée principale de la méthode de Tufts-Kumaresan est d'effectuer un préfiltrage destiné à augmenter le rapport signal à bruit. Ce filtrage peut être effectué de façon simple au moyen d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (filtre FIR). Quoique présentant une complexité de calcul plus importante, l'approche de Tufts-Kumaresan [4.21] est encore plus efficace parce qu'elle consiste à réaliser un filtrage adapté aux données. L'idée est d'explorer les propriétés géométriques des sous-espaces de signaux, générés par des modèles exponentiels, et des sous-espaces de bruit, générés par des bruits additifs. La méthode de Prony originale utilise seulement  $K = 2N$  observations pour estimer les paramètres d'un modèle d'ordre  $N$ . Dans le cas où les signaux sont bruités, il est nécessaire de considérer davantage de données parce que les pôles ne peuvent pas être estimés précisément à partir du polynôme  $A(z)$ . En effet, si le signal est effectivement d'ordre  $N$ , alors les  $N$  composantes effectives du signal rajoutées aux composantes du bruit nécessitent d'utiliser un modèle général d'ordre plus élevé que nous noterons  $L$ . Ainsi, les «  $L - N$  » sinusoides complexes amorties supplémentaires auront tendance à modéliser la partie « bruit » (appelée sous-espace bruit) laissant ainsi les  $N$  autres sinusoides traduire la partie signal (sous-espace signal). La méthode d'estimation du signal consiste donc à rechercher, à partir de  $L$  observations, le signal bruité  $y(k)$  sous la forme suivante :

$$y(k) = \sum_{n=1}^L R_n z_n^k = \sum_{n=1}^N R_n z_n^k + \sum_{n=N+1}^L R_n z_n^k, \quad (R_n, s_n) \in \mathcal{C}^2 \quad (4.25)$$

En présence de bruit, la meilleure approximation de la matrice de données de rang  $N$  au sens du théorème d'Eckart et Young s'obtient en effectuant une décomposition en valeurs singulières de la matrice de données puis en mettant à zéro les valeurs singulières au-delà du rang  $N$  (voir annexe D3).

Cette approche constitue l'une des façons les plus efficaces pour éliminer le bruit dans un modèle exponentiel. Les différentes étapes de la modélisation sont alors les suivantes : constitution de la matrice de données, détermination de ses valeurs singulières, mise à zéro des valeurs singulières attribuées au bruit, reconstitution de la matrice signal à partir des valeurs singulières et enfin application de la méthode de Prony.



### 4.3. Méthode Matrix Pencil

#### 4.3.1. Introduction

La méthode Matrix Pencil [4.8], [4.22] développée par Hua et Sarkar en 1990, utilise le même modèle que celle de Prony et propose une autre solution pour déterminer les pôles du modèle. Cette approche se révèle plus efficace dans le sens où l'estimation des pôles ne s'effectue qu'en une seule étape au lieu de deux. De plus, elle améliore en terme de variance les estimateurs par rapport à la méthode de Tufts-Kumaresan. Elle utilise les mêmes principes (décomposition en valeurs singulières et approximation de la matrice de données) mais introduit une redondance supplémentaire, en s'appuyant sur les propriétés d'un « polynôme » de matrices (appelé Matrix Pencil) qui est défini à l'aide de deux matrices de données décalées.

#### 4.3.2. Fondements théoriques dans le cas où les données sont non bruitées

Le fonctionnement de la méthode Matrix Pencil repose sur les propriétés d'un polynôme  $\mathcal{A}(\lambda)$  construit à partir de deux matrices de données  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  de dimension  $(K-L) \times L$

$$\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \cdots & x(L-1) \\ x(1) & x(2) & \cdots & x(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(K-L-1) & x(K-L) & \cdots & x(K-2) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \cdots & x(L) \\ x(2) & x(3) & \cdots & x(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(K-L) & x(K-L+1) & \cdots & x(K-1) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

et tel que :

$$\mathcal{A}(\lambda) = \mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1 \quad (4.28)$$

Il s'agit d'une sorte de prédicteur d'erreur matricielle qui généralise l'idée de la méthode de Prony. En effet, dans le cas très simple de la méthode de Prony où  $N = 1$ , le signal est modélisé par une seule sinusoïde amortie non bruitée telle que  $x(k) = R_1 z_1^k$  et vérifie la relation de récurrence :  $x(k) - z_1 x(k-1) = 0$ . Ainsi en quelque sorte, la méthode Matrix Pencil est une généralisation de cette équation où les échantillons sont remplacés par des matrices de données. Les propriétés d'annulation du polynômes  $\mathcal{A}(z)$  sont donc celles de réduction de rang de la matrice Pencil  $\mathcal{A}(\lambda)$ .

Notons que comme les données sont supposées non bruitées, les grandeurs intervenant dans les matrices sont telles que  $y(t) = x(t)$  avec les notations de la partie précédente. D'autre part, la matrice  $\mathbf{Y}_1$  est simplement une « décalée » d'un échantillon de la matrice  $\mathbf{Y}_2$ . Le paramètre Pencil  $L$  qui fixe les dimensions des matrices est semblable à un ordre de prédiction (ou à un degré de polynôme) et il surestime systématiquement le nombre de composantes.

Le principe de la méthode repose alors sur la propriété suivante :

si le paramètre Pencil  $L$  satisfait la condition  $N \leq L \leq K - N$ , alors les pôles  $z_i$ ,  $i = 1, \dots, N$  sont réducteurs de rang pour la matrice  $\mathcal{A}(\lambda)$ , c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \text{rang}(\mathcal{A}(\lambda)) = N, \text{ si } z \neq z_i \\ \text{rang}(\mathcal{A}(\lambda)) = N - 1, \text{ si } z = z_i \end{cases} \quad (4.29)$$

La démonstration de cette propriété s'appuie sur la relation suivante :

$$\mathcal{A}(\lambda) = \mathbf{Y}_2 - \lambda \mathbf{Y}_1 = \mathbf{Z}_1 \mathbf{R} \mathbf{Z}_0 \mathbf{Z}_2 - \lambda \mathbf{Z}_1 \mathbf{R} \mathbf{Z}_2 = \mathbf{Z}_1 \mathbf{R} (\mathbf{Z}_0 - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{Z}_2, \forall \lambda \quad (4.30)$$

avec  $\mathbf{I}$  la matrice identité carrée  $N \times N$  et en introduisant les matrices  $\mathbf{Z}_1$ ,  $\mathbf{Z}_2$ ,  $\mathbf{Z}_0$  et  $\mathbf{R}$  telles que

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_1 &= \mathbf{Z}_1 \mathbf{R} \mathbf{Z}_2 \\ \mathbf{Y}_2 &= \mathbf{Z}_1 \mathbf{R} \mathbf{Z}_0 \mathbf{Z}_2 \end{aligned} \quad (4.31)$$

et définies de la façon suivante :

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{K-L-1} & z_2^{K-L-1} & \cdots & z_N^{K-L-1} \end{bmatrix}_{(K-L) \times N}$$

$$\mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \cdots & z_1^{L-1} \\ 1 & z_2 & \cdots & z_2^{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_N & \cdots & z_N^{L-1} \end{bmatrix}_{N \times L}$$

$$\mathbf{Z}_0 = \text{diag}(z_1, \dots, z_N) \quad \mathbf{R} = \text{diag}(R_1, \dots, R_N)$$

où la notation « diag » représente une matrice carrée diagonale.

Lorsque  $\lambda = z_i$ , alors le terme diagonal d'ordre  $i$  dans la matrice  $(\mathbf{Z}_0 - \lambda \mathbf{I})$  devient nulle ce qui revient à annuler une colonne dans  $\mathbf{Z}_1$  et une ligne dans  $\mathbf{Z}_2$ . En conséquence :

- Si  $N \leq L \leq K - N$  alors  $\mathbf{Z}_1$  et  $\mathbf{Z}_2$  sont de rang  $N$ , et la matrice  $\mathbf{Y}_2 - z_i \mathbf{Y}_1$  sera de rang  $N - 1$ , pour  $i = 1, \dots, N$ ; la valeur de  $z_i$  est réductrice de rang pour  $\mathcal{A}(\lambda)$ .
- Si  $N > L$  ou  $N > K - L$  alors, respectivement  $\text{rang}(\mathbf{Z}_2) = L$  ou  $\text{rang}(\mathbf{Z}_1) = K - L$  et  $\text{rang}(\mathbf{R}(\mathbf{Z}_0 - \lambda \mathbf{I})\mathbf{Z}_2) = p$  ou  $\text{rang}(\mathbf{Z}_1 \mathbf{R}(\mathbf{Z}_0 - \lambda \mathbf{I})) = K - L$ ; par suite le rang de  $\mathcal{A}(\lambda)$  ne décroît pas lorsque  $\lambda = z_i$ .

Comme le rang de la matrice  $\mathcal{A}(\lambda)$  est  $N - 1$ , il existe au moins un vecteur propre non nul  $u_i$  tel que :

$$\mathcal{A}(z_i)u_i = (\mathbf{Y}_2 - z_i \mathbf{Y}_1)u_i = 0$$

Le vecteur  $u_i$  est de longueur  $K - L$  et il est vecteur propre de la matrice  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2$  associé à la valeur propre  $z_i$  soit

$$\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 u_i = z_i u_i$$

Cela signifie que les  $z_i$  peuvent être déterminés à partir des valeurs propres généralisées de la matrice paire  $\{\mathbf{Y}_2; \mathbf{Y}_1\}$ , ou de façon équivalente à partir des valeurs propres ordinaires de la matrice  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2 = \lambda \mathbf{I}$ . Les résidus sont alors déterminés comme pour la méthode de Prony par la méthode des moindres carrés.

Ainsi dans la méthode Matrix Pencil, les solutions ne sont plus obtenues à partir de la recherche des racines d'un polynôme, mais par la recherche des valeurs propres d'une matrice. Si le signal est non bruité, cette matrice  $\mathbf{Y}_1^+ \mathbf{Y}_2$  admet  $N$  valeurs propres non nulles et  $K - N$  valeurs propres nulles. En revanche en présence de bruit, toutes les valeurs propres sont en général non nulles. Pour améliorer les performances de la méthode, une décomposition en sous-espaces telle que celle utilisée pour la méthode de Tufts-Kumaresan peut être mise en place [4.23]. Cette méthode est discutée dans le paragraphe qui suit.

### 4.3.3. Cas où les données sont bruitées

Dans le cas où les données sont bruitées, l'idée retenue consiste donc à réaliser une décomposition en valeurs singulières de la matrice  $\mathbf{Y}$  construite en combinant  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  de la façon suivante :

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \cdots & y(L-1) & y(L) \\ y(1) & y(2) & \cdots & y(L) & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ y(K-L-1) & y(K-L) & \cdots & y(K-2) & y(K-1) \end{bmatrix}_{(K-L) \times (L+1)} \quad (4.32)$$

$\mathbf{Y}_1$  correspond aux  $L$  premières colonnes de  $\mathbf{Y}$  et  $\mathbf{Y}_2$  aux  $L$  dernières colonnes.

Il faut noter que la matrice  $\mathbf{Y}$  utilise l'ensemble des données disponibles<sup>4</sup>. La matrice  $\mathbf{Y}$  étant constituée, une SVD lui est appliquée et elle se retrouve alors sous la forme suivante :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H \quad (4.33)$$

avec  $\mathbf{S}$  matrice des valeurs singulières de dimension  $((K-L) \times (L+1))$  et  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$  les matrices modales respectivement de dimension  $((K-L) \times (K-L))$  et  $((L+1) \times (L+1))$ .

Si les données ne sont pas bruitées alors  $\mathbf{Y}$  possède exactement  $N$  valeurs singulières non nulles. Mais en raison du bruit, l'ensemble des valeurs singulières sont non nulles. Cependant, celles liées au bruit restent faibles et il est alors possible d'identifier les différentes contributions d'une part du signal et d'autre part du bruit. L'ordre du modèle  $N$  est alors choisi égal au nombre de valeurs singulières dominantes vérifiant l'inégalité suivante

$$\sigma_{max} > \sigma > 10^{-s} \sigma_{max} \quad (4.34)$$

où  $\sigma_{max}$  est la plus grande des valeurs singulières et  $s$  correspond à la précision des données. En pratique si  $N$  est sur-estimé, il apparaît dans le domaine fréquentiel des pics d'amplitude faible qui n'affecte pas trop le modèle. A l'inverse si  $N$  est sous-estimé les résultats sont très altérés.

Une estimation de l'ordre étant ainsi déterminée, la matrice  $\mathbf{S}$  est réduite à une matrice  $\mathbf{S}'$  ne tenant compte que des valeurs singulières significatives :  $\mathbf{S}'$  est donc égale à la matrice carrée extraite de  $\mathbf{S}$  correspondant aux  $N$  premières lignes et aux  $N$  premières colonnes. De la même façon sont introduites  $\mathbf{U}'$  et  $\mathbf{V}'$ , sous-matrices de  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$ , correspondant à ces valeurs singulières :  $\mathbf{U}'$  (resp.  $\mathbf{V}'$ ) est égale aux  $N$  premières colonnes de  $\mathbf{U}$  (resp.  $\mathbf{V}$ ). Une nouvelle matrice  $\mathbf{Y}'$  est alors formée en utilisant la formule de décomposition en valeurs singulières et la contribution estimée du signal.

Pour plus de clarté, en utilisant les notations de Matlab, cela conduit aux expressions suivantes :

$$\mathbf{U}' = \mathbf{U}(:, 1:N), \mathbf{V}' = \mathbf{V}(:, 1:N), \mathbf{S}' = \mathbf{S}(1:N, 1:N) \text{ et } \mathbf{Y}' = \mathbf{U}'\mathbf{S}'\mathbf{V}'^H.$$

Par un raisonnement identique au cas non bruité, les matrices  $\mathbf{Y}_1$  et  $\mathbf{Y}_2$  sont telles que :

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{Y}_1] = [\mathbf{Y}_2, \mathbf{c}_{L+1}] \quad (4.35)$$

(avec  $\mathbf{c}_i$  représentant la  $i^{\text{ème}}$  colonne de  $\mathbf{Y}$ ) et s'écrivent comme ci-dessous :

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{U}'\mathbf{S}'\mathbf{V}_2^H \text{ et } \mathbf{Y}_2 = \mathbf{U}'\mathbf{S}'\mathbf{V}_1^H \quad (4.36)$$

avec  $\mathbf{V}_1'$  et  $\mathbf{V}_2'$  égales à  $\mathbf{V}'$  sans la dernière et la première ligne respectivement.

Ainsi les pôles (valeurs propres de  $\mathbf{Y}_1^+\mathbf{Y}_2$ ) sont les valeurs propres non nulles de  $\mathbf{V}_1^H\mathbf{V}_2^H$ .

<sup>4</sup> Une autre solution envisagée dans la littérature est d'appliquer la décomposition en valeurs singulières seulement à la matrice  $\mathbf{Y}_1$ . Toutefois si cette option améliore les performances de la méthode de Matrix Pencil, il a été montré qu'elle est moins performante que lorsque la matrice  $\mathbf{Y}$  est considérée.

#### 4.3.4. Qualité de l'estimation et choix du paramètre Pencil

Dans ce paragraphe, nous reprenons les résultats issus de [4.24] sans les réintroduire étant donné leur relative complexité. Ils ont été obtenus notamment grâce à la théorie des perturbations qui permet d'obtenir des développements asymptotiques.

L'estimateur Matrix Pencil est donc connu comme non biaisé au premier ordre. Ainsi l'erreur commise en moyenne sur les pôles (ou les valeurs propres) est de l'ordre de la variance du bruit. De plus, l'estimateur Matrix Pencil est consistant et offre de meilleures performances en terme de variance que les méthodes polynomiales (l'égalité ayant lieu lorsque  $L = N$ ). Notons également que la variance de l'estimateur peut être déterminée analytiquement lorsque  $N = 1$  et estimée numériquement dans un cas général.

Par ailleurs, le paramètre de Pencil  $L$  doit être compris entre  $K/3$  et  $2K/3$  afin de minimiser la variance des paramètres détectés. Dans cet intervalle, la précision des résultats obtenus sera quasi-semblable. Notons alors que choisir comme paramètre Pencil la limite inférieure de l'intervalle ( $L = K/3$ ) limite la complexité de calcul.

#### 4.3.5. Eléments de conclusion

Les méthodes d'estimation paramétrique Prony, Tufts-Kumaresan et Matrix Pencil sont basées sur le même modèle de signal (une somme d'exponentielles amorties) caractérisé notamment par son ordre et des couples de résidus et de pôles. Ces techniques d'estimation se distinguent par l'approche permettant de déterminer les pôles du modèle. La méthode Matrix Pencil présente en particulier un calcul direct de ces pôles ce qui la rend plus efficace en terme de calcul. D'autre part, des traitements complémentaires existent pour notamment palier à des rapports signal à bruit faibles. Le cas où les données sont bruitées est un cas critique et malheureusement fréquemment rencontré en pratique. Nous avons vu quelques unes des variantes les plus connues des méthodes de Prony et Matrix Pencil qui permettent d'améliorer l'estimation dans ce contexte. Il faut noter que d'autres alternatives (non développées ici) ont été proposées pour obtenir encore de meilleures performances.

[4.25] propose d'améliorer la méthode de Tufts-Kumaresan lorsque le signal à bruit est faible en effectuant une moyenne des résultats obtenus à partir d'une prédiction arrière et d'une prédiction avant réalisée de façon indépendante.

Pour la méthode Matrix Pencil, une première amélioration est d'envisager un pré-filtrage passe-bande des données. [4.26] envisage ainsi deux types de filtres qui rendent plus robuste l'estimation des signaux sinusoïdaux amortis longs (filtre RII) et celle des signaux sinusoïdaux amortis ou non courts (filtre RIF et convolution circulaire). Cette technique nécessite préalablement une analyse spectrale grossière pour déterminer les caractéristiques (fréquence centrale et largeur de bande) du filtre à appliquer.

Enfin, les travaux de Cadzow [4.27] ont montré, d'abord dans le cas de l'estimation de sinusoides non amorties, l'intérêt d'exploiter simultanément les propriétés de rang réduit (SVD) et de structure Toeplitz/Hankel de la matrice de données. Une procédure itérative a alors été proposée permettant de conserver la structure Hankel (structure liée au signal) après la SVD tronquée : SVD et approximation de la matrice obtenue par la structure Hankel la plus proche se succèdent alors jusqu'à la convergence. Cette méthode appelée méthode de Cadzow rehaussée a été étendue à la méthode de Tufts-Kumaresan [4.28] et à la méthode Matrix Pencil [4.29] (sous trois formes différentes). Pour des rapports signal à bruit faibles, deux des méthodes proposées par [4.29] ont montré des performances accrues par rapport à la méthode Matrix Pencil simple et la méthode de Tufts-Kumaresan modifiée.

## 4.4. Exemples d'application des méthodes de modélisation paramétrique

### 4.4.1. Introduction

Afin d'illustrer les méthodes présentées ci-dessus et leurs propriétés, nous considérons le signal  $x(t)$  défini par la relation suivante :

$$x(t) = (ae^{\alpha t} + a^*e^{\alpha^* t}) + (be^{\beta t} + b^*e^{\beta^* t}) + ce^{\gamma t}, \quad (a, b, \alpha, \beta) \in \mathbb{C}^4 \text{ et } (c, \gamma) \in \mathbb{R}^2 \quad (4.37)$$

Ce signal présente deux pôles complexes conjugués ( $\alpha, \alpha^*$ ,  $\beta$  et  $\beta^*$ ) dont les résidus ( $a, a^*$ ,  $b$  et  $b^*$ ) sont également complexes conjugués et un pôle réel ( $\gamma$ ) de résidu ( $c$ ).

Pour les représentations, nous avons fixé arbitrairement les valeurs des coefficients tels que :

$$\begin{aligned} a &= 0,8 & \alpha &= -0,1 + 2\pi j \times 0,15 \\ b &= 0,5 + j0,5 & \beta &= -0,05 + 2\pi j \times 0,08 \\ c &= 0,2 & \gamma &= -0,01 \end{aligned}$$

Fig. 4.1 représente les caractéristiques du signal  $x(t)$  en utilisant différentes représentations. Conventionnellement Fig. 4.1a) donne l'allure temporelle du signal et montre les échantillons pris en compte (c'est-à-dire les données qui sont considérées comme observées). Fig. 4.1b) est le module de spectre du signal. Fig. 4.1c) correspond aux pôles contenus dans le signal dans le plan complexe des  $\{z\}$ . Le cercle apparaissant sur cette figure est le cercle de rayon unitaire classiquement présent pour ce type de représentation (stabilité d'un système lorsque ses pôles sont situés à l'intérieur du cercle unité). Fig. 4.1d) montre les pôles et le module du résidu correspondant dans le plan de Laplace ( $p = \sigma + 2\pi j f$ ). Cette représentation est complémentaire à la précédente parce qu'elle permet de mettre en évidence à la fois l'amortissement et la fréquence du pôle mais aussi son amplitude.

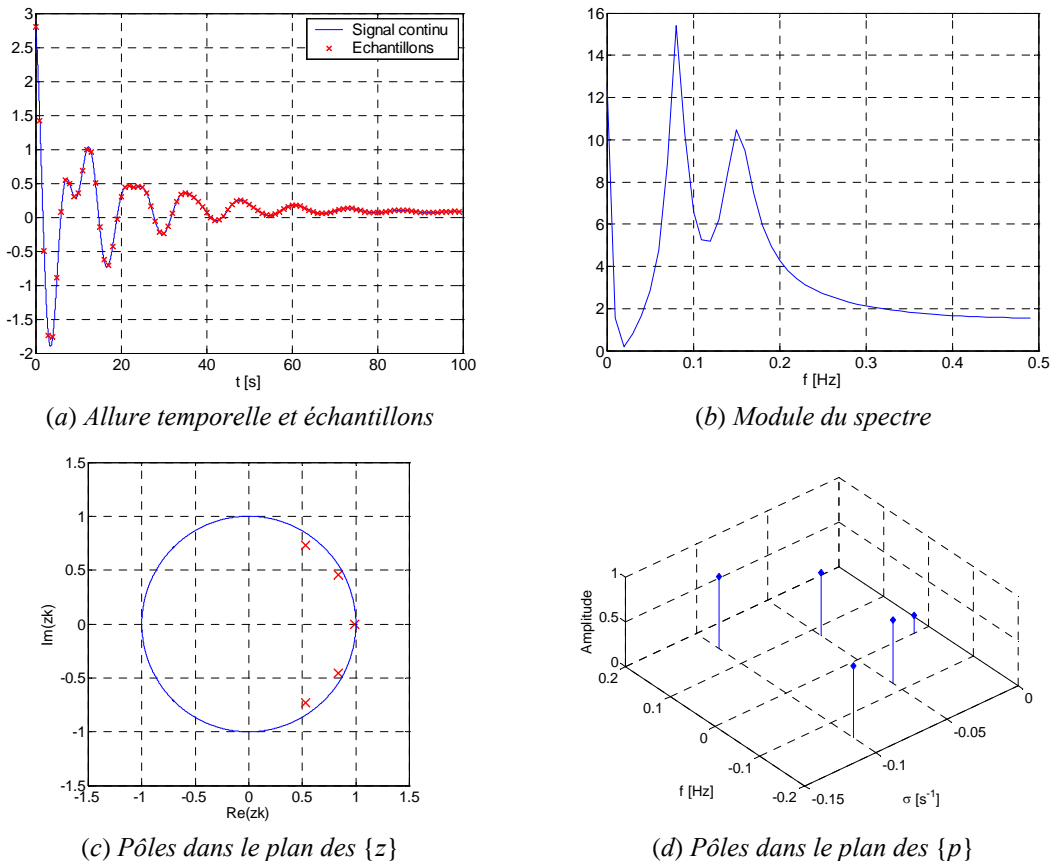


Fig. 4.1. Présentation des caractéristiques du signal de référence considéré pour les illustrations

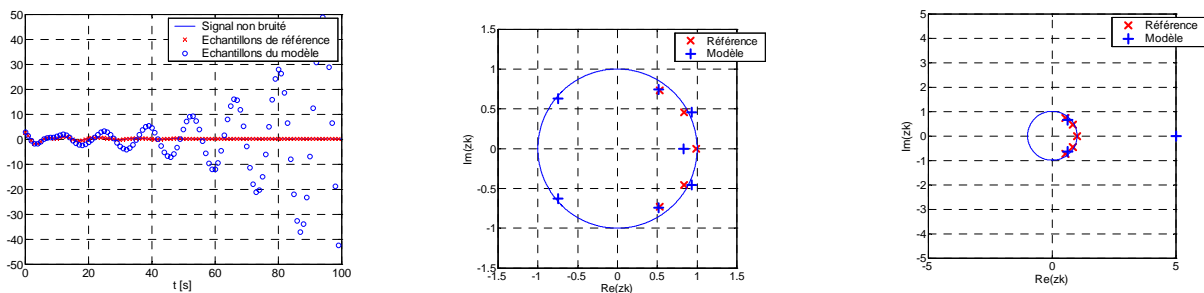
De plus par la suite, une version bruitée de ce signal est également utilisée pour illustrer les différentes méthodes de modélisation. Pour cela, au signal  $x(t)$  est alors ajouté un bruit blanc de densité de probabilité gaussienne et de moyenne nulle.

#### 4.4.2. Limites de la méthode de Prony

La méthode de Prony appliquée sur le signal précédent  $x(t)$  en considérant un modèle d'ordre  $N = 5$  permet de déterminer exactement les pôles et les résidus du signal.

Si le nombre de pôles est inconnu (ce qui est généralement le cas), la méthode de Prony appliquée avec un ordre mal estimé ne permet pas d'obtenir un modèle correct. Fig. 4.2a,b) montrent les résultats obtenus lorsque l'ordre du modèle est sur-estimé  $N = 7$ . La réponse du modèle en temps est correcte pour les premiers échantillons et ensuite diverge en raison des pôles détectés complexes conjugués qui sont situés à l'extérieur du cercle de rayon unité Fig. 4.2b). Des résultats semblables sont obtenus si l'ordre est sous-estimé. Fig. 4.2c) illustre la position des pôles dans  $\{z\}$  pour  $N = 3$ . Dans cet exemple un pôle réel égal à 5 est détecté et conduit aussi à une divergence du même type que précédemment.

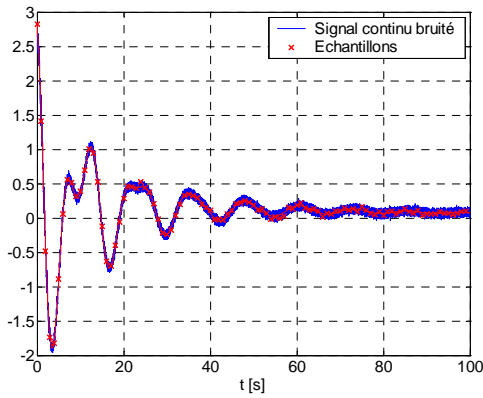
Ainsi, une première limite de la méthode de Prony réside dans l'estimation de l'ordre du modèle. Il est nécessaire de connaître le nombre de pôles contenu dans le signal et donc l'ordre du modèle doit être précisé exactement.



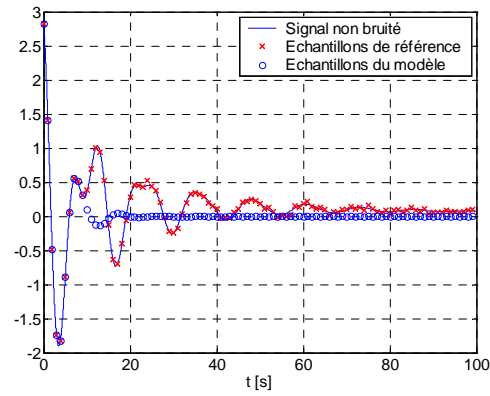
(a)  $N = 7$  – Allure temporelle (b)  $N = 7$  – Pôles dans le plan des  $\{z\}$  (c)  $N = 3$  – Pôles dans le plan des  $\{p\}$   
Fig. 4.2. Méthode de Prony dans le cas où l'ordre du modèle est mal-estimé

Une deuxième limitation apparaît lorsque le signal à modéliser est bruité. Considérons le signal  $x(t)$  auquel est rajouté un bruit tel que le rapport signal à bruit soit égal à 25 dB ( $RSB = 25$  dB). Ce signal bruité est représenté Fig. 4.3a). Les autres cas de la Fig. 4.3 (b-d) montrent les résultats de la modélisation lorsque l'ordre est correctement estimé ( $N = 5$ ). Fig. 4.3b compare le signal  $x(t)$  avec le signal obtenu par la modélisation. Le modèle est fidèle au signal pour les dix premiers échantillons et ensuite s'en écarte. Fig. 4.3c) et Fig. 4.3d) illustrent les pôles dans les plans  $\{z\}$  et  $\{p\}$  et montre que la modélisation n'est pas correcte.

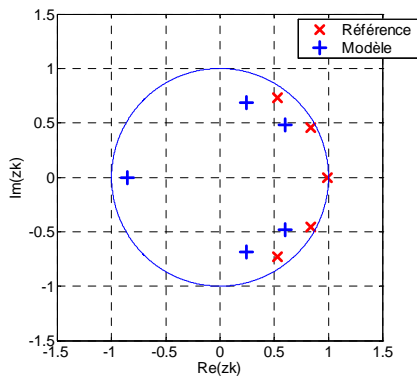
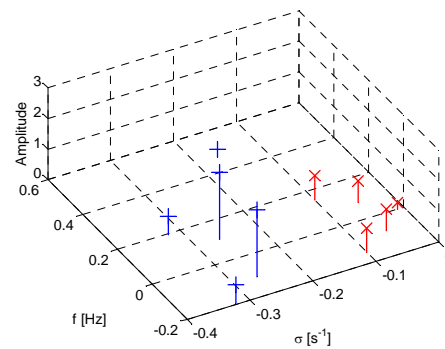
La méthode de Prony apparaît donc très sensible au bruit. Ceci constitue une limitation importante parce que généralement les signaux à modéliser seront entachés de bruits en pratique : bruit de mesure et bruit de modèle.



(a) Signal bruité et échantillons



(b) Échantillons du signal et modèle

(c) Pôles dans le plan des  $\{z\}$ (d) Pôles dans le plan des  $\{p\}$ Fig. 4.3. Méthode de Prony dans le cas où le signal est bruité – RSB = 25 dB et  $N = 5$ 

### 4.4.3. Variantes de la Méthode de Prony

#### 4.4.3.1. Méthode de Prony étendue

Comme nous l'avons vu dans la partie théorique, une première solution pour palier aux problèmes illustrés ci-dessus est d'utiliser la méthode de Prony étendue.

En considérant le signal sans bruit mais l'ordre du modèle mal estimé, Fig. 4.4 illustre les résultats obtenus pour  $N = 3$  et  $N = 7$ . Dans les deux cas, les pôles estimés conduisent à un modèle stable (le signal modélisé ne diverge plus). De plus si l'ordre est sous-estimé, alors évidemment le modèle ne peut conduire à une bonne approximation du signal puisque certains pôles ne sont pas pris en compte. Par contre si l'ordre est sur-estimé, la modélisation est correcte. Les pôles du signal sont détectés. Les pôles restant correspondent aux termes de bruit et possèdent une amplitude faible.

.../...

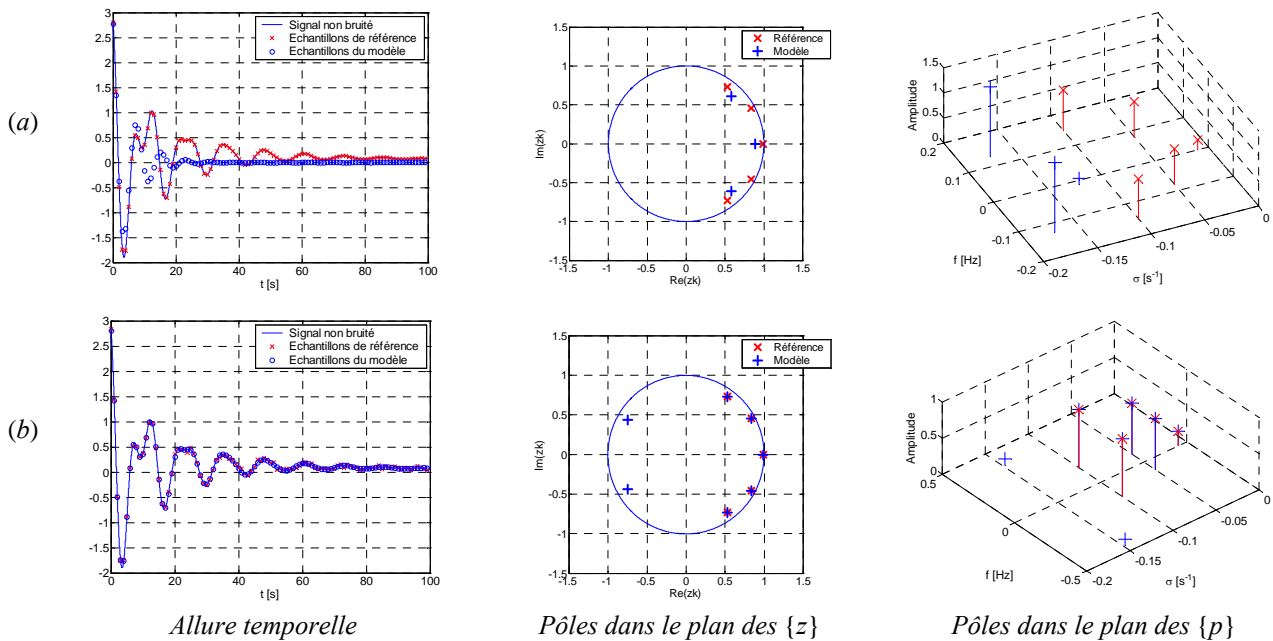


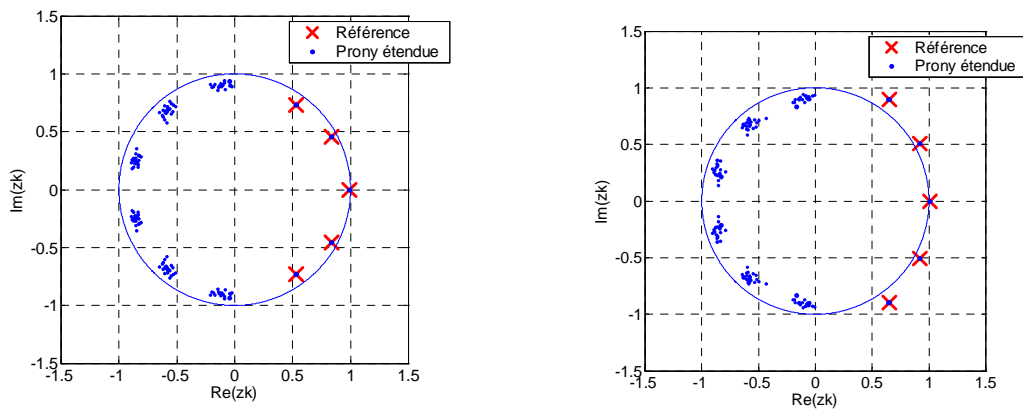
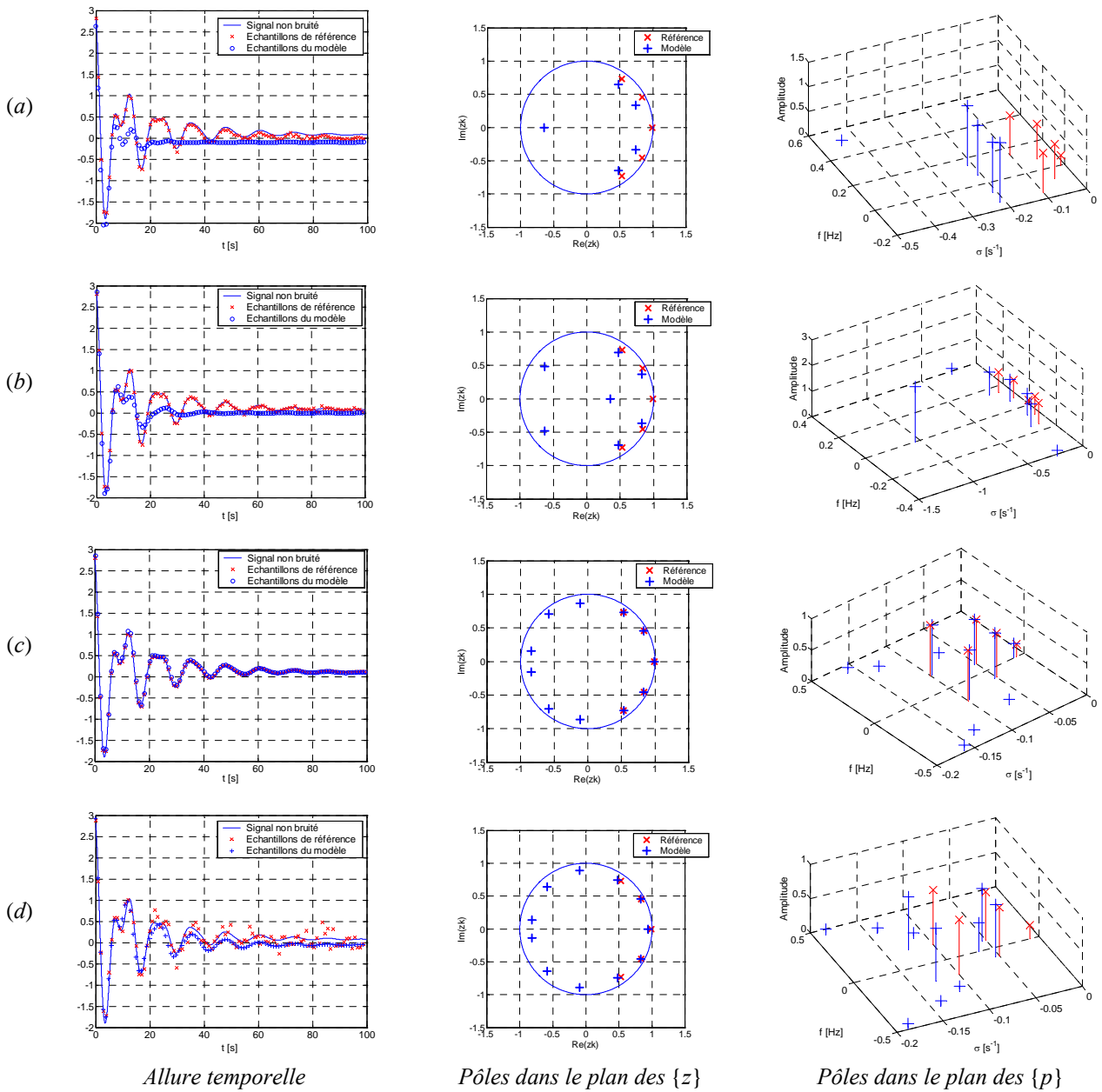
Fig. 4.4. Méthode de Prony étendue : a)  $N = 3$  ; b)  $N = 7$

Dans le cas bruité avec un rapport signal à bruit tel que  $RSB = 25 \text{ dB}$ , Fig. 4.5a,b,c) montre les résultats obtenus pour  $N = 5, 7$  et  $11$ . Lorsque l'ordre augmente, la modélisation s'améliore. Les pôles du signal sont détectés de mieux en mieux, et les pôles supplémentaires qui traduisent les termes de bruits bien que de plus en plus nombreux deviennent de moins en moins dominants. Fig. 4.5d) correspond à un rapport signal à bruit plus faible ( $RSB = 10 \text{ dB}$ ). La représentation des pôles dans le plan des  $\{p\}$  met en évidence les erreurs de la modélisation. Cependant l'observation de l'allure temporelle indique que le modèle reste tout de même assez proche du signal notamment comparé aux échantillons bruités pris comme référence.

Pour conclure le paragraphe, toujours dans le cas bruité ( $RSB = 25 \text{ dB}$ ) et avec  $N = 11$ , Fig. 4.6a) montre la position des pôles dans  $\{z\}$  pour vingt séquences de bruit indépendantes. Une certaine dispersion apparaît au niveau des pôles liés aux bruits. Enfin dans Fig. 4.6b), le signal a été retourné. Les pôles du signal apparaissent alors à l'extérieur du cercle unité ce qui permet de les distinguer des composantes de bruit obligatoirement à l'intérieur. Cette propriété est intéressante parce qu'elle offre un moyen d'estimer le nombre de pôles contenu dans le signal, et donc d'estimer l'ordre adéquat du modèle [4.21].

.../...





**Fig. 4.6. Méthode de Prony étendue – RSB = 25 dB – Plan des  $\{z\}$**

#### 4.4.3.2. Méthode de Tufts-Kumaresan

Une seconde variante de la méthode de Prony est la méthode de Tufts-Kumaresan. Dans le cas où le signal à modéliser n'est pas bruité, cette méthode conduit à une estimation correcte du signal dès que l'ordre du modèle est égal ou supérieur à l'ordre réel du signal. Ainsi, elle permet d'effectuer la modélisation avec un ordre sur-estimé. Fig. 4.7 illustre la modélisation dans le cas où  $N = 7$ . Les pôles du signal sont retrouvés et deux pôles complexes conjugués liés au bruit apparaissent avec une amplitude très faible.

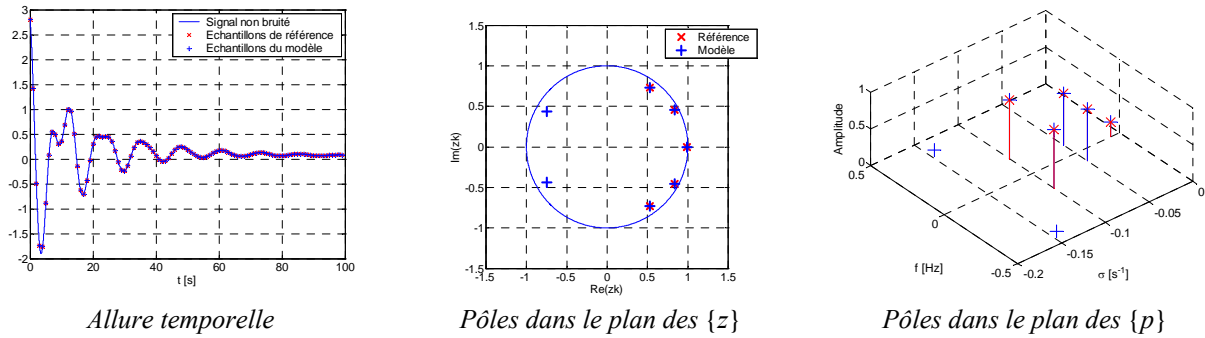


Fig. 4.7. Méthode de Tufts-Kumaresan –  $N = 7$

Si le signal est bruité ( $RSB = 25 \text{ dB}$ ), Fig. 4.8a,b,c) montre l'intérêt de sur-estimer l'ordre du modèle en représentant les résultats obtenus pour  $N = 5, 7$  et  $11$ . En effet, lorsque  $N$  augmente le nombre de pôles détectés augmente également mais les pôles du signal sont de mieux en mieux détectés et l'amplitude des pôles liés au bruit devient négligeable. Fig. 4.8d) illustre le cas où le rapport signal à bruit n'est plus que de  $10 \text{ dB}$  pour  $N = 11$ . Comme précédemment, l'allure temporelle du modèle n'est pas si éloignée de celle du signal de référence malgré une modélisation qui est peu précise. Les résultats présentés ici sont globalement semblables à ceux obtenus en utilisant la méthode de Prony étendue.

Fig. 4.9a) montre que la dispersion des pôles liés au bruit est plus faible qu'avec la méthode de Prony étendue (voir Fig. 4.6a). Par ailleurs, Fig. 4.9b) indique que les pôles du signal retourné se trouvent encore à l'extérieur du cercle de rayon unité. Ce résultat était évidemment attendu et reste intéressant pour déterminer l'ordre du modèle.

.../...

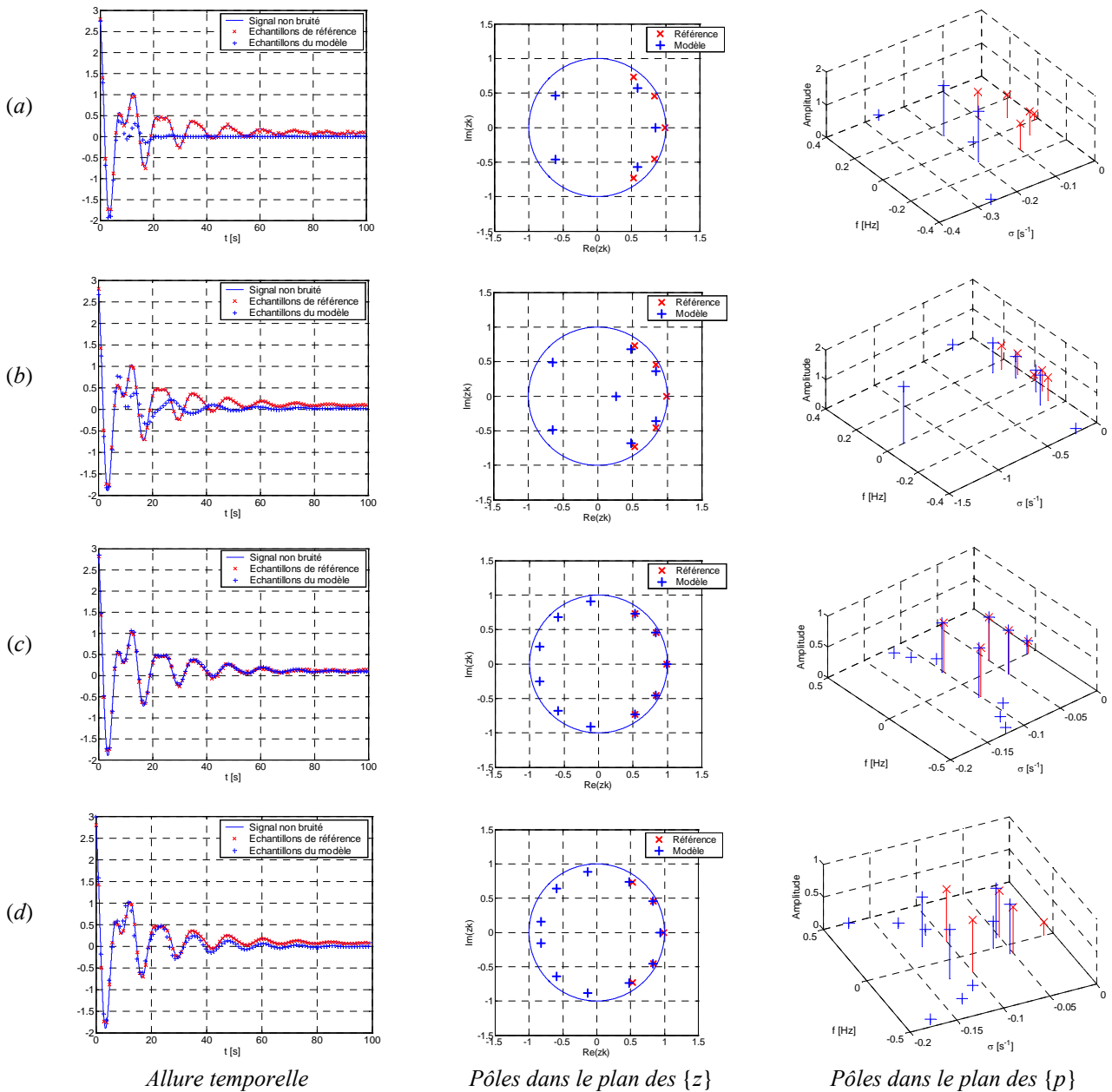
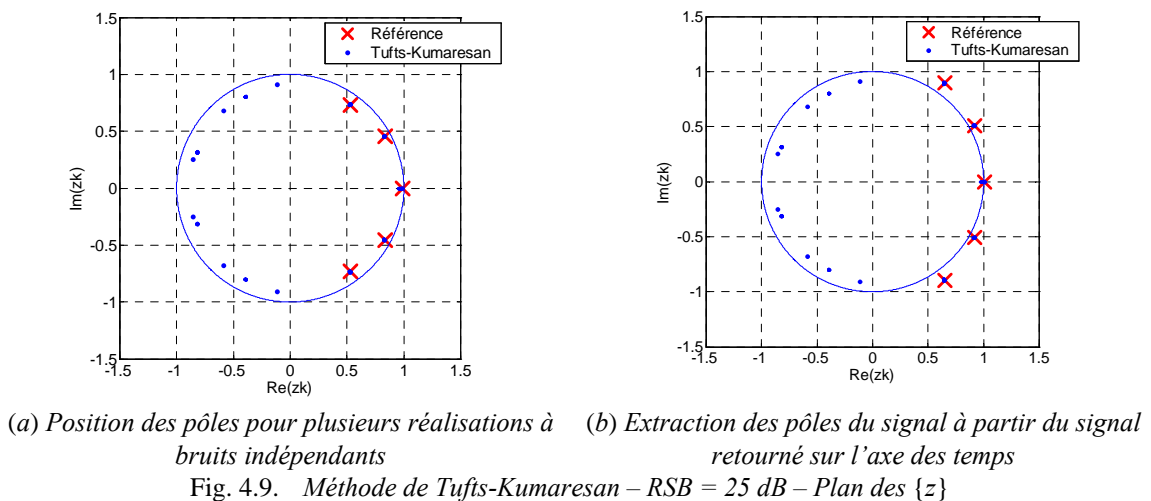


Fig. 4.8. Méthode de Tufts-Kumaresan  
 a)  $RSB = 25 \text{ dB} - N = 5$  ; b)  $RSB = 25 \text{ dB} - N = 7$  ; c)  $RSB = 25 \text{ dB} - N = 11$  d)  $RSB = 10 \text{ dB} - N = 11$



(a) Position des pôles pour plusieurs réalisations à bruits indépendants (b) Extraction des pôles du signal à partir du signal retourné sur l'axe des temps  
 Fig. 4.9. Méthode de Tufts-Kumaresan –  $RSB = 25 \text{ dB}$  – Plan des  $\{z\}$

Enfin, les résultats donnés par la décomposition en valeurs singulières sont intéressants à analyser. Dans le cas où le signal est bruité ( $RSB = 25$ ) et l'ordre du modèle égal à 11, Fig. 4.10a) illustre les valeurs singulières de la matrice de données. Celles-ci ont été normalisées par rapport à la valeur maximale. Les cinq valeurs singulières les plus grandes se distinguent des six autres et correspondent aux pôles du signal. La première paire correspond à deux pôles complexes conjugués du signal, la troisième valeur singulière au pôle réel et la seconde paire aux deux pôles complexes conjugués restants. Les six valeurs singulières d'amplitude les plus faibles sont celles qui correspondent au bruit. Les amplitudes des valeurs singulières sont directement reliées à leur énergie comme le montrent Fig. 4.10a, b et c) pour différents rapports signal à bruit. Ainsi pour le signal, l'amplitude et le facteur d'amortissement déterminent l'ordonnement des valeurs singulières. De plus dans le cas où le rapport signal à bruit n'est pas trop faible, la distinction entre composantes du sous-espace signal et sous-espace bruit est sans ambiguïté possible. Cette remarque est intéressante parce qu'elle montre que la décomposition en valeurs singulières de la matrice de données peut permettre d'estimer l'ordre du modèle recherché. Dans cet objectif, il sera pertinent de considérer un ordre important comme le montre Fig. 4.10d) parce que la puissance liée au bruit se trouvera étalée sur les diverses composantes. Le trait horizontal représenté sur les figures indique la limite séparant les valeurs singulières du signal et celles du bruit.

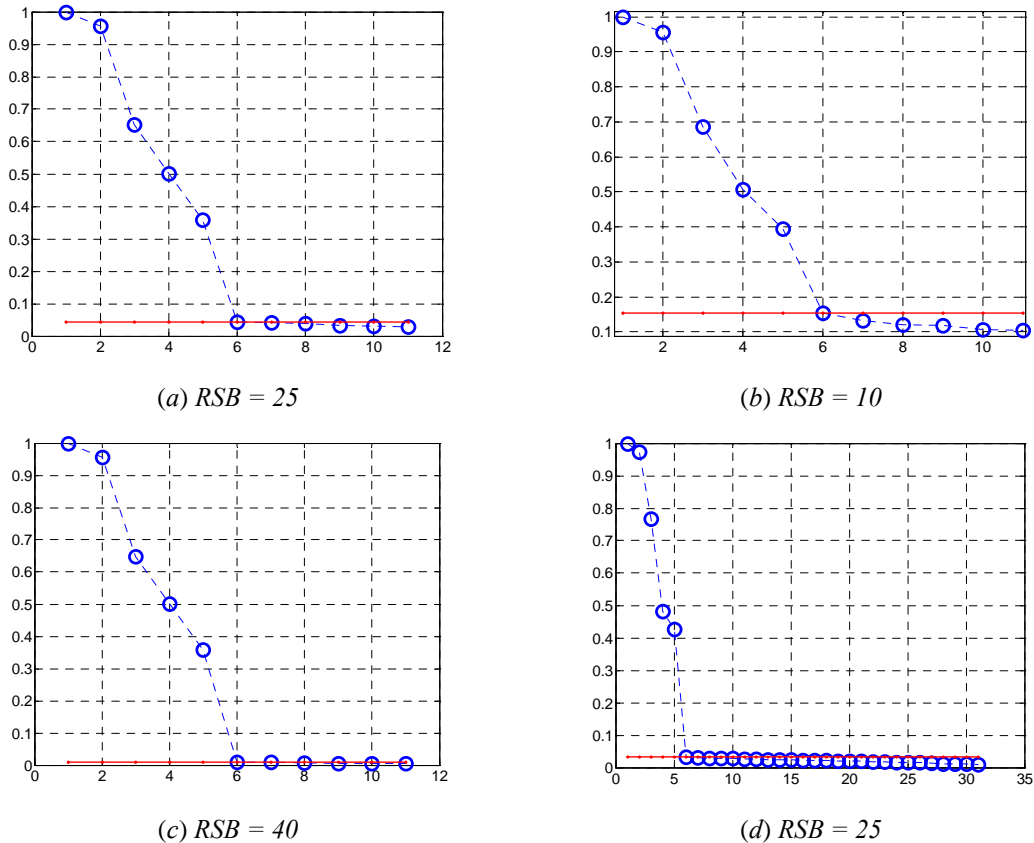


Fig. 4.10. Valeurs singulières normalisées de la matrice de données –  $N = 11$  et  $RSB$  variable

#### 4.4.3.3. Éléments de conclusion

Les exemples qui précèdent montrent que la méthode de Prony exige que le signal soit non bruité et que l'ordre du modèle soit connu. La méthode de Prony étendue et la méthode de Tufts-Kumaresan permettent de palier à ces inconvénients parce qu'elles conduisent à des estimations correctes lorsque le signal est bruité en utilisant un ordre sur-estimé.

#### 4.4.4. Méthode Matrix Pencil

Fig. 4.11 résume les résultats obtenus lors de la recherche du modèle du signal (4.37) en utilisant la méthode Matrix Pencil. Dans les exemples présentés, le paramètre Pencil est égal à l'ordre estimé du modèle. Fig. 4.11a) et b) montrent les solutions obtenues lorsque le signal est non bruité pour un ordre du modèle correctement estimé ( $N = 5$ ) puis sur-estimé ( $N = 11$ ). Dans les deux cas, les pôles du signal sont correctement détectés. Il apparaît qu'une sur-estimation ne pose pas de problème contrairement à ce que nous avons vu dans le cas de la méthode de Prony. Cependant dès que l'ordre est sur-estimé, des pôles liés au bruit sont également détectés et il est nécessaire de savoir les identifier pour ne garder que ceux correspondant au signal. Cette distinction peut être faite comme dans le cas précédent en utilisant le signal retourné ou la décomposition en valeurs singulières. Fig. 4.11c,d,e) correspondent à différents cas où le signal est bruité. Pour un rapport signal à bruit donné ( $RSB = 25 \text{ dB}$ ), l'influence de l'association de la SVD à la méthode Matrix Pencil est observable en comparant Fig. 4.11c) et Fig. 4.11d). De plus Fig. 4.11e) montre les bonnes performances obtenues même lorsque le rapport signal à bruit se détériore ( $RSB = 10 \text{ dB}$ ).

Enfin d'après la partie théorique, il faut noter qu'un choix du paramètre Pencil plus adéquat ( $K/3 \leq L \leq 2K/3$ ) permet d'obtenir de meilleures performances sur la précision des pôles estimés (diminution de la variance). Cette amélioration est difficile à mettre en évidence à partir des caractéristiques présentées jusque là.

Afin de quantifier la performance de l'estimation, nous avons envisagé de comparer les valeurs des pôles et résidus du signal avec celles du modèle. Pour plusieurs réalisations indépendantes du signal (bruits indépendants), un histogramme de ces grandeurs peut être représenté. Cependant, les résultats sont assez peu démonstratifs bien qu'ils semblent conforter l'encadrement proposé pour le paramètre de Pencil. En pratique comme seule l'allure temporelle du signal sera connue, nous avons choisi de comparer le signal  $x(t)$  et le modèle  $m(t)$ . Dans cet objectif, nous avons introduit un signal erreur  $e(t)$  défini par  $e(t) = x(t) - m(t)$  et nous calculons la puissance moyenne  $P_e$  de ce signal pour 1000 réalisations. Cette puissance constitue un indicateur quantitatif de la qualité de l'estimation. Tous nos essais ont montré qu'il était pertinent de choisir le paramètre Pencil comme indiqué. Pour un  $RSB = 10 \text{ dB}$  et un ordre de modèle estimé à 11, nous obtenons une puissance d'erreur de l'ordre de 0,01 à 0,02 et une amélioration d'environ 20 % lorsque  $L$  est choisi dans l'intervalle  $[K/3 ; 2K/3]$  par rapport au cas où  $L = N$ . Pour un  $RSB = 25 \text{ dB}$  et un ordre de modèle estimé à 11, la puissance de l'erreur diminue aux alentours de  $10^{-4}$  à  $2 \cdot 10^{-4}$  et si une amélioration est toujours observée lorsque  $L$  est pris dans l'intervalle d'optimisation, celle-ci diminue passant à environ 15 %. Cette étude confirme les résultats énoncés et montre qu'il est préférable de prendre une valeur du paramètre Pencil telle que  $K/3 \leq L \leq 2K/3$ .

.../...

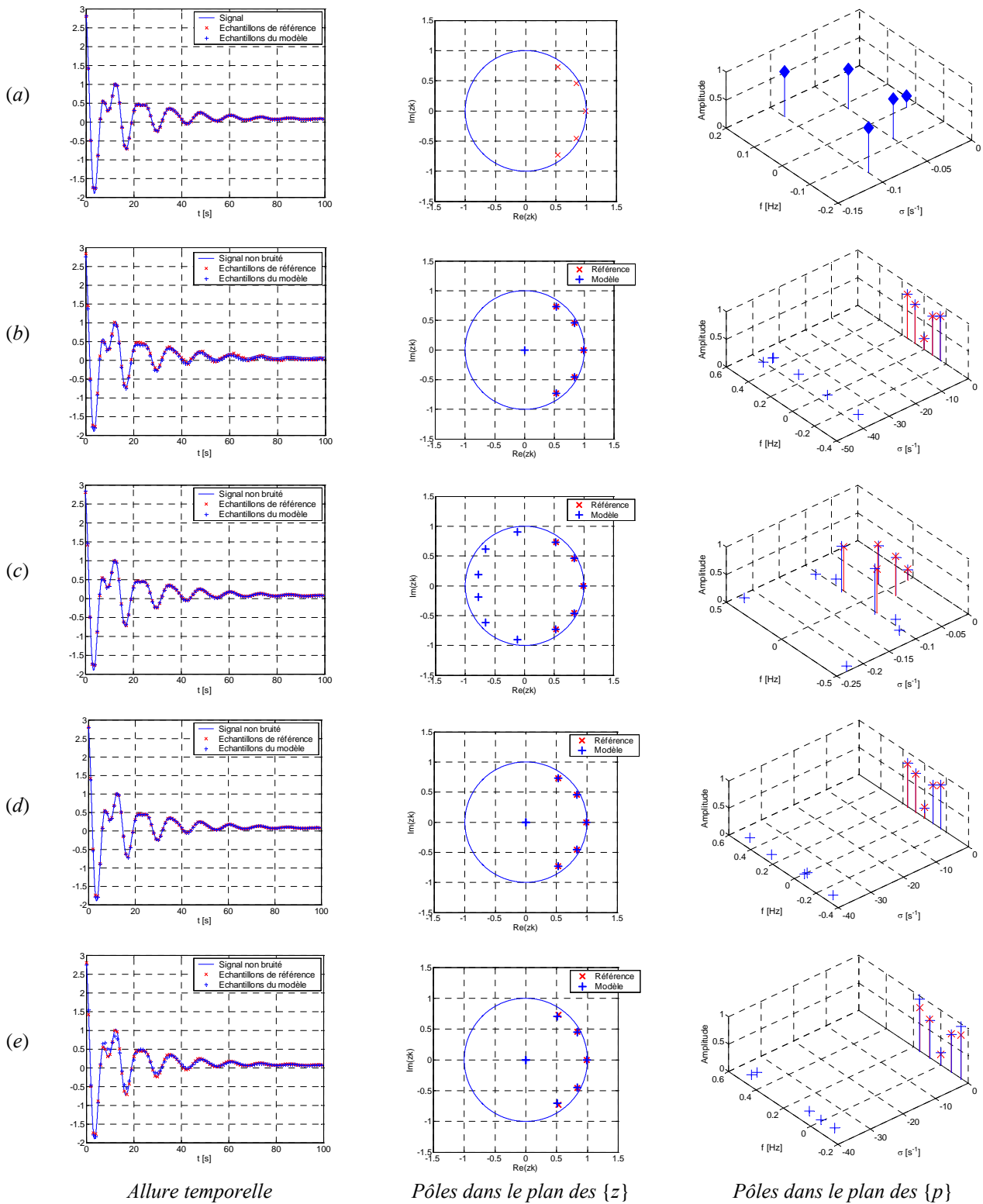


Fig. 4.11. Méthode de Matrix Pencil

a) Sans bruit –  $N = L = 5$  ; b) Sans bruit –  $N = L = 11$  ; c)  $RSB = 25\text{ dB}$  –  $N = L = 11$   
 d) SVD associée :  $RSB = 25\text{ dB}$  –  $N = L = 11$  ; e) SVD associée :  $RSB = 10\text{ dB}$  –  $N = L = 11$

#### 4.4.5. Comparaison des méthodes

En comparant les résultats obtenus avec les différentes méthodes exposées et illustrées ci-dessus, la méthode Matrix Pencil apparaît comme la plus efficace avec notamment un calcul des pôles en une seule étape et une meilleure précision de l'estimation particulièrement en présence de bruit.

Les résultats présentés sont pour la plupart qualitatifs et ont été jugés suffisants pour comparer les différentes méthodes. Pour une approche théorique, il pourra être utile de se référer aux références déjà citées dans la partie théorique mais aussi les suivantes. [4.30] propose une étude analytique de la précision de la méthode de Tufts-Kumaresan, avec toutefois l'hypothèse que le nombre de pôles est correctement estimé. D'autre part, [4.31] présente un résumé de la méthode Matrix Pencil et expose ses performances tout en la comparant aux méthodes polynomiales.

### 4.5. Application à la modélisation des antennes UWB

#### 4.5.1. Introduction

Les méthodes paramétriques présentées offrent un moyen intéressant pour obtenir un modèle analytique et réduit de données observées dans le domaine des temps. Dans notre contexte, elles permettent notamment de modéliser les réponses impulsionnelles (et donc les fonctions de transfert) d'un système d'antennes ou d'une antenne seule. Nous présenterons d'abord un exemple détaillé permettant d'illustrer les étapes pour arriver à un modèle d'ordre le plus faible possible pour une qualité donnée (la précision étant fixée par le *RSB* défini précédemment). Les études qui suivent montrent les résultats obtenus en considérant les antennes « Choi », « Choi\_U » et « x », antennes étudiées dans le chapitre 3.

#### 4.5.2. Présentation des étapes de la modélisation paramétrique pour obtenir un modèle efficace de la réponse impulsionnelle d'une antenne UWB

Ce paragraphe donne un aperçu détaillé des différentes étapes de la modélisation paramétrique. L'objectif est de mettre en évidence l'expertise permettant d'aboutir à un modèle le plus pertinent possible pour une qualité donnée.

Nous considérons ici le système d'antennes constitués par deux antennes « Choi\_U » identiques placées l'une en face de l'autre en espace libre et séparées d'une distance de 0,6 mètre. Ce système est simulé avec le logiciel *CST Microwave Studio* qui permet d'obtenir le coefficient de transmission  $S_{21}$ . Fig. 4.12 présente les résultats obtenus dans le domaine des fréquences et celui des temps.

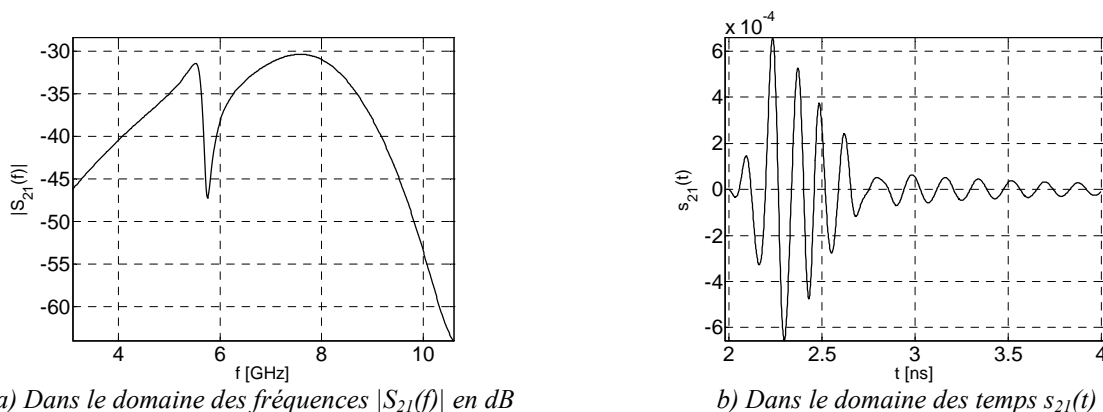


Fig. 4.12. Coefficient de transmission

Comme présenté dans le chapitre précédent à partir du coefficient de transmission  $S_{21}$ , la réponse impulsionnelle de l'antenne de réception (c'est-à-dire la longueur effective de l'antenne) peut être extraite afin de caractériser l'antenne. Dans l'exemple proposé, la réponse impulsionnelle de l'antenne notée  $h_{RX}(t)$  est décrite par 600 échantillons. L'idée est alors d'utiliser un modèle paramétrique pour la décrire analytiquement et sous forme condensée. Ce modèle peut être obtenu par les méthodes de Prony/Tufts-Kumaresan et Matrix Pencil. **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** montre les résultats obtenus en comparant les réponses en temps et en fréquence de l'antenne avec celles des modèles. Les caractéristiques sont identiques et cela montre donc qu'il est possible de déterminer un modèle très précis dès lors que l'ordre du modèle est choisi suffisamment grand.

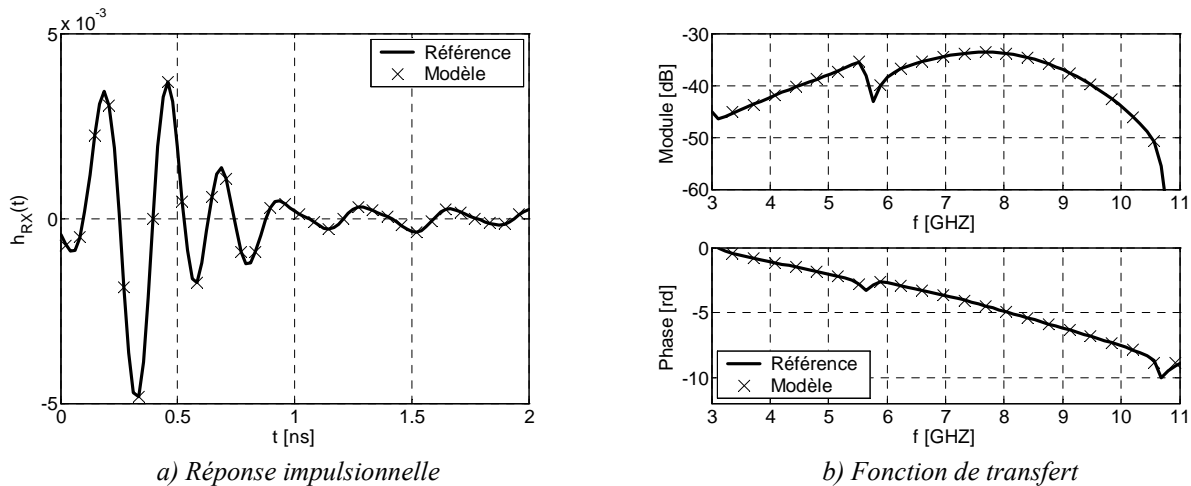


Fig. 4.13. Résultats de la modélisation paramétrique

Dans un second temps, il s'agit de déterminer un modèle « optimal » c'est-à-dire le plus réduit possible pour une qualité de l'estimation donnée. Pour cette étude nous avons choisi de rechercher le meilleur modèle permettant d'obtenir une précision considérée comme suffisante si le rapport signal à bruit (défini comme dans §4.4.4) est supérieur ou égal à 25 dB. L'optimisation dépendra des caractéristiques de la réponse impulsionnelle elle-même et donc de l'antenne mais aussi de la méthode utilisée et de la configuration de la modélisation.

Dans le cas de l'analyse de Prony, plusieurs paramètres peuvent être ajustés pour obtenir le meilleur modèle possible : le nombre total d'échantillons du signal pris en compte ( $K$ ), l'intervalle entre deux échantillons consécutifs ( $d$ ), l'ordre du modèle a priori ( $N$ ) et un éventuel calcul préliminaire de la SVD (méthode de Tufts-Kumaresan).

Tab. 4.1 résume les principaux résultats obtenus en illustrant les différentes étapes. Pour la colonne « SVD », la mention « non » signifie que la SVD n'est pas utilisée ; sinon, le nombre indiqué donne le seuil de sélection pris en compte par rapport à la plus grande valeur singulière. Le paramètre  $M$  indique l'ordre du modèle finalement obtenu et la qualité de ce modèle est donnée à travers le  $RSB$ . Initialement la réponse impulsionnelle est composée de 600 échantillons et échantillonnée avec une fréquence d'échantillonnage  $F_e = 48 \text{ GHz}$ . L'application directe de la méthode de Prony (1° ligne) fournit un modèle très précis ( $RSB = 40 \text{ dB}$ ) mais d'ordre important ( $M = 300$ ). Avec la même précision, il est possible de réduire  $N$  et  $K$  car la réponse impulsionnelle décroît et qu'ainsi les derniers échantillons sont de moindre importance (2° et 3° ligne). En considérant les 200 premiers échantillons, la diminution de l'ordre  $N$  implique que le  $RSB$  diminue (3° à 6° ligne). L'effet d'une décimation (via le paramètre  $d$ ) montre que l'ordre du modèle peut être réduit avec une excellente précision :  $RSB = 42 \text{ dB}$  et  $M = 50$  (7° à 11° ligne). Quelques essais sont présentés (7° à 11° ligne). En



considérant cette possibilité, un bon compromis est obtenu (9° ligne) :  $RSB = 30 \text{ dB}$  et  $M = 20$ . Une option possible est alors d'appliquer une SVD permettant une sélection des valeurs singulières les plus significatives (11° à 15° ligne). Fig. 4.14 illustre la prise en compte de la SVD. Les valeurs singulières inférieures ne sont pas considérées dans l'obtention du modèle. Ainsi, l'ordre se réduit à 12 comparé à 20 dans le cas où la méthode n'utilise pas de SVD. Fig. 4.15 montre l'effet de l'ordre  $N$  (choisi a priori) sur la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert (module et phase) associée (lignes 12 à 15). Pour  $N = 20$  et 30 la modélisation est correcte puisque les modèles donnent des résultats similaires aux références dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel ( $RSB > 25 \text{ dB}$ ). Quand  $N$  diminue ( $N = 10$  et 5), la modélisation devient inexacte. Par exemple dans le domaine temporel, les réponses impulsionnelles deviennent de plus en plus dissemblables lorsque le temps augmente. Dans le domaine des fréquences, la bande rejetée n'est plus présente et quelques oscillations apparaissent autour de la courbe de référence. Finalement, la méthode de Prony associée à la SVD fournit un modèle tel que :  $RSB = 27 \text{ dB}$  et  $M = 18$  ; c'est-à-dire un modèle constitué de 18 couples de résidus et de pôles complexes (12° ligne).

Numéro de ligne	Paramètres				Résultats	
	$K$	$d (\times T_e)$	SVD	$N$	SNR [dB]	$M$
1	600	1	non	300	40	300
2	600	1	non	100	41	100
3	200	1	non	100	41	100
4	200	1	non	80	31	80
5	200	1	non	50	20	50
6	200	1	non	20	x	20
7	100	2	non	50	42	50
8	100	2	non	20	16	20
9	67	3	non	20	30	20
10	50	4	non	20	20	20
11	67	3	1e-2	20	18	10
<b>12</b>	<b>67</b>	<b>3</b>	<b>1e-3</b>	<b>20</b>	<b>27</b>	<b>18</b>
13	67	3	1e-3	5	7	5
14	67	3	1e-3	10	14	10
15	67	3	1e-3	30	28	22

Tab. 4.1. Résumé de la modélisation obtenue avec la méthode de Prony

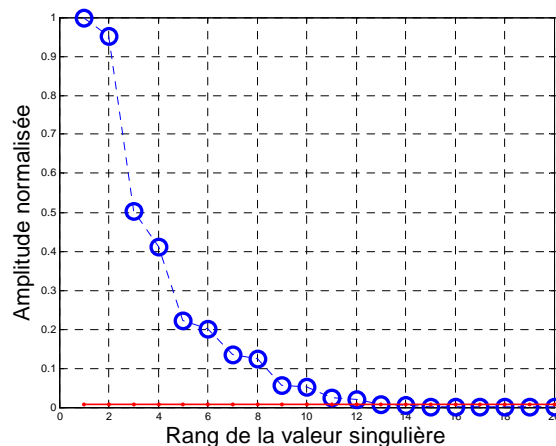


Fig. 4.14. Décomposition en valeurs singulières (12° ligne de Tab. 4.1)

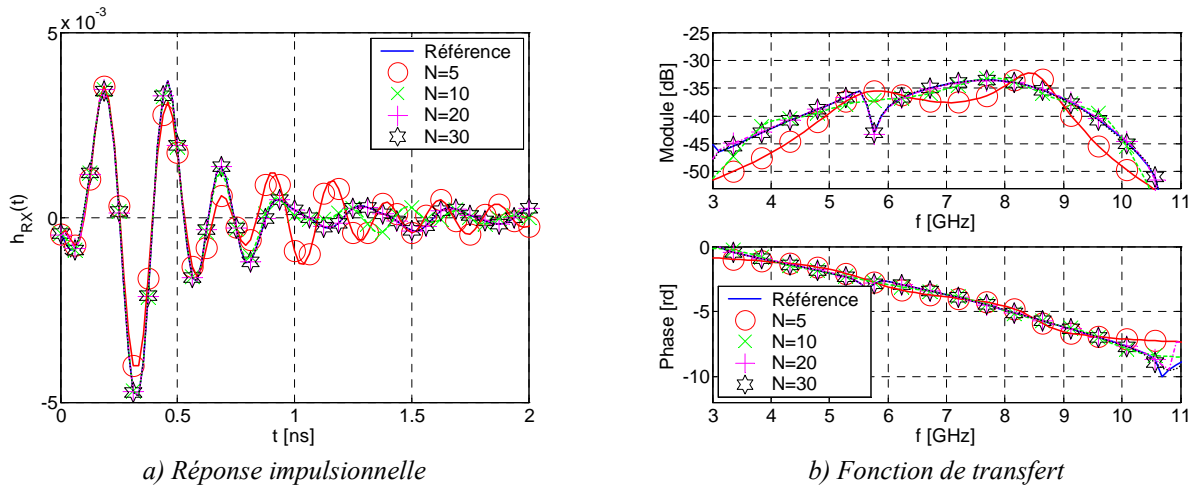


Fig. 4.15. Modèle obtenu par la méthode SVD-Prony :  $K = 200$ ,  $d = 3$  et  $N$  variable (ligne 12 à 15 de Tab. 4.1)

Tab. 4.2 résume quelques résultats obtenus en utilisant la méthode Matrix Pencil. Les paramètres  $K$  et  $d$  sont fixés d'après l'étude précédente. Les trois premières lignes fournissent les résultats pour  $N = 25, 15, 12$ . En particulier quand  $N = 15$  ( $RSB = 31$  dB), le modèle obtenu est plus performant que celui obtenu avec l'analyse de Prony ( $N = 18$ ,  $RSB = 27$  dB). L'utilisation de la SVD permet d'améliorer encore le modèle (4<sup>e</sup> ligne) :  $M = 12$  et  $RSB = 28$  dB.

Number of the line	Parameters				Results	
	$K$	$d$ ( $\times T_e$ )	SVD	$N$	SNR [dB]	$M$
1	67	3	no	25	38	25
2	67	3	no	15	31	15
3	67	3	no	12	21	12
4	<b>67</b>	<b>3</b>	<b>1e-3</b>	<b>20</b>	<b>28</b>	<b>12</b>

Tab. 4.2. Résumé de la modélisation obtenue avec la méthode de Matrix Pencil

Finalement, le modèle retenu pour cet exemple est obtenu en utilisant conjointement la méthode Matrix Pencil et la SVD (dernière ligne de Tab. 4.2). Les six couples complexes conjugués de résidus ( $R_n$ ) et de pôles ( $s_n = \sigma_n + i\omega_n$ ) modélisant l'antenne à partir de ce modèle sont donnés par Tab. 4.3.

Résidus ( $R_n \times 1e^9$ )	Pôles ( $s_n \times 1e^9$ )
-0.0021 ± 0.0016i	-1.29 ± 33.18i
0.0255 ± 0.0453i	-4.25 ± 28.51i
-0.0554 ± 0.0728i	-4.76 ± 23.68i
-0.0001 ± 0.0023i	-0.37 ± 17.74i
0.0002 ± 0.0015i	-0.98 ± 9.32i
0.0297 ± 0.0240i	-5.48 ± 14.40i

Tab. 4.3. Résidus et pôles obtenus dans le cas optimal ( $M = 12$ )

Par définition des pôles, les parties imaginaires sont les pulsations ( $\omega_n$ ) et les parties réelles sont les coefficients d'amortissement ( $\sigma_n$ ). De plus, les résidus sont les amplitudes des différentes harmoniques. Ainsi, les pôles et les résidus complexes sont conjugués deux à deux. La représentation utilisée dans la partie théorique qui consiste à tracer ces paramètres en trois dimensions faisant apparaître le « poids » (module du résidu) de chaque pôle fonction de sa fréquence et de son coefficient d'amortissement est donnée Fig. 4.16. Notons que cette représentation est toutefois à considérer avec précaution. En effet, dans le cas illustré, il apparaît que six couples semblent moins significatifs. Cependant s'ils ne sont pas pris en compte la modélisation devient peu précise avec un *RSB* devenant égal à 7 dB .

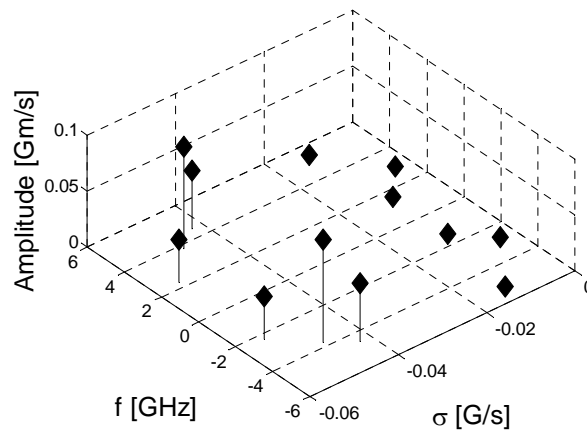


Fig. 4.16. Représentation des pôles et des résidus du modèle

La modélisation a été présentée dans un cas particulier, antenne de réception positionnée dans une direction donnée mais l'approche présentée peut être facilement généralisée. Dans la suite, les modèles paramétriques temps-fréquence directionnels sont déterminés pour les trois antennes étudiées. Ils sont fournis directement sous leur forme la plus réduite pour une précision donnée.

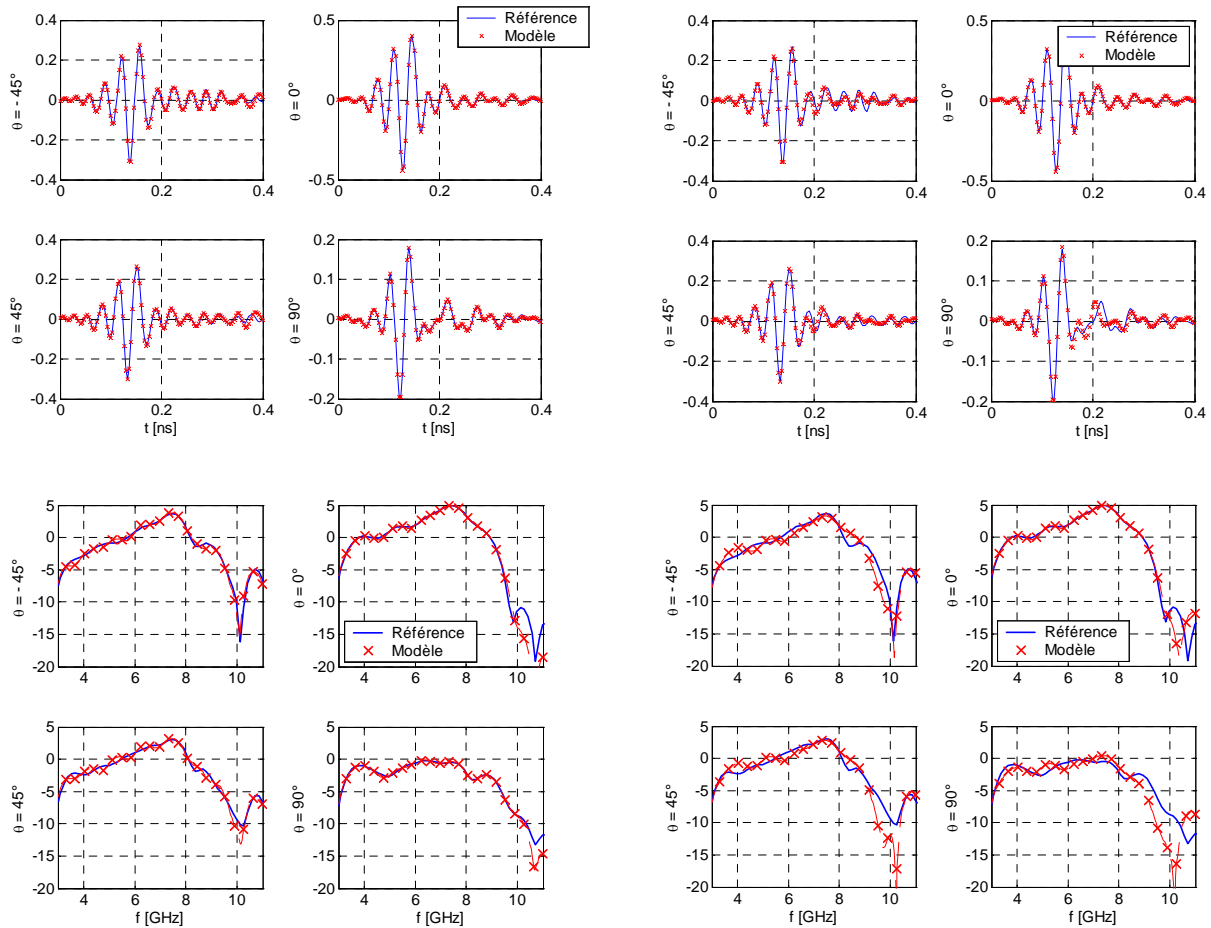
#### 4.5.3. Modélisation paramétrique de l'antenne « Choi »

A partir de l'étude du chapitre précédent, nous avons pu extraire les réponses impulsionnelles directionnelles correspondant au système d'antennes et aux antennes seules. Ainsi, dans ce paragraphe nous présentons les modèles paramétriques correspondants.

Fig. 4.17 et Fig. 4.18 présentent les résultats obtenus pour le système d'antennes « Choi ». Pour les quatre orientations envisagées et en considérant chaque cas individuellement. Fig. 4.17a) illustre les réponses en temps et en fréquence de la réponse impulsionnelle déduite de mesures (comme détaillé dans le chapitre 3) et les compare à celles issues du modèle paramétrique. Il apparaît que les modèles obtenus sont satisfaisants, les caractéristiques étant semblables (*RSB* compris entre 20 dB et 29 dB). Fig. 4.18a) montre la position des pôles dans le plan des  $\{z\}$ . L'ordre des modèles varie est égal à 16. Par ailleurs, il est intéressant de remarquer que la position des pôles est semblable dans chacun des cas.

Ainsi, une seconde approche plus « économique » en terme de description a été envisagée en considérant les pôles communs pour l'ensemble des réponses impulsionnelles directives et ainsi seuls les résidus sont adaptés à la réponse considérée. Cette hypothèse se justifie par le fait que les pôles dépendent des caractéristiques des courants de l'antenne et sont indépendants de la direction [4.32]. La référence pour les pôles a été choisie lorsque  $\theta = 0^\circ$ . Fig. 4.17b) et Fig. 4.18b) illustrent les résultats obtenus avec un ordre des modèles égal à 16. La modélisation est alors moins précise

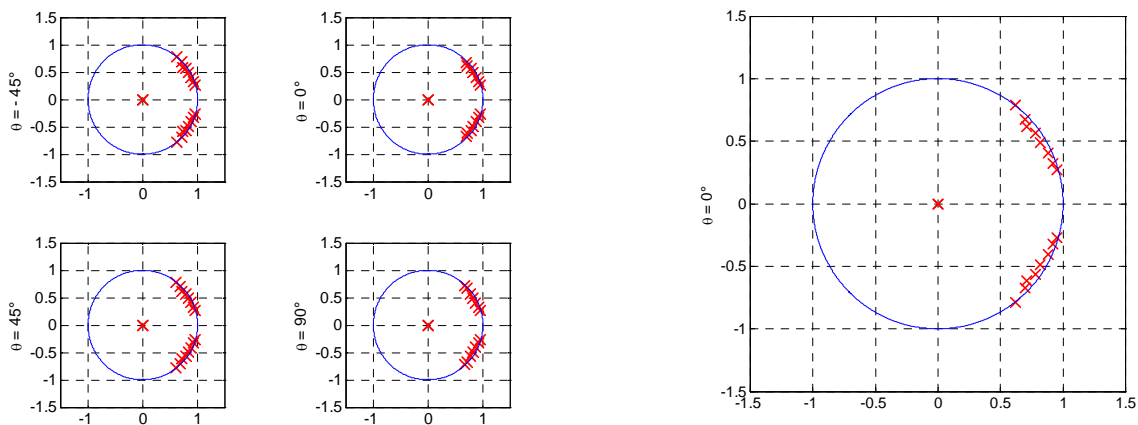
( $12\text{ dB} < RSB < 29\text{ dB}$ ) mais reste acceptable notamment pour les variations d'amplitude élevées de la réponse impulsionnelle et pour les fréquences de la bande passante de l'antenne. L'intérêt de cette approche est évidemment de réduire le nombre de données modélisant le système d'antennes directif puisqu'il se trouve alors décrit par 16 pôles (communs à chaque direction) et 16 résidus caractérisant chacune des orientations.



a) Modèles avec pôles distincts

b) Modèles avec pôles communs

Fig. 4.17. Réponses en temps et en fréquence du système d'antennes



a) Modèles avec pôles distincts

b) Modèles avec pôles communs

Fig. 4.18. Pôles du modèle du système d'antennes

Une modélisation semblable peut être également faite en considérant les antennes seules : antenne d'émission ou antenne de réception. Fig. 4.19 représente les résultats obtenus lorsque les modèles utilisent les mêmes pôles. Dans cet exemple, l'ordre des modèles est fixé à 12 ce qui correspond à un *RSB* de 27 dB pour une orientation telle que  $\theta = 0^\circ$ . Par contre lorsque  $\theta = 90^\circ$  nous n'obtenons qu'un *RSB* de 10 dB. L'imprécision de la modélisation est visible sur les courbes en temps et celles en fréquence mais l'allure générale reste conservée. Le choix de l'ordre dépendra d'un compromis entre complexité et précision mais aussi du contexte global et de la nécessité de décrire plus ou moins précisément.

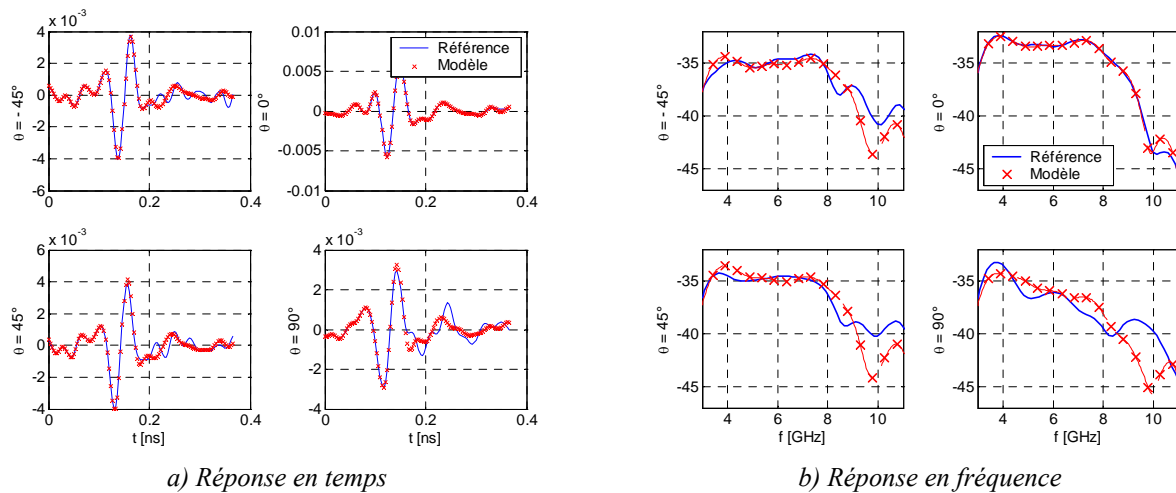


Fig. 4.19. Modélisation de l'antenne de réception « Choi » avec pôles communs

#### 4.5.4. Modélisation paramétrique de l'antenne « Choi\_U »

Une approche semblable à la précédente peut être réalisée pour l'antenne « Choi\_U ». Fig. 4.20 montre les résultats obtenus pour la modélisation l'antenne utilisée en réception dans le cas où les pôles sont communs à chaque direction considérée. Les modèles sont seulement d'ordre 12 avec un *RSB* compris entre 16 dB et 25 dB.

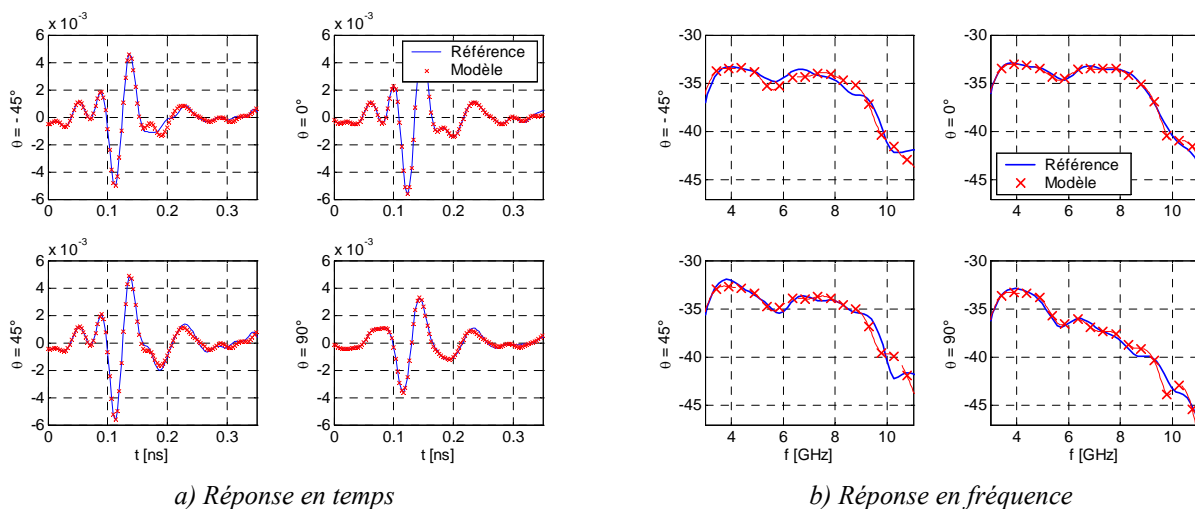
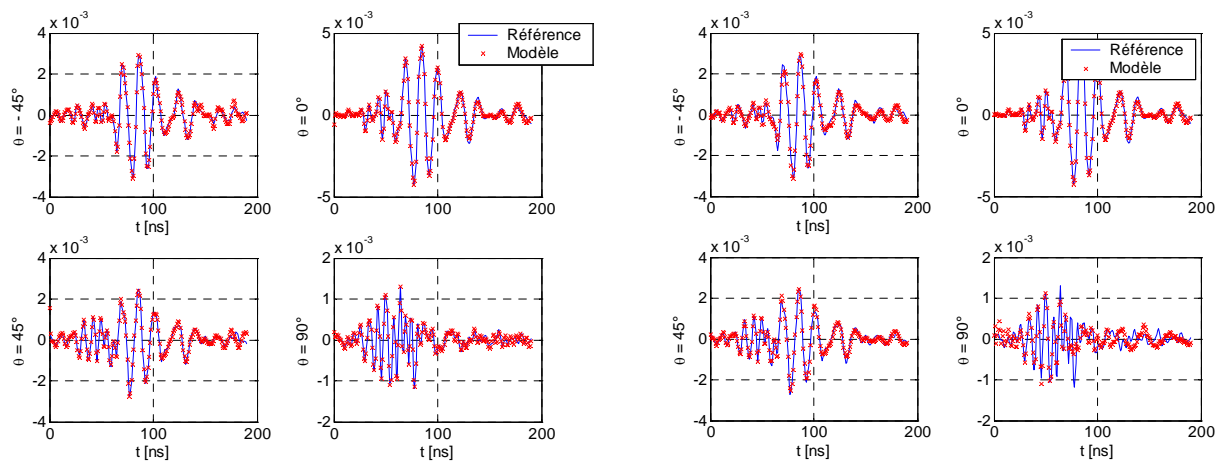


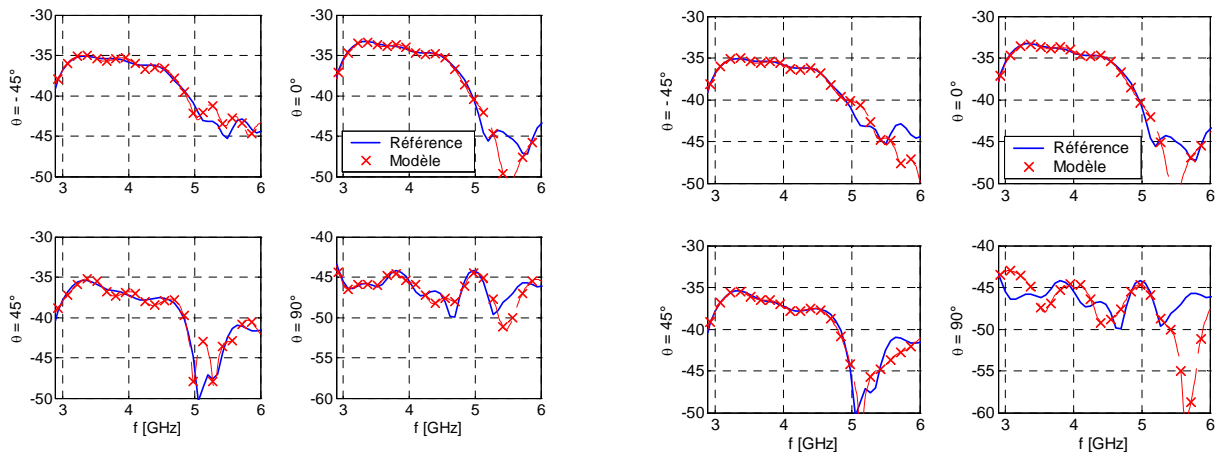
Fig. 4.20. Modélisation de l'antenne de réception « Choi\_U » avec pôles communs

### 4.5.5. Modélisation paramétrique de l'antenne « x »

Dans le cas de l'antenne « x » qui est adaptée à une bande plus étroite, les réponses impulsionnelles sont de durée plus importantes et nécessitent des ordres beaucoup plus élevés pour obtenir des modélisations de qualité équivalente aux modélisations précédentes. Plus spécifiquement, lorsque les modèles sont indépendants (pôles et résidus distincts), Fig. 4.21a) et Fig. 4.22a) illustrent les résultats obtenus correspondant à un ordre variant de 27 à 38 selon le modèle considéré et pour une qualité correspondant à un *RSB* d'environ 18. L'utilisation des mêmes pôles pour l'ensemble des réponses est délicate parce que notamment celle correspondant à  $\theta = 90^\circ$  est très différente des autres. La modélisation présentée à travers Fig. 4.21b) et Fig. 4.22b) correspond à des modèles utilisant 37 pôles.



Réponses en temps



Réponses en fréquence

a) Modèles avec pôles distincts

b) Modèles avec pôles communs

Fig. 4.21. Réponses en temps et en fréquence du système d'antennes

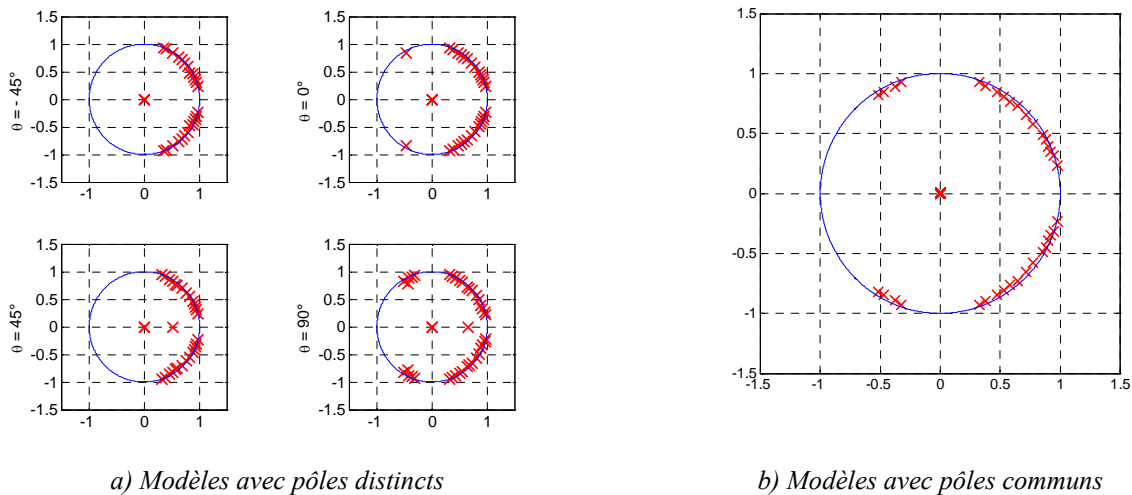


Fig. 4.22. Pôles du modèle du système d'antenne

#### 4.5.6. Eléments de conclusion

Les études précédentes ont montré que la modélisation paramétrique permet d'obtenir une représentation temps-fréquence des réponses impulsionnelles caractérisant les antennes. La description est alors contenue dans les pôles et les résidus du modèle qu'il est possible de considérer dans l'espace des temps ou l'espace des fréquences de façon immédiate. De plus, l'approche s'est avérée d'autant plus pertinente que l'antenne à modéliser présente une grande bande passante parce qu'alors le modèle considéré est d'ordre plus faible (moins complexe et donc plus efficace). Il est à noter que le rapport entre les bandes passantes des antennes « Choi / Choi\_U » et « x » est à peu près égal au rapport des nombres de pôles requis pour les modèles correspondants.

## 4.6. Conclusions

Nous avons présenté et illustré une méthodologie qui permet d'obtenir des modèles temps-fréquence complets et efficaces (compacts) des antennes UWB. La méthode développée se divise en deux étapes. En exploitant des simulations ou des mesures, la première étape consiste à déterminer la suite de données correspondant à la grandeur à modéliser (chapitre 3), c'est-à-dire une réponse impulsionnelle caractérisant l'antenne. La seconde étape extrait alors de ces données un modèle paramétrique (chapitre 4), c'est-à-dire une description de la réponse impulsionnelle par un petit jeu de paramètres dont il est également possible d'extraire facilement la fonction de transfert associée.

La modélisation analytique obtenue offre une solution pour inclure la caractéristique modélisée de l'antenne dans différents outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) dédiés aux développements des systèmes de communication. Cette approche rend possible le design et l'optimisation de futurs systèmes UWB en intégrant les effets des antennes à différents niveaux d'abstraction, fonctionnel (approche « système ») mais aussi comportemental (approche « circuit »). Ces aspects seront développés dans la suite de la présentation (chapitre 5).

Une extension possible de ce travail pourrait être d'automatiser la méthode proposée. Dans ce cas, la méthode Matrix Pencil sera préférée parce qu'elle est plus efficace en terme de calculs, moins sensible au bruit et présente de meilleures propriétés statistiques d'estimation que les méthodes polynomiales. De plus, les travaux publiés dans [4.33]-[4.34] proposent une implémentation temps réel de cette méthode et pourront donc être exploités dans ce sens. Enfin, il faut aussi noter qu'une publication récente [4.35] propose de combiner la méthode de développement en modes sphériques [4.14] avec une technique Matrix Pencil généralisée pour obtenir des modèles « ultra » compressés.

## Bibliographie

---

- [4.1] S.L. Marple, "Digital spectral analysis with applications", Prentice Hall, 1987.
- [4.2] L. Ljung, "System Identification : Theory for the User", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1987.
- [4.3] E.K. Miller, T.K. Sarkar, "An introduction to the use of model-based parameter estimation in electromagnetics", Review of Radio Science 1996-1999, R. Stone, Oxford University Press, Commission B. Fields and Waves, August 1999.
- [4.4] A. Ducasse, C. Mailhes, F. Castanié, "Estimation de fréquences : panorama des méthodes paramétriques", Traitement du Signal, Vol. 15, No. 2, pp. 149-162, 1998.
- [4.5] Calliope, "La parole et son traitement automatique", Masson, 1989.
- [4.6] G. Riche de Prony, "Essai expérimental et analytique sur les lois de la dilatabilité de fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur d'eau et de la vapeur d'alkool, à différentes températures", Journal de l'Ecole Polytechnique Floréal et Plairial, an III (1795), Vol. 1, Cahier 22.
- [4.7] D.W. Tufts, R. Kumaresan, "Improved spectral resolution", in Proc. IEEE Conference On Acoustics Speech and Signal Processing, Denver, USA, April 1980, pp. 592-597.
- [4.8] Y. Hua, T.K. Sarkar, "Generalised pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 2, pp. 229-234, February 1989.
- [4.9] C. Brezinski, "Padé-type approximation and general orthogonal polynomials", Birkhäuser, 1980.
- [4.10] E.C. Levi, "Complex-Curve Fitting", IRE Transactions on Automatic Control, Vol. 4, 1959.
- [4.11] R.S. Adve, T.K. Sarkar, S.M. Rao, E.K. Miller, D.R. Pflug, "Application of the Cauchy method for extrapolating/interpolating narrow-band system responses", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 5, pp. 837-845, May 1997.
- [4.12] T.W. Parks, C.S. Burrus, "Digital Filter Design", John Wiley & Sons, 1987.
- [4.13] I. Pelé, A. Chousseaud, S. Toulain, "Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation", in Proc. Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, USA, June 2004, Vol. 2, 1871-1874.
- [4.14] C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, A.C. Lepage, X. Begaud, "Antenna design, analysis and numerical modeling for impulse UWB", in Proc. International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, Abano Terme, Italia, September 2004.
- [4.15] Z. Zhang, Y.H. Lee, "A comprehensive system based UWB antenna optimizer", Union of Radio Science General Assembly, New Delhi, India, October 2005.
- [4.16] S. Licul, W.A. Davis, "Unified frequency and time-domain antenna modeling and characterization", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 9, pp. 2882-2888, September 2005.
- [4.17] Y. Duroc, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Realistic modeling of Antennas for Ultra Wide Band Systems", in Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium, San Diego, USA, January 2006, pp. 347-350.
- [4.18] R.J. Allard, D.H. Werner, J.S. Zmyslo, P.L. Werner, "Model-based parameter estimation of antenna radiation pattern frequency spectra", in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1998, Vol. 1, pp. 62-65.



- [4.19] G.H. Golub, V. Pereira, “The difference of pseudo inverses and non-linear least squares problems whose variables separate”, SIAM, Journal on Numerical Analysis, 1973.
- [4.20] M.L. Van Blaricum, R. Mittra “Problems and solutions associated with Prony's method for processing transient data”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 26, No. 1, pp. 174-182, January 1978.
- [4.21] D.W. Tufts, R. Kumaresan, I. Kirstein, “Data adaptative signal estimation by singular value decomposition of a data matrix”, IEEE Special Issue Spectral Estimation, Vol. 70, pp. 684-685, June 1982.
- [4.22] T.K. Sarkar, O. Pereira, “Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 37, No. 1, pp. 48-55, February 1995.
- [4.23] Y. Hua, T.K. Sarkar, “On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 39, No. 4, pp. 39-44, April 1991.
- [4.24] Y. Hua, T.K. Sarkar, “Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise”, IEEE Transactions on Acoustics, Vol. 38, No. 5, pp. 814-824, May 1990.
- [4.25] B. Porat, B. Friedlander, “A modification of the Kumaresan-Tufts method for estimating rational impulse responses”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 34, No. 5, pp. 1336-1338, October 1986.
- [4.26] F. Hu, T.K. Sarkar, Y. Hua, “Utilization of bandpass filtering for the Matrix Pencil method”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 41, No. 1, January 1991.
- [4.27] J.A. Cadzow, “Signal enhancement: a composite property mapping algorithm”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 36, No. 1, pp. 49-62, January 1988.
- [4.28] Y. Li, J.R. Liu, J. Razavilar, “A parameter estimation scheme for damped sinusoidal signals based on low-rank Hankel approximation”, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 45, No. 2, pp. 481-486, February 1997.
- [4.29] B. Lu, D. Wei, B.L. Evans, A.C. Bovik, “Improved Matrix Pencil methods”, in Proc. Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, November 1998, Vol. 2, pp. 1433-1437.
- [4.30] B. Porat, B. Friedlander, “On the accuracy of the Kumaresan-Tufts method for estimating complex damped exponentials”, IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 35, No. 2, pp. 231-235, February 1987.
- [4.31] Y. Hua, T.K. Sarkar, “Matrix Pencil method and its performance”, in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Seattle, USA, April 1998, Vol. 4, pp. 2476-2479.
- [4.32] C.E. Baum, “Time domain characterization of antennas with TEM feeds”, Sensor and Simulation Notes, Note 426, October 1998.
- [4.33] T.K. Sarkar, F. Hu, Y. Hua, M. Wicks, “A real-time signal processing technique approximation a function by a sum of complex exponentials utilizing the Matrix-Pencil approach”, Digital Signal Processing 4, 1994.
- [4.34] Z.A. Maricevic, T.K. Sarkar, Y. Hua, A.R. Djordjevic, “Time-domain measurements with the Hewlett-Packard network analyser HP 8510 using the matrix pencil method”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 3, pp. 538-547, March 1991.
- [4.35] C. Roblin, “Ultra compressed parametric modelling of UWB antenna measurements”, in Proc. 1<sup>st</sup> European Conference on Antennas and Propagation, Nice, France, November 2006.

*Ne me dites pas que ce problème est difficile.  
S'il n'était pas difficile, ce ne serait pas un problème.*  
Ferdinand Foch

## 5. Systèmes et Antennes UWB – Approche Co-Design

---



LES antennes UWB présentent des spécificités qui nécessitent de compléter ou d'adapter la caractérisation traditionnelle des antennes. Ces aspects ont été abordés dans les deux chapitres précédents où nous avons présenté des méthodes de caractérisation et de modélisation adaptées. Par ailleurs, nous avons vu que dans les systèmes UWB, les antennes jouent un rôle plus important qu'en bande étroite parce qu'elles interviennent notamment sur la forme d'onde des signaux émis et reçus. De plus par définition, leur caractère large bande entraîne des difficultés d'adaptation pour éviter les pertes d'insertion. Ainsi pour la conception et l'étude des systèmes UWB, il est important de tenir compte de leur influence et donc de déterminer des outils le permettant. C'est l'objet de ce dernier chapitre où sont présentées différentes approches de modélisation qui permettent de considérer les antennes UWB dans la chaîne de communication pour différents niveaux d'abstraction. A un niveau « système », il s'agit de prendre en compte les effets de filtrage des antennes pour évaluer de façon plus réaliste les systèmes UWB pratiques. Et plus généralement, il s'agit de tenir compte des propriétés électriques et fonctionnelles des antennes conjointement à celles des circuits qui les entourent.

## SOMMAIRE – Chapitre 5

5. Systèmes et Antennes UWB – Approche Co-Design.....	162
5.1. Introduction et présentation de la problématique .....	164
5.2. Approches orientées co-design pour modéliser les antennes UWB .....	164
5.3. Modélisation de l'impédance par circuit électrique équivalent .....	166
5.3.1. Introduction .....	166
5.3.2. Rappels sur les méthodes de synthèse de Foster .....	166
5.3.3. Détermination d'un circuit électrique équivalent de l'impédance .....	167
5.3.4. Eléments de conclusion .....	170
5.4. Simulation VHDL-AMS d'un système UWB incluant les antennes .....	170
5.4.1. Présentation générale.....	170
5.4.2. Modélisation paramétrique et description VHDL-AMS .....	171
5.4.3. Modélisation en VHDL-AMS du lien radio RF.....	172
5.4.4. Simulation fonctionnelle d'un système UWB simplifié à détecteur d'énergie .....	173
5.4.5. Modélisation comportementale des antennes UWB.....	175
5.4.5.1. Eléments de conclusion .....	176
5.5. Conclusion .....	177
Bibliographie .....	178

## 5.1. Introduction et présentation de la problématique

Le rôle des antennes dans les chaînes de communication UWB est important et il est nécessaire de disposer de modèles d'antennes UWB afin par exemple, de compléter les modèles de canaux de propagation, de respecter les masques d'émission, d'obtenir de meilleurs signaux « template » en réception ou encore de déterminer des bilans de liaison. Aux paramètres traditionnels de caractérisation, pour les antennes UWB il faut notamment ajouter une description de type « système » pour tenir compte de leur comportement comme filtres fréquentiels et directionnels. Un autre challenge pour les systèmes UWB est aussi de tenir compte de l'interconnexion entre circuits et antennes. En effet dans les systèmes à bande étroite, pour la conception ou le développement des circuits émetteurs et récepteurs, les antennes sont généralement considérées comme des circuits résonants et même souvent simplement comme de simples résistances de  $50 \Omega$  dans la bande de fréquences utile. Pour les antennes UWB, cette approximation n'est plus réaliste sur l'ensemble de la bande de fréquences considérée. Dans l'optique de développer une chaîne de communication complète, il est donc nécessaire de se munir de modèles qui à la fois tiennent compte du comportement type filtre des antennes mais aussi de leur impédance.

Ce chapitre s'intéresse ainsi d'une façon générale à la prise en compte des antennes UWB dans les études des systèmes UWB. Dans une première partie, nous présentons succinctement quelques approches de la littérature qui sont orientées co-design. Ensuite, nous étudions deux problématiques différentes. La première est la recherche d'un circuit électrique équivalent à l'impédance d'entrée d'une antenne UWB. Pour répondre à cette question, nous montrons que les techniques de modélisation présentées dans les chapitres précédents peuvent être exploitées dans ce contexte. La seconde suggère l'utilisation de nouveaux outils de simulation, les simulateurs dits « mixtes », pour étudier une chaîne de communication UWB complète incluant le comportement des antennes. A travers un exemple simple, nous montrons que (ici aussi) les approches de modélisation précédentes sont adaptées à cet objectif.

## 5.2. Approches orientées co-design pour modéliser les antennes UWB

Dans les chapitres 3 et 4, nous avons fait référence à la même publication [5.1] qui respectivement proposait de modéliser l'impédance d'une antenne UWB par un circuit électrique équivalent (constitué à base d'éléments passifs RLC) et son diagramme de rayonnement par une somme de fonctions prototypes à paramétrer. Cette vision répond en partie à la problématique énoncée mais présente l'inconvénient de proposer deux types de modélisation différents difficiles à utiliser conjointement avec un même outil de simulation.

Afin de faciliter le co-design de l'antenne et du circuit générant les impulsions, [5.2] présente une méthode permettant de modéliser et de simuler une antenne de type dipôle linéaire adaptée aux applications UWB. La méthodologie proposée s'articule de la façon suivante. La première étape consiste à modéliser l'admittance de l'antenne par un circuit équivalent électrique (basée sur une cellule de Foster) en utilisant la méthode « Vector Fitting » ; cette méthode fournit une fonction rationnelle modélisant l'admittance de l'antenne (mesurée ou calculée) dans le domaine des fréquences. Ainsi, le courant appelé dans l'antenne (courant entrant) peut être calculé à partir d'un simulateur de type circuit. Le champ rayonné par l'antenne peut alors être déterminé à partir de l'expression analytique le liant à ce courant par l'expression suivante :

$$E(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi r} \frac{1}{\cos \theta - 1} \left[ i \left( t - \frac{L}{C} - \frac{r - L \cos \theta}{C} \right) - i \left( t - \frac{r}{C} \right) \right] \quad (5.1)$$

Cette approche ne considère d'une part que l'émission, et est limitée d'autre part par la nécessité que le champ rayonné puisse être calculé analytiquement. Elle sera donc difficile à appliquer en considérant une antenne UWB quelconque dont l'expression du champ n'est pas forcément connue.



Ainsi, s'il est possible de modéliser le comportement complet des antennes en réalisant des co-simulations électromagnétique/circuit, les études ci-dessus montrent qu'il semble pertinent de rechercher d'autres solutions (a priori) plus simples et moins consommatrices en temps.

### 5.3. Modélisation de l'impédance par circuit électrique équivalent

#### 5.3.1. Introduction

A l'exception des antennes canoniques simples, le calcul de l'impédance d'une antenne est délicat et l'impédance est alors plutôt obtenue par simulation électromagnétique. L'approche couramment pratiquée est donc de déterminer un circuit équivalent électrique modélisant cette impédance. Cependant comme nous l'avons vu, en UWB il est difficile d'obtenir une telle modélisation pour une antenne adaptée à la bande [3,1-10,6 GHz].

Dans cette partie, nous allons montrer qu'une approche utilisant la modélisation paramétrique présentée dans le chapitre 4 peut apporter un élément de réponse à ce problème.

#### 5.3.2. Rappels sur les méthodes de synthèse de Foster

Dans les méthodes de Foster de synthèse des filtres passifs, l'impédance  $Z(p)$  à synthétiser est mise sous la forme suivante en séparant les pôles réels et complexes :

$$Z(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = a_1 p + a_0 + \sum_i \frac{R_i}{p + \omega_i} + \sum_j \frac{A_j p + B_j}{p^2 + 2\alpha_j p + \omega_j^2} \quad (5.3)$$

Chacun des termes de (5.3) correspond à un ou plusieurs éléments passifs associés. Le premier terme correspond à une self de valeur  $a_1$  et le deuxième à une résistance  $a_0$ . Le troisième terme représente l'association en série de plusieurs blocs RC en parallèle (résistance  $R_i/\omega_i$  et condensateur  $1/R_i$ ). Enfin, le quatrième terme construit à partir des pôles complexes conjugués est plus complexe et difficile à identifier. Il est obtenu en plaçant trois branches en parallèle composées d'un condensateur  $1/A_j$  d'une résistance donnée par  $A_j^2/(2\alpha_j A_j - B_j)$  et d'un ensemble constitué par une self  $A_j/M_j$  en série avec une résistance  $B_j/M_j$  où le coefficient  $M_j$  est donné par :

$$M_j = \omega_j^2 + \left( \frac{B_j}{A_j} \right)^2 - \frac{2\alpha_j B_j}{A_j} \quad (5.4)$$

Ainsi, une cellule élémentaire série de Foster (sous sa forme générale) est équivalent au circuit électrique suivant (Fig. 5.3) :

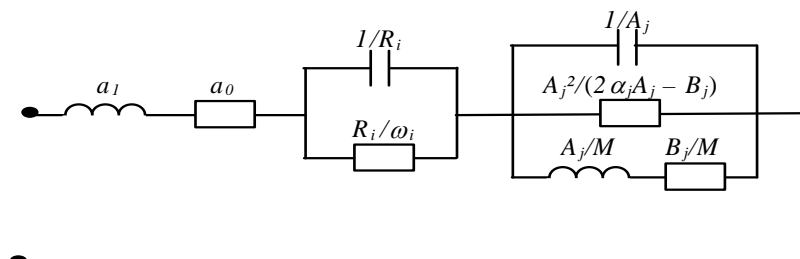


Fig. 5.3. Association série de Foster

La méthode de Foster s'applique également en considérant des éléments en parallèle en utilisant un développement sur les zéros. Ainsi, l'admittance est donnée par :

$$Y(p) = \frac{D(p)}{N(p)} = b_1 p + b_0 + \sum_k \frac{R_k}{p + \omega_k} + \sum_\ell \frac{A_\ell p + B_\ell}{p^2 + 2\alpha_\ell p + \omega_\ell^2} \quad (5.5)$$

Ce qui correspond à l'association en parallèle (Fig. 5.4)

- d'un condensateur  $b_1$ ,
- d'une résistance  $1/b_0$ <sup>(1)</sup>,
- d'une self  $1/R_k$  en série avec une résistance  $\omega_k/R_k$
- d'une self  $1/A_\ell$  en série avec une résistance  $(2\alpha_\ell A_\ell - B_\ell)/A_\ell^2$ , le tout en série avec un groupe composé d'une résistance  $N/B_\ell$  et d'un condensateur  $A_\ell/N$  en parallèle ; le coefficient  $N$  étant défini par la même expression que le  $M$  ci-dessus.

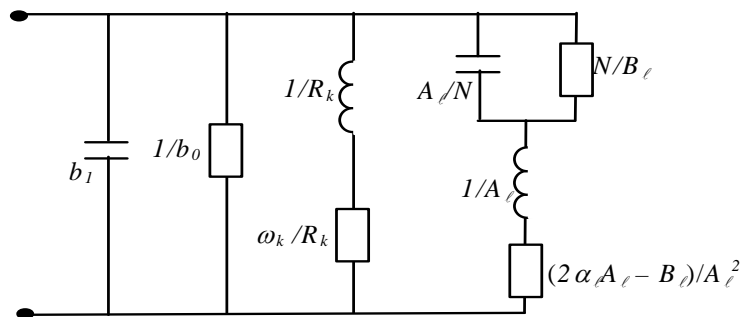


Fig. 5.4. Association parallèle de Foster

### 5.3.3. Détermination d'un circuit électrique équivalent de l'impédance

Il est intéressant de remarquer que les structures de Foster font apparaître des cellules du premier et du second ordre équivalentes à celles données par les modélisations paramétriques de Prony et de Matrix Pencil. Ainsi en appliquant la méthode présentée dans le chapitre 4 sur l'impédance, il est possible de déterminer une modélisation paramétrique de l'impédance d'une antenne UWB et d'en déduire alors un schéma électrique équivalent. Nous allons présenter cette méthode en l'illustrant avec l'antenne « Choi\_U » (antenne présentée dans le chapitre 3).

La première étape consiste à obtenir la caractéristique de l'impédance  $Z_A$  d'une antenne quelconque. Elle s'obtient facilement à partir du paramètre de réflexion  $\Gamma$  (mesuré ou simulé) par la relation suivante :

$$Z_A = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} R_0 \quad (5.6)$$

où  $R_0$  est une impédance de référence choisie généralement égale à  $50 \Omega$ .

Ensuite à partir de cette caractéristique obtenue dans le domaine des fréquences, il est possible de déterminer un modèle paramétrique par pôles et résidus en appliquant l'une des méthodes présentées dans le chapitre 4. Les parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne « Choi\_U » mesurée et modélisée sont représentées Fig. 5.5. Les parties résistives et inductives de l'impédance montre des extremum dans la bande rejetée puisque à ces fréquences l'énergie est peu

<sup>(1)</sup> Les deux coefficients  $b_0$  et  $b_1$  n'existent que si le degré du numérateur de  $Y$  est supérieur à celui de son dénominateur.

rayonnée. Le modèle paramétrique de l'impédance présente des caractéristiques proches de celles mesurées. Plus précisément, il a été établi en fixant un rapport signal sur bruit supérieur à 20 dB. Ce modèle  $\hat{Z}_A(p)$  présente un ordre  $N$  égal à 24 et s'écrit d'une façon générale sous la forme suivante :

$$\hat{Z}_A(p) = \sum_{n=1}^N \frac{R_n}{p - s_n} \tag{5.7}$$

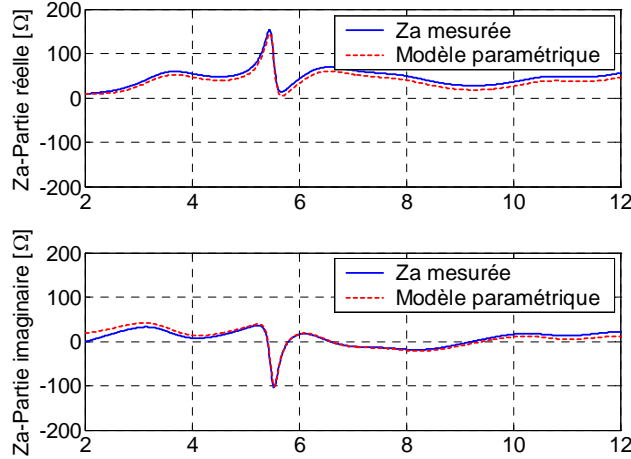


Fig. 5.5. Allure des parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne « Choi\_U » - Comparaison entre impédance mesurée et son modèle paramétrique

De façon à identifier cette fonction de transfert avec l'impédance de Foster, il est nécessaire de regrouper les pôles complexes conjugués et ainsi faire apparaître des cellules du premier et du second ordre à coefficients réels. Dans notre cas particulier, tous les pôles sont complexes conjugués et nous obtenons alors la fonction de transfert de l'impédance sous la forme de 12 cellules élémentaires du second ordre associée en série. La forme générale (5.7) s'écrit alors sous la forme suivante

$$\hat{Z}_A(p) = \sum_{n=1}^{N/2} \frac{2R_e(R_n)p - 2R_e(R_n s_n^*)}{p^2 - 2R_e(s_n) + |s_n|^2} \tag{5.8}$$

Le schéma électrique équivalent à l'impédance est alors le suivant :

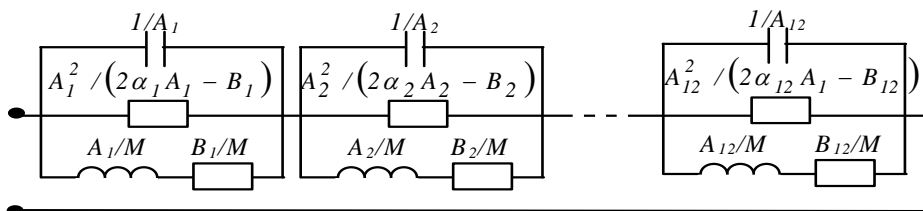


Fig. 5.6. Modèle électrique équivalent de l'impédance de l'antenne

A partir des expressions présentées dans le paragraphe précédent, les paramètres (et donc les composants) de chaque cellule se déduisent facilement. Tab. 5.1 présente les résultats obtenus, pour le modèle paramétrique (pôles et résidus sont à associer avec leurs complexes conjugués) et le circuit électrique équivalent pour chaque cellule. Les composants passifs du circuit sont identifiés en utilisant les notations les suivantes :

$$C_1 = 1/A_j ; R_1 = A_j^2 / (2\alpha_j A_j - B_j) ; L_2 = A_j / M_j ; R_2 = B_j / M_j .$$



Il faut remarquer que la modélisation proposée fait apparaître des composants à valeurs négatives (en particulier certaines résistances) qui n'ont donc pas de sens physique. Cependant, le comportement global de l'impédance reste correct et cela n'est en conséquence pas gênant dans notre optique [5.2]. Par ailleurs, il faut noter que les logiciels de simulation « circuit » permettent, en général, de simuler de tels composants et rendent donc une telle approche possible.

Cellule	Modèle paramétrique		Paramètres du circuit électrique équivalent			
	$s_n (\times 10^9)$	$R_n (\times 10^9)$	$C_l$ [nF]	$R_l$ [ $\Omega$ ]	$L_2$ [pH]	$R_2$ [ $\Omega$ ]
1	-0,349 - 12,189j	-0,0209 - 0,0108j	2,387	-0,007	0,223	0,00148
2	-0,192 + 88,001j	-0,0794 - 0,155j	6,298	0,000924	0,00427	-0,000732
3	-1,666 - 87,217j	-0,286 + 1,064j	1,751	0,00175	0,00504	-0,00163
4	-0,640 - 34,587j	1,341 + 1,968j	0,3728	-0,0535	0,711	0,0365
5	-5,585 - 50,245j	2,881 + 1,968j	0,174	-0,508	2,05	0,0462
6	-6,306 + 75,9j	1,866 + 2,761j	0,268	0,0315	0,203	-0,0215
7	-3,154 - 84,348j	3,361 + 1,237j	0,149	-0,241	0,832	0,0285
8	-5,889 - 66,39j	3,911 - 0,834j	0,128	0,390	1,697	-0,014
9	-6,408 + 18,657j	-3,528 + 2,376j	0,142	-1,147	13,95	0,265
10	-14,541 + 56,724j	-5,077 - 0,770j	0,0985	0,439	3,085	0,0183
11	-4,955 + 22,858j	5,226 - 1,548j	0,0957	-5,751	18,389	0,216
12	-4,849 - 39,403j	5,826 - 3,28j	0,0858	0,431	5,702	-0,0988

Tab. 5.1. Pôles et résidus des fonctions de transfert du modèle paramétrique et valeurs des paramètres des circuits électriques équivalents associés

Pour valider la modélisation de l'impédance de l'antenne par le circuit électrique équivalent présenté Fig. 5.6, nous avons simulé ce circuit en utilisant le logiciel OrCAD. Les caractéristiques réelle et imaginaire de ce modèle « circuit » de l'impédance sont représentées Fig. 5.7. En les comparant à celles de l'impédance mesurée et du modèle paramétrique, il apparaît une allure générale de ces deux caractéristiques relativement proche du résultat souhaité. Les différences proviennent des approximations faites sur les valeurs des coefficients qui ont été arrondies aux valeurs présentées (Tab. 5.1) et les résultats pourraient facilement être améliorés en attribuant aux composants leurs valeurs réellement calculées.

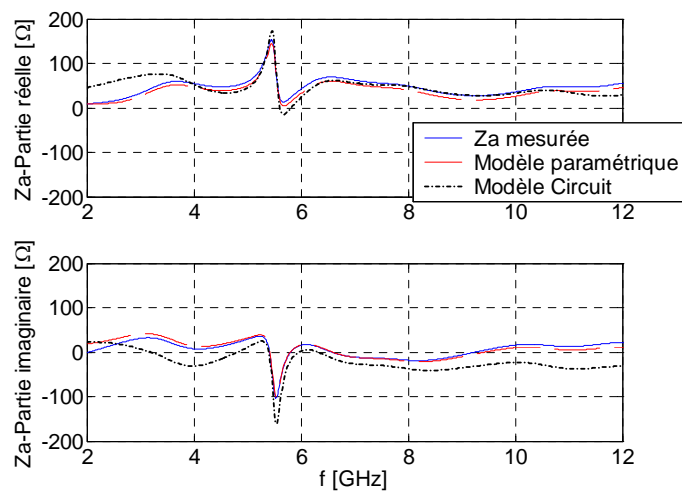


Fig. 5.7. Parties réelle et imaginaire de l'impédance du circuit électrique équivalent

### 5.3.4. Éléments de conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons montré qu'il est possible de simuler le comportement de l'impédance d'une antenne UWB par un circuit électrique équivalent. La méthode proposée s'appuie sur la recherche d'un modèle paramétrique obtenue par l'une des méthodes du chapitre 4, qui est ensuite exploitée pour le schéma de Foster correspondant et les valeurs des composants associés. Enfin, il faut noter que cette méthode reste valable pour tout types d'antennes.

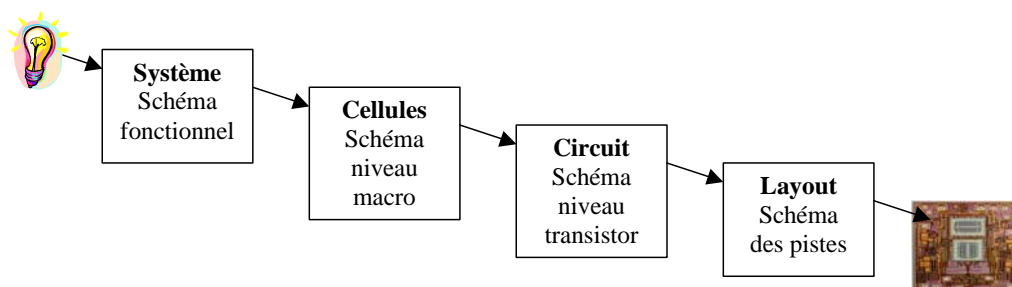
## 5.4. Simulation VHDL-AMS d'un système UWB incluant les antennes

### 5.4.1. Présentation générale

Avec l'avènement et le développement des technologies de communication sans fil, la partie RF des circuits de réception est devenue très complexe : signaux à plusieurs giga-Hertz, modulations très sophistiquées, contraintes en terme de taille et de consommation pour le circuit, intégration au sein d'un composant type SoC (*System-On-Chip*) impliquant la cohabitation avec la partie numérique du système. Ainsi, la partie RF ne peut plus être considérée comme une entité à part et conçue indépendamment des autres éléments de la chaîne de communication. Les frontières entre les différentes catégories de circuits, et donc les méthodes à utiliser pour les concevoir, sont en conséquence devenues plus floues que par le passé.

Pour des simulations « haut niveau », Matlab est traditionnellement l'outil utilisé mais il se limite à des analyses fonctionnelles. Lorsqu'un niveau de simulation « circuit » est nécessaire, chaque « communauté » de designers utilise son propre outil : simulateurs événementiels (ou logiques) pour la conception numérique, simulateurs électriques comme SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) pour la conception analogique et aussi des outils d'analyse dans les domaines temps/fréquence dédiés à la RFIC (*Radio Frequency Integrated Circuits*). Dans ce nouveau contexte, ce grand nombre de simulateurs entraîne un temps de conception important mais aussi beaucoup de problèmes de compatibilité. Le développement de tels systèmes nécessite donc idéalement un environnement de simulation qui soit capable de réaliser des simulations RF, analogiques et numériques.

Pour réduire le plus possible le temps de développement tout en garantissant une fiabilité optimale, les méthodes actuelles de conception s'appuient sur la notion de flot de conception et utilisent des simulateurs mixtes. Le flot de conception introduit une hiérarchie dans le système, d'un niveau d'abstraction élevé jusqu'au niveau structurel. Son principe est schématiquement représenté Fig. 5.8. Il présente l'avantage de permettre une vérification à chaque étape de la conception pour détecter les éventuels problèmes le plus tôt possible. De plus, les simulateurs mixtes sont des simulateurs multidisciplinaires (RF, analogique et numérique) et multi-abstraction (décomposition par niveaux hiérarchiques) qui permettent de n'utiliser qu'un seul environnement pour la simulation de systèmes mixtes.



Deux environnements de simulation répondent aujourd’hui à ce besoin en fournissant un outil de simulation mixte, à niveaux multiples et à langages multiples : le flot RFDE de l’alliance Cadence/Agilent, et ADMS (ADvance MS) de Mentor Graphics [5.6]. Dans les exemples que nous proposerons, les simulations ont été réalisées avec ADMS qui combine trois moteurs de simulations : Eldo pour la simulation analogique, ModelSim pour la simulation numérique et Mach pour la simulation au niveau transistor. Il comprend également plusieurs langages de description et de programmation : VHDL (Very High speed integrated circuit hardware Description Language), VHDL-AMS (VHDL- Analog and Mixed-Signal extensions), Verilog, Verilog-AMS, SPICE et le langage C. En particulier, le VHDL-AMS, extension du langage VHDL, est un outil performant dans le flot de conception d’un circuit intégré mixte parce qu’il permet de simuler les modèles à tous les niveaux décrits.

Dans la littérature, plusieurs travaux montrent l’utilité d’une telle approche pour la conception de systèmes de communication complexes manipulant des signaux mixtes. Par exemple, [5.7] propose le design d’un émetteur/récepteur Bluetooth décrit en VHDL-AMS. Dans [5.8], un système de communication émetteur/récepteur basé sur la modulation BPSK est développé. Dans le contexte de la technologie UWB, la seule référence que nous ayons trouvée est [5.9]. Dans cet article, un système UWB dont le récepteur est à détection d’énergie est développé en VHDL-AMS à un niveau fonctionnel. Par ailleurs, il est intéressant de noter qu’aucun de ces travaux n’a inclus les antennes dans les divers modèles proposés, que ce soit à l’émission ou à la réception. Dans ce sens, des travaux récents publiés par notre équipe dans [5.10], présentent le modèle VHDL-AMS d’un lien radio RF pour un système RFID (*Radio Frequency IDentification*). L’approche proposée dans cette étude n’est cependant pas adaptable aux applications UWB.

Dans cette partie, nous nous proposons donc d’inclure les antennes dans une chaîne de communication UWB simulée en VHDL-AMS. Dans cet objectif, nous allons montrer que la modélisation proposée dans le chapitre 4 est intéressante parce qu’elle peut être intégrée facilement dans un tel outil de simulation mixte.

#### 5.4.2. Modélisation paramétrique et description VHDL-AMS

Le VHDL-AMS est une extension du VHDL pour les circuits analogiques et mixtes. En plus, des possibilités du VHDL, cette extension permet de décrire des comportements continus : « VHDL-AMS ajoute (au VHDL) les instructions simultanées permettant de manipuler des valeurs à temps continu stockées dans des QUANTITY et un mécanisme de synchronisation des noyaux de simulation numériques et analogiques. » [5.11]. De plus, pour chacune des quantités, les dérivées et les intégrales peuvent être calculées. Ainsi, les quantités peuvent être liées entre elles par des équations différentielles, et cela sous la forme d’instructions concurrentielles, simultanées ou concurrentes. Ce langage inclut également la notion de « TERMINAL » pour la conservation de l’énergie. En électronique, les terminaux correspondent aux nœuds des équations de circuits, ils obéissent aux lois de Kirchhoff par lesquels transitent des quantités comme le courant et la tension. Il est bien sûr possible de décrire des systèmes autres que les systèmes électriques, comme les systèmes mécaniques, thermiques ou hydrauliques. Cela implique la manipulation de quantités différentes comme, par exemple, la vitesse et la force, en mécanique, au lieu du courant et de la tension.

En particulier la possibilité de description par des équations différentielles nous intéresse puisqu’elle est implicitement contenue dans le modèle paramétrique que nous avons proposé dans le chapitre précédent. En effet une fonction de transfert  $H(p)$  définie par exemple comme une fraction rationnelle de polynômes telle que :

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_j p^j}{a_0 + a_1 p + \dots + a_i p^i} \quad (5.9)$$

permet d'écrire dans l'espace des temps la relation suivante entre  $s(t)$  et  $e(t)$  :

$$a_0 s(t) + a_1 \frac{ds}{dt} + \dots + a_i \frac{d^i s}{dt^i} = b_0 e(t) + b_1 \frac{de}{dt} + \dots + b_j \frac{d^j e}{dt^j} \quad (5.10)$$

### 5.4.3. Modélisation en VHDL-AMS du lien radio RF

Pour valider cette approche, nous avons choisi de modéliser le lien radio idéal d'un système UWB incluant les antennes. Celui-ci est donné directement par le coefficient de transmission  $S_{21}$  comme le montre la relation suivante :

$$S_{21}(p) = H_{TX}(p) H_{CH}(p) H_{RX}(p) \quad (5.11)$$

où  $H_{CH}(p)$  est la fonction de transfert du canal espace libre et où  $H_{TX}(p)$  et  $H_{RX}(p)$  correspondent respectivement aux fonctions de transfert des antennes d'émission et de réception.

Ainsi à partir de la simulation ou de la mesure du paramètre  $S_{21}(p)$ , nous déduisons la caractéristique en temps  $s_{21}(t)$  correspondante que nous modélisons alors par le modèle paramétrique suivant :

$$\hat{s}_{21}(t) = \sum_{n=1}^N R_n e^{s_n t} \quad (5.12)$$

Cette description par résidus et pôles permet de déduire immédiatement, la fonction de transfert analytique du modèle de  $S_{21}(p)$  que nous obtenons sous la forme :

$$TF[\hat{s}_{21}(t)] = \hat{S}_{21}(p) = \sum_{n=1}^N \frac{R_n}{p - s_n} \quad (5.13)$$

La nécessité d'obtenir des coefficients réels, impose alors de regrouper deux à deux les fonctions de transfert élémentaires du premier ordre possédant des résidus et des pôles complexes conjugués. Ainsi des fonctions élémentaires du second ordre à coefficients réels apparaissent et  $\hat{S}_{21}(p)$  s'écrit finalement sous la forme suivante :

$$\hat{S}_{21}(p) = \sum_{n=1}^{N/2} \frac{2R_e(R_n)p - 2R_e(R_n s_n^*)}{p^2 - 2R_e(s_n) + |s_n|^2} \quad (5.14)$$

dans le cas où tous les résidus et les pôles sont des complexes et où l'ordre du modèle  $N$  est pair. Sinon,  $\hat{S}_{21}(p)$  s'écrit comme une somme de fonctions de premier et de second ordre à coefficients réels.

Le gain et la phase du paramètre  $S_{21}$  sont représentés Fig. 5.9 en faisant apparaître les caractéristiques mesurées et celles obtenues à partir de la modélisation VHDL-AMS. Il apparaît clairement que le système modélisé présente des caractéristiques semblables au paramètre de transmission mesuré. Enfin, il faut noter que pour cette illustration l'ordre du modèle a été choisi suffisamment grand ( $N = 24$ ) pour obtenir une excellente précision.

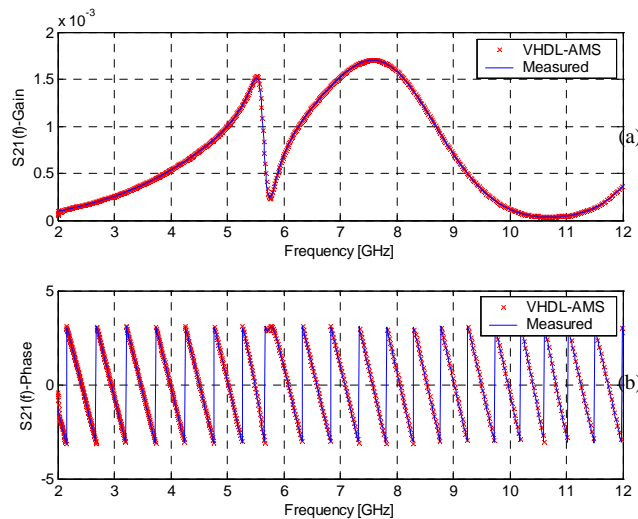


Fig. 5.9. Paramètre de transmission  $S_{21}$  : a) gain ; b) phase

#### 5.4.4. Simulation fonctionnelle d'un système UWB simplifié à détecteur d'énergie

Afin d'étendre notre approche à une problématique plus proche de celle évoquée dans l'introduction de cette partie, nous avons simulé de façon fonctionnelle un système complet UWB simple basé une technique de réception non cohérente (présentée dans le chapitre 2). La chaîne de communication modélisée est illustrée sur Fig. 5.10. En émission, un générateur d'impulsions de Rayleigh contrôlé par une horloge est utilisé. Les données d'informations sont alors simplement modulées en OOK. La réception consiste en une détection d'énergie du signal qui est accomplie en faisant passer le signal à travers un dispositif à loi carré (une diode Schottky par exemple), suivi d'un comparateur et d'un monostable.

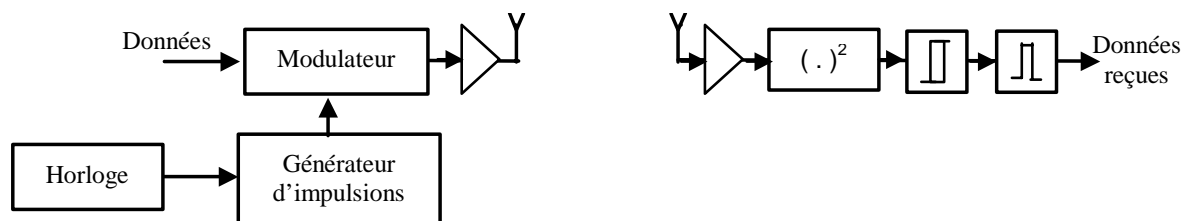


Fig. 5.10. Chaîne de communication UWB à détection d'énergie

Les résultats obtenus sont illustrés sur Fig. 5.11 dont un zoom est présenté en Fig. 5.12 pour un seul symbole. Sur Fig. 5.11, la courbe a) illustre un flot aléatoire de données numériques qui représente l'information envoyée. La courbe b) correspond au signal IR modulé en OOK dont les impulsions sont simulées facilement en VHDL-AMS par leur expression analytique. Après propagation dans l'espace libre, la courbe c) montre le signal reçu qui est retardé et dont la forme fait apparaître les effets du filtrage des antennes et l'atténuation liée à la propagation. En particulier, l'apparence de ces effets est plus claire sur Fig. 5.12. Enfin, les courbes d) et e) représentent, respectivement, l'énergie extraite et les données détectées.

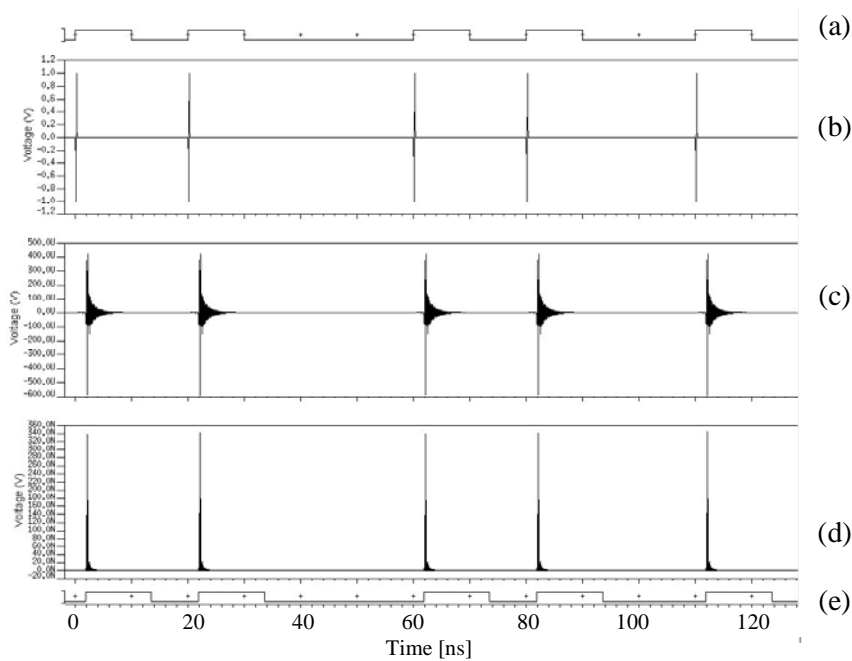


Fig. 5.11. Chronogramme de la transmission UWB

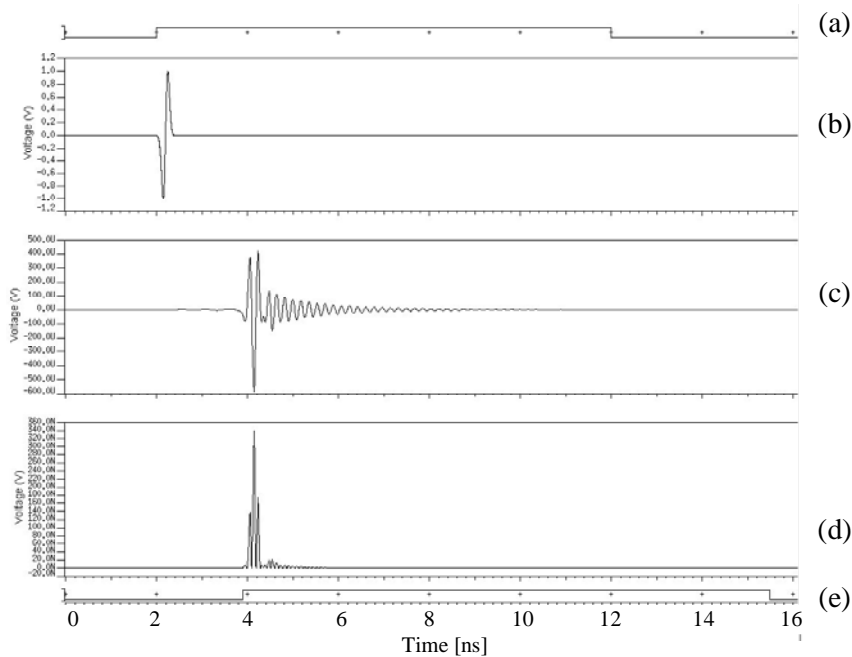
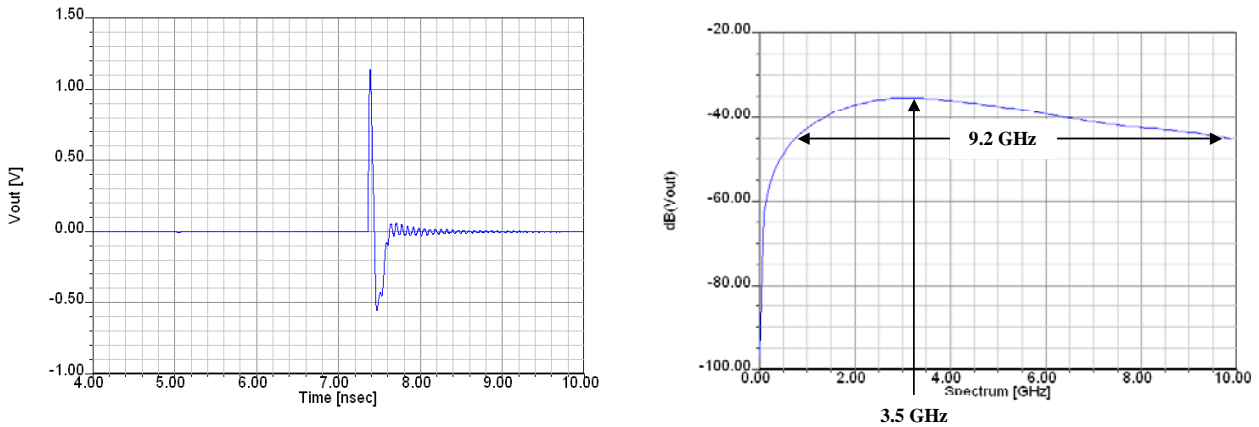


Fig. 5.12. Zoom du chronogramme de la transmission

Dans cette étude, la modélisation du lien radio est seulement fonctionnelle. Les interactions entre les antennes et les circuits qui y sont connectés n'interviennent pas et il n'y a donc pas de problèmes d'adaptation : la tension reçue est directement liée à la tension du générateur idéal par le coefficient de transmission  $S_{21}$ .

L'avantage d'utiliser un simulateur mixte est qu'il est alors possible de remplacer chacun des blocs constituant les circuits émetteurs et récepteurs par le circuit correspondant (RF, analogique ou numérique). Nous avons validé cette approche en remplaçant le générateur d'impulsions « mathématique » initial par un générateur réel d'impulsions UWB développé sous OrCAD. Notons que ce générateur a été développé au LCIS et a fait l'objet d'une publication où il est présenté en détail [5.12]. Les résultats obtenus sont semblables aux précédents. La seule différence réside dans

l'allure des impulsions générées qui approchent la forme de Rayleigh avec une inversion de signe comme le montre Fig. 5.13a). Le module du spectre de ces impulsions est représenté Fig. 5.13b) et montre la largeur de bande de fréquence qu'elles occupent. Après la génération d'impulsions, chaque étape se réalise donc comme précédemment. Les caractéristiques obtenues sont du même type que celles illustrées précédemment (Fig. 5.11 et Fig. 5.12).



(a) Allure temporelle

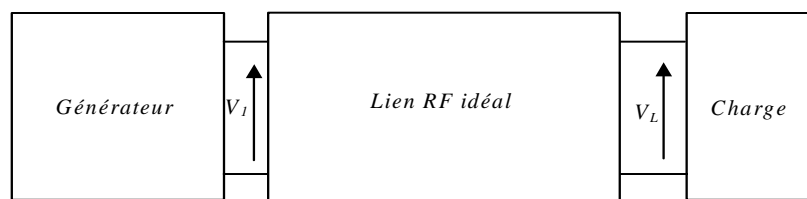
(b) Module du spectre en dB

Fig. 5.13. Caractéristique des impulsions générées

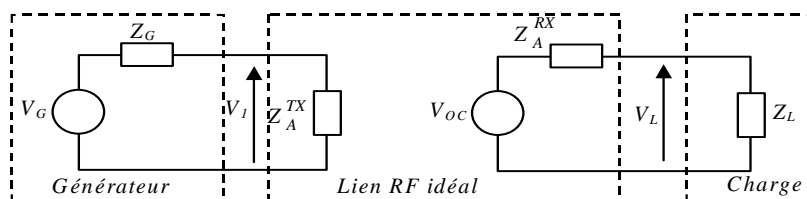
Enfin dans l'objectif d'un co-design, il reste à introduire dans la modélisation radio, en plus du comportement « système », le comportement électrique, c'est-à-dire les impédances des antennes.

#### 5.4.5. Modélisation comportementale des antennes UWB

Pour tenir compte à la fois du comportement électrique et « système » des antennes, la solution envisagée est basée sur la représentation électrique illustrée ci-dessous (Fig. 5.14) : la tension  $V_I$  correspond à la tension réellement vue par l'antenne d'émission (le courant appelé par l'antenne dépend ainsi des caractéristiques de l'antenne) ; la tension  $V_{OC}$  donne une image de l'énergie reçue et elle est fonction de la tension  $V_I$ , du paramètre de transmission  $S_{21}$  et des impédances des antennes (les calculs sont présentés ci-après) ; enfin la tension  $V_L$  aux bornes de la charge correspond à la tension reçue au niveau du circuit de réception.



a) Modèle fonctionnel



b) Modèle comportemental

Fig. 5.14. Modélisation électrique et « système » du lien RF idéal en espace libre

A l'émission, la modélisation de l'impédance de l'antenne permet d'obtenir une image de la tension  $V_I$  aux bornes de l'antenne (ou du courant  $y$  entrant). L'impédance  $Z_A^{TX}$  peut être modélisée soit par la fonction de transfert analytique équivalente soit par le circuit électrique qui lui est associé. En réception pour obtenir la tension  $V_L$ , il faut considérer l'antenne comme un générateur de Thévenin constitué par une impédance  $Z_A^{RX}$  modélisée de la même façon que  $Z_A^{TX}$  et la tension de circuit ouvert  $V_{OC}$  qui s'exprime en fonction de  $V_I$  par l'expression suivante :

$$\frac{V_{OC}}{V_I} = \frac{S_{21}}{2} \frac{(Z_A^{TX} + R_0)(Z_A^{RX} + R_0)}{\underbrace{Z_A^{TX} R_0}_{K_{imp}}} \quad (5.15)$$

(5.15) fait intervenir le coefficient de transmission  $S_{21}$  et un coefficient  $K_{imp}$  tenant compte des impédances des antennes. Cette équation se détermine à partir des relations établies dans le chapitre 3. En effet, en utilisant les mêmes notations, les tensions  $V_L$  et  $V_G$  sont reliées d'une façon générale par la relation :

$$\frac{V_L}{V_G} = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{Z_L}{(Z_A^{RX} + Z_L)(Z_A^{TX} + Z_G)} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}} \vec{h}_{e_{RX}} \quad (5.16)$$

et dans l'hypothèse de lignes adaptées le rapport de ces tensions s'exprime en fonction de  $S_{21}$  :

$$\frac{V_L}{V_G} = j \frac{\omega}{c} Z_0 \frac{R_0}{(Z_A^{TX} + R_0)(Z_A^{RX} + R_0)} \frac{e^{-j\omega \frac{d}{c}}}{4\pi d} \vec{h}_{e_{TX}} \vec{h}_{e_{RX}} = \frac{S_{21}}{2} \quad (5.17)$$

Ainsi en considérant (5.16) et (5.17), dans le cas général, ce rapport s'écrit en fonction des impédances et du paramètre  $S_{21}$  par :

$$\frac{V_L}{V_G} = \frac{S_{21}}{2} \frac{Z_L}{(Z_A^{RX} + Z_L)(Z_A^{TX} + Z_G)} \frac{(Z_A^{TX} + R_0)(Z_A^{RX} + R_0)}{R_0} \quad (5.18)$$

Enfin, (5.15) s'établit en considérant la relation entre d'une part les tensions  $V_I$  et  $V_G$  et d'autre part  $V_{OC}$  et  $V_L$  :

$$V_I = \frac{Z_A^{TX}}{Z_A^{TX} + Z_G} V_G \quad (5.19)$$

$$V_{OC} = \frac{Z_A^{RX} + Z_L}{Z_L} V_L \quad (5.20)$$

#### 5.4.5.1. Eléments de conclusion

Ces premières études ont montré la faisabilité et l'intérêt d'utiliser un simulateur mixte pour concevoir et développer une chaîne de communication complète UWB. Nous avons présenté une méthode permettant de modéliser un lien radio UWB incluant les antennes en VHDL-AMS. Ce modèle a été utilisé et validé pour simuler une chaîne de communication UWB simple.

Il reste cependant à améliorer la modélisation pour tenir compte notamment de la propagation par trajets multiples mais aussi des angles d'émission et de réception des ondes (si les antennes ne sont pas omnidirectionnelles). Une première solution pourrait être de mesurer le coefficient de transmission  $S_{21}$  pour un environnement donné et d'appliquer alors la méthode d'écrite. D'autre part, le modèle du lien radio RF obtenu à partir de  $S_{21}$ , qui inclut les antennes et le canal, pourrait également être décomposé en la mise en cascade des modèles correspondant à l'antenne d'émission, le canal et l'antenne de réception. Pour cela, les antennes pourraient être décrites chacune à partir de leur impédance et de leur fonction de transfert analytique (obtenue comme dans le chapitre 4), et les modèles de canaux IEEE pourraient être utilisés comme dans [5.9].



## 5.5. Conclusion

En contexte UWB pour concevoir et développer des systèmes de communication, il est essentiel de considérer la chaîne de transmission dans son ensemble. Ainsi en particulier, les caractéristiques des antennes doivent être incluses dans les études des différents éléments sur lesquels elles peuvent interagir. Dans cette optique pour le design des circuits, nous avons proposé une solution pour obtenir un circuit équivalent à l'impédance d'une antenne UWB permettant de simuler son comportement électrique. D'autre part, à travers un exemple volontairement simplifié pour une première approche, nous avons montré qu'il est possible de simuler le comportement des antennes UWB dans des outils de simulation mixte comme le VHDL-AMS. Cette potentialité apparaît intéressante pour envisager la simulation d'une chaîne de transmission UWB complète à l'aide d'un seul outil de développement qui permet de plus une description sur plusieurs niveaux d'abstraction.

Par ailleurs, notre problématique (définie dans le chapitre 2) qui consistait à rechercher des modèles d'antennes UWB afin d'étudier les chaînes de communication de façon globale a été confirmée (a posteriori par rapport à nos travaux) par des publications récentes. Dans [5.13], un système UWB basé sur un schéma à modulation BPSK et à séquence directe est étudié en incluant les effets des antennes. L'étude considère une propagation à trajets multiples, prend en compte les effets directionnels et considère des antennes "discones"<sup>2</sup>. Malgré un gain satisfaisant, il apparaît que les effets dispersifs des antennes dominent et dégradent le BER. L'approche présentée dans [5.14] et [5.15] est complémentaire à la précédente, dans le sens où initialement l'objectif est plutôt de juger de la performance des antennes. Dans ce but, il est montré qu'il est indispensable de tenir compte de l'environnement, c'est-à-dire du canal et des architectures d'émission et de réception. Ainsi c'est aussi un système complet qui est étudié, basé sur la radio impulsionnelle, incluant les effets de plusieurs types d'antennes et envisageant différents canaux de propagation (notamment plus ou moins denses). Les résultats obtenus montrent que les effets des antennes ont une influence sur la qualité des signaux reçus qui dépend du contexte. Ainsi, les distorsions engendrées par les antennes apparaissent néfastes lorsque les récepteurs sont à détection cohérente et les canaux LOS ou à trajets multiples peu denses ; mais ce n'est plus vrai en détection non cohérente et pour des canaux très denses. Bien que des effets directionnels soient pris en compte dans ces différents travaux, il se pose le problème de disposer de modèles de canaux standards tenant compte des angles de départ et d'arrivée des ondes pour refléter les phénomènes spatiaux. Il faut aussi remarquer que les études proposées sont fonctionnelles et que les antennes sont donc modélisées à un niveau système par leur fonction de transfert ou leur réponse impulsionnelle. Dans la continuité de notre travail, il pourrait être intéressant d'adopter une approche comparable à ces études pour non seulement évaluer la performance des transmissions UWB en tenant compte des antennes, mais aussi améliorer les architectures existantes (voire en développer d'autres) en fonction des effets des antennes : par exemple, adapter les fonctions de transfert des circuits pour optimiser les densités spectrales de puissance des ondes rayonnées, distordre volontairement les impulsions en émission pour compenser les distorsions des antennes de sorte à recevoir des impulsions de formes plus « idéales », associer des antennes ayant des caractéristiques complémentaires, etc. Cette problématique générale pourrait également s'étendre aux systèmes UWB MIMO qui vont être certainement de plus en plus développés et pour lesquels il faudra caractériser le comportement de plusieurs antennes placées de façon relativement proches les unes des autres et donc interagissant entre elles.

---

<sup>2</sup> Antenne discone : antenne composée d'un disque et d'un cône.

## Bibliographie

---

- [5.1] I. Pelé, A. Chousseaud, S. Toulain, “Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation”, in Proc. Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, USA, June 2004, Vol. 2, 1871-1874.
- [5.2] J. Shen, Y. Wang, X. Zhu, “A new method of modeling linear dipole antennas for UWB applications”, in Proc. 2<sup>nd</sup> International Conference on Mobile Technology, Applications and Systems, Guangzhou, China, November 2005, pp. 1-4.
- [5.3] M. Demirkan, R.R. Spencer, “UWB antenna characterization for circuit design”, in Proc. International Conference on Ultra Wideband, Zurich, Switzerland, September 2005.
- [5.4] D. Prête, “Antennes”, Polycopié de cours, Haute-Ecole ARC, Septembre 2004.
- [5.5] S.B.T. Wang, A.L. Niknejad, R.W. Brodersen, “Circuit modeling methodology for UWB omnidirectional small antennas”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.24, No.4, pp. 871-877, April 2006
- [5.6] F. Gauthier, “Les outils de conception RF et hyper”, Electronique, pp. 73-79, Février 2004.
- [5.7] R. Ahola, D. Wallner, M. Sida, “Bluetooth Transceiver Design with VHDL-AMS”, in Proc. Conference on Design, Automation and Test in Europe, June 2003, pp. 268-273.
- [5.8] P. V. Nikitin, E. Normark, C. Wakayama, C.-J. R. Shi, “VHDL-AMS modeling and simulation of BPSK transceiver system”, in Proc. IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, Moscow, Russia, June 2004.
- [5.9] M. Crepaldi, M.R. Casu, M. Graziano, “Energy Detection UWB Receiver Design using a Multi-resolution VHDL-AMS Description”, in Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Systems Design and Implementation, Athens, Greece, November 2005, pp. 13-18.
- [5.10] R. Khouri, V. Beroulle, T. Vuong, S. Tedjini, “Wireless System Validation using VHDL-AMS Behavioral Antenna Models : Radio-Frequency Identification case study”, in Proc. 7<sup>th</sup> European Conference on Wireless Technology, Netherlands, October 2004, pp. 185-188.
- [5.11] Y. Hervé, “VHDL AMS : Un atout pour la conception système”, Colloque sur le Traitement Analogique de l'Information du Signal et ses Applications (TAISA), Septembre 2002.
- [5.12] A. Serres, Y. Duroc, T.P. Vuong, J.E.P. de Farias, G. Fontgalland, “A new simple UWB monocycle pulse generator”, in Proc. International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, December 2006.
- [5.13] Y. Zhang, A.K. Brown, “The discone antenna in a direct-sequence indoor UWB Communication System”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 4, pp. 1675-1680, April 2006.
- [5.14] A. Sibille, “Role of a joint antenna-channel dispersions on UWB energy capture in pulsed schemes”, Proc in. IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Boston, USA, September, 2006, pp. 207-211.
- [5.15] A. Sibille, “A channel-based statistical approach to antenna performance in UWB communications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 11, pp. 3207-3215, November 2006.

## Conclusion et perspectives



LES travaux présentés dans ce manuscrit de thèse s'inscrivent dans le cadre général des systèmes de transmission UWB (ou ULB, Ultra Large Bande). Dans ce contexte général, notre regard s'est porté plus particulièrement sur la caractérisation et la modélisation des antennes utilisées dans ces systèmes principalement pour les raisons suivantes : besoin de nouveaux outils pour représenter les caractéristiques spécifiques des antennes UWB, forte influence de ces antennes sur les performances des liaisons radio et donc nécessité de les prendre en compte pour analyser les phénomènes et concevoir des systèmes.

Plus précisément, avec cette thèse coïncidait le démarrage d'une nouvelle activité pour notre équipe de recherche concernant la technologie Ultra Large Bande. Les deux premiers chapitres de notre manuscrit ont donc été consacrés à une étude bibliographique étendue sur le sujet. Le premier a concerné plus spécifiquement la naissance de cette technologie (applications visées, réglementation, normalisation et principales techniques envisagées) et son positionnement en regard des autres techniques existantes de transmission sans fil sur courtes distances (Bluetooth, Zigbee, WiFi). Le second a été consacré à la modélisation du canal et à la radio par impulsions. Nous y avons en particulier présenté les canaux IEEE qui sont généralement utilisés afin de confronter les architectures émetteur/récepteur. Ensuite nous avons étudié l'émission et la réception des systèmes utilisant la radio impulsionnelle en présentant un aperçu synthétique des très nombreuses options et techniques envisagées dans la littérature (formes des impulsions, types de modulations, étalement par saut de temps ou séquence directe, récepteurs cohérents ou non, nombre de branches des récepteurs RAKE et sélection, détection « hard » ou « soft », stratégies d'exploitation de la diversité (SD, EGC et MCR), etc.). La principale contribution de cette première partie a donc été de réaliser un état de l'art très général mais relativement complet sur le sujet permettant une vision globale.

La suite du travail s'est alors orientée plus en relation avec l'activité principale de notre équipe de recherche et nous avons alors considéré plus particulièrement l'étude des antennes UWB et leur modélisation (notons que les aspects liés à la conception n'ont pas été abordés ici).

La nécessité de compléter les méthodes « classiques » de caractérisation des antennes à bande étroite ou modérée, a motivé le chapitre 3. Une approche généralisée de la formule de transmission de Friis a été dégagée avec l'objectif de prendre en compte à la fois la dépendance fréquentielle, les orientations et le comportement dispersif des antennes. La formulation fait alors intervenir des grandeurs complexes (non seulement des gains mais aussi des phases) vectorielles. Ainsi, elle rend compte notamment des phénomènes de distorsion généralement non considérés par l'équation de Friis. Ensuite, nous proposons une réflexion théorique sur les définitions des fonctions de transfert modélisant les antennes en émission et en réception en montrant que plusieurs solutions peuvent être envisagées. Les études théoriques sont alors illustrées par la caractérisation expérimentale de trois antennes UWB en considérant les paramètres classiques (taux d'onde stationnaire, impédance, gain, etc.) mais aussi le comportement « système » des antennes. En particulier, nous décrivons une méthodologie pour obtenir la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle des antennes. Nous montrons qu'une telle description est très complète et offre par exemple la possibilité de déterminer les densités spectrales des ondes rayonnées et les formes d'onde émises ou reçues.

Dans le quatrième chapitre, nous montrons qu'il est possible de déterminer des expressions analytiques des réponses impulsionnelles (ou des fonctions de transfert) caractérisant les antennes (ou les systèmes d'antennes) alors considérés comme des systèmes linéaires multidimensionnels. L'approche proposée s'appuie sur des méthodes paramétriques et permet d'obtenir des modèles « temps-fréquence » compressés (c'est-à-dire réduisant le nombre de données requis). Ces méthodes paramétriques sont présentées, comparées et illustrées à travers un exemple particulier, avant d'être appliquées sur les résultats de caractérisation « système » des trois antennes étudiées dans le chapitre 3. Nous observons que les modèles paramétriques obtenus sont d'autant plus compacts que la bande de fréquences utile des antennes est large (réponses impulsionnelles étroites) et qu'il est aussi possible d'exploiter la redondance des pôles dans les modèles directionnels pour réduire encore la complexité du modèle global.

Partant du constat que les antennes ont un plus fort impact en UWB qu'en bande étroite (ou modérée) et qu'elles interagissent sensiblement à la fois avec le canal et avec les circuits qui leur sont liés, le chapitre 5 s'intéresse à la prise en compte des antennes lors des études des autres éléments de la chaîne de communication UWB. En particulier, nous suggérons une méthode pour déterminer un schéma électrique équivalent de l'impédance des antennes UWB afin par exemple de simuler leur comportement électrique lors du développement des amplificateurs radiofréquences. Cette méthode présente la particularité d'exploiter les techniques utilisées pour déterminer les modèles paramétriques des réponses impulsionnelles (ou des fonctions de transfert). D'autre part, nous montrons que la modélisation paramétrique proposée dans le chapitre 4 est adaptée à l'utilisation d'un simulateur « mixte » (comme le VHDL-AMS). Ainsi, il est possible de simuler un système complet UWB de l'émetteur au récepteur en incluant notamment les différents effets des antennes. Cette alternative est intéressante parce qu'elle permettrait d'avoir une vision globale tenant compte de l'ensemble des éléments constitutifs de la chaîne de communication qui de plus peuvent être décrits sur plusieurs niveaux d'abstraction. Pour une première approche, l'exemple que nous avons traité est volontairement très simple, étude fonctionnelle d'un système UWB à détecteur d'énergie et propagation en espace libre, mais semble prometteur.

Dans la continuité des travaux présentés, plusieurs prolongements possibles ont été identifiés.

Afin d'obtenir une caractérisation encore plus fine des antennes, la modélisation « système » proposée doit être appliquée en considérant davantage de mesures pour prendre en compte les orientations des antennes dans l'ensemble de l'espace (caractérisation 3D) et éventuellement déterminer aussi un pas d'échantillonnage spatial adapté aux caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Par ailleurs, une analyse statistique des modèles paramétriques des caractéristiques des antennes UWB en fonction de leurs propriétés physiques (dimensions, formes, structures, etc.) pourrait conduire à l'obtention de modèles simplifiés génériques de familles d'antennes. Par exemple, cela consisterait pour l'antenne « Choi\_U » à chercher une relation entre la bande de fréquences rejetée, les dimensions physiques de la fente et un modèle paramétrique. Ainsi comme il existe des modèles standards de canaux, il serait intéressant de disposer de modèles standards d'antennes ou de familles d'antennes permettant d'évaluer les performances des transmissions. Notons qu'idéalement, les modèles de canaux devront aussi être améliorés en y intégrant les effets directionnels des ondes électromagnétiques (c'est-à-dire les directions de départ et les directions d'arrivée des ondes)

L'utilisation de simulateurs mixtes pour concevoir ou développer les systèmes UWB de façon globale et très complète semble aussi très intéressante. Une extension du travail déjà réalisé pourrait être d'affiner la modélisation de l'antenne en prenant en compte à la fois son comportement électrique et son comportement fonctionnel (comme le suggère l'approche théorique proposée), mais aussi de considérer un canal à trajets multiples, d'envisager diverses architectures de systèmes UWB, d'étudier l'interdépendance des antennes, du canal, de la couche physique, des circuits, etc.

D'autre part, en remarquant que les modèles paramétriques des antennes proposés permettent de déduire facilement une description par représentation d'état, il pourrait être intéressant d'explorer la pertinence d'une approche par espace d'état pour étudier les systèmes UWB et ainsi par exemple envisager la mise en place de techniques d'adaptations évolutives en fonction de l'environnement.

Enfin pour conclure ce travail, soulignons que nous avons particulièrement apprécié de suivre la naissance d'une nouvelle technologie, d'en apprécier l'étendue des difficultés (de la réglementation à la technique), d'y participer très modestement et que nous mesurons l'étendue des pistes qu'il reste à explorer et tout l'intérêt que cela comporte.



*Chaque connaissance nouvelle,  
ouvre devant moi un champ d'ignorance à conquérir.*  
Proverbe arabe

## ANNEXES



LES annexes qui suivent sont données afin de préciser au mieux les notions abordées et ainsi apporter des éléments de compréhension ou de réponse importants, mais qui risquaient d'alourdir sensiblement le propos principal.

ANNEXE A – Annexe relative au chapitre 1 .....	<b>184</b>
Tableau comparatif des technologies sans fil « courtes distances » .....	184
ANNEXE B – Annexe relative du chapitre 2 .....	<b>185</b>
B1. Modèle de canal IEEE 802.15.3a .....	185
B2. Modèle de canal IEEE 802.15.4a HF .....	199
B3. Récepteur à corrélateur .....	209
ANNEXE C – Annexe relative du chapitre 3 .....	<b>215</b>
C1. Antennes UWB - Conception et exemples de réalisation .....	215
C2. Paramètres S – Rappels .....	225
ANNEXE D – Annexe relative du chapitre 4 .....	<b>230</b>
D1. Extrait de l'essai de Prony .....	230
D2. Décomposition en valeurs singulières .....	231
D3. Compléments sur les estimateurs .....	233
LISTE DES PUBLICATIONS .....	<b>237</b>

## Annexe A. Tableau comparatif des technologies sans fil « courtes distances »

Standard / Statut	Bluetooth				WiFi				UWB		
	V1.1 - IEEE 802.15.1	V1.2 - IEEE 802.15.1a	V1.2 - IEEE 802.15.3	IEEE 802.15.4	IEEE 802.11b	IEEE 802.11g	IEEE 802.11a	IEEE 802.11n	IEEE 802.15.3a DS-CDMA	IEEE 802.15.3a MB-OFDM	IEEE 802.15.4a
<b>Débits</b>	1 Mbit/s	64 à 864 kbit/s	3 à 10 Mbit/s	250 kbit/s ; 40 kbit/s ; 20 kbit/s	11 Mbit/s	54 Mbit/s	24 Mbit/s 54 Mbit/s	100 à 500 Mbit/s	<b>Norme :</b> 110 Mbit/s à 10 m ; 200 Mbit/s à 4 m 480 Mbit/s optionnel <b>Théorie :</b> 1,3 Gbit/s 480 Mbit/s <b>Validé :</b> 667 Mbit/s 480 Mbit/s ~ 10 Mbit/s		
<b>Portée</b>	10 m	10 à 100 m	10 à 100 m	30 m	50 à 200 m	27 m à 75 m	20 m		< 10 m	< 10 m	~ 100 m
<b>Fréquences allouées</b>	2,4 GHz (ISM)	2,4 GHz (ISM)	2,4 GHz (ISM)	868-868 MHz (ISM EU) ; 902-928 MHz (ISM US) ; 2400-2483,5 MHz (ISM)	2,4-2,4835 GHz	2,4-2,4835 GHz	5 GHz UNII (5,15-5,25 GHz et 5,725-5,825 GHz)	2,4-2,4835 GHz	< 10 m 3.1-10.6 GHz 2 bandes : 3,2-5,15 GHz 5,85-10,6 GHz	< 10 m 3.1-10.6 GHz	~ 100 m 3.1-10.6 GHz
<b>Largeur des canaux</b>	1 MHz	1 MHz	1 MHz	0,3 MHz ; 0,6 MHz ; 2 MHz	25 MHz	25 MHz	20 MHz	20 à 40 MHz	1,368 GHz 2,736 GHz	528 MHz	N.C.
<b>Nombre de canaux</b>	79	23 à 79	23 à 79	1 ; 10 ; 16	3	3	4 à 12		2	3 (10 optionnelles)	1
<b>Modulation</b>	GFSK	GFSK	GFSK	BPSK ; BPSK ; OQPSK	QPSK	OFDM 64+CCK (QPSK - QAM)	COFDM BPSK, QPSK, QAM	OFDM + MIMO	BPSK, QPSK, MBOK	OFDM 128, TFI, QPSK	IR
<b>Étalement</b>	DS-FH	AFH-SS	AFH-SS	DS-SS	CCK	OFDM	OFDM	N.C.	DS-SS	MB-OFDM	TH
<b>Puissance maximum</b>	0 à 20 dBm	0 à 20 dBm	6 dBm	26 dBm (EU 2,4 GHz) à 60 dBm (US)	10 dBm (Jap) à 30 dBm (US)	10 dBm (Jap) à 30 dBm (US)	34 dBm à 60 dBm	N.C.	- 41,3 dBm/MHz	- 41,3 dBm/MHz	- 41,3 dBm/MHz
<b>Sensibilité du récepteur</b>	- 70 dBm BER < 0.1%	N.C.	- 82 dBm BER < 0.1%	- 85 dBm PER < 1%	- 76 dBm BER < 0.001%	-74 à -76 dBm BER < 0.001%	-65 à - 82 dBm BER < 0.001%	N.C.	N.C.	N.C.	N.C.
<b>Capacité spatiale</b>	22 kbit/s/m <sup>2</sup>	N.C.	N.C.	N.C.	1 kbit/s/m <sup>2</sup>	83 kbit/s/m <sup>2</sup>	515 kbit/s/m <sup>2</sup>	N.C.	> 1000 kbit/s/m <sup>2</sup>	> 1000 kbit/s/m <sup>2</sup>	N.C.
<b>Qualité de Service (QoS)</b>			QoS		QoS si 802.11e	QoS si 802.11e	QoS si 802.11e	QoS	QoS	QoS	
<b>Sécurité</b>									Inhérente au système (CDMA)	Inhérente au système (OFDM)	Inhérente au système (TH)
<b>Puissance consommée (*)</b>	~ 40-100 mW (BT)	N.C.	N.C.	< BT	~ 4 BT	~ 4 BT	~ 6 BT	N.C.	~ 2-3 BT	~ 2-3 BT	< 2-3 BT
<b>Prix (*)</b>	~ 5\$ (BT)	N.C.	~ 0,5 BT	~ 0,5 BT	~ 4 BT	~ 4 BT	~ 6 BT	N.C.	~ 1-2 BT	~ 1-2 BT	< 1-2 BT
<b>Applications</b>	Applications bas débit Communications entre appareils multimédias comme les téléphones sans fil, interphones, oreillettes, imprimantes, ...				Réseaux sans fil En milieu industriel, dans les lieux publics et domestiques				Applications haut débit Applications bas débit avec fonctionnalité de localisation		

BT : dispositif Bluetooth de référence ; N.C. : non déterminé.



## Annexe B1. Modèle de canal IEEE 802.15.3a

### B1.1. Modèle de l'atténuation – Bilan de liaison

Le tableau permet d'établir le bilan de liaison du système complet. Les paramètres *en italique* et **en gras** sont à compléter en fonction du système tandis que les autres sont soit des constantes, soit déduits des précédents pour faire apparaître les caractéristiques importantes du bilan de liaison.

Paramètre	Valeur	Valeur
<b>Débit binaire (<math>R_b</math>)</b>	> 110 Mbps	> 220 Mbps
<b>Puissance moyenne transmise (<math>P_T</math>)</b>	dBm	dBm
Gain de l'antenne d'émission ( $G_T$ )	0 dBi	0 dBi
<b>Fréquence centrale géométrique de l'onde</b> ( $f_c = \sqrt{f_{\min} f_{\max}}$ ) $f_{\min}$ et $f_{\max}$ fréquences correspondant à une atténuation de 10 dB	Hz	Hz
Atténuation à un mètre ( $L_1 = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi f_c}{c} \right)$ , $c = 3 \cdot 10^8$ m/s)	dB	dB
Atténuation à une distance d ( $L_2 = 20 \log_{10}(d)$ )	20 dB à d=10 m	12 dB à d=4 m
Gain de l'antenne de réception ( $G_R$ )	0 dBi	0 dBi
Puissance reçue ( $P_R = P_T + G_T + G_R - L_1 - L_2$ )	dBm	dBm
<b>Largeur de bande du bruit (<math>W</math>)</b>	Hz	Hz
Puissance moyenne du bruit par bit ( $N = -174 + 10 \log_{10}(W)$ )	dBm	dBm
Figure de bruit en réception ( $N_F$ )	7 dB	7 dB
Puissance du bruit en réception ( $P_N = N + N_F$ )	dBm	dBm
<b>Rapport signal sur bruit minimum (<math>S = E_b / N_0</math>)</b>	dB	dB
<b>Pertes liées à l'implémentation<sup>a</sup> (<math>I</math>)</b>	dB	dB
<b>Marge du bilan de liaison (<math>M = P_r - P_N - S - I</math>)</b>	dB	dB
<b>Niveau de sensibilité minimum requis en réception<sup>b</sup></b>	dBm	dBm
<p>(a) Ces pertes sont définies pour un canal AWGN seulement et comprennent par exemple la distorsion d'un filtre, le bruit de phase, des erreurs de fréquence ...</p> <p>(b) Le niveau de sensibilité minimum est défini comme la puissance moyenne minimale requise pour un symbole dans un canal AWGN (codage et modulation inclus)</p>		

Il faut remarquer qu'idéalement, la marge de liaison finale nécessiterait en plus de prendre en compte des pertes additionnelles dues aux trajets multiples : pertes d'implémentation et d'atténuation supplémentaires, distorsion des formes d'ondes, capture imparfaite de l'énergie, fading ...

## B1.2. Compléments théoriques

### a) Loi de Poisson et Loi exponentielle

Il faut souligner que si les temps d'arrivée d'un processus aléatoire résultent d'une loi de Poisson, alors l'écart entre deux arrivées consécutives obéit à une loi exponentielle d'où les relations mentionnées.

#### Démonstration

Considérons que le nombre d'événements  $X_t$  qui surviennent pendant l'intervalle  $]0, t]$  suit une loi de Poisson de densité  $\lambda$  ( $\lambda > 0$ ), alors la probabilité d'obtenir  $n$  événements s'écrit de la façon suivante

$$\forall n \geq 0, P(X_t = n) = p_n(t) = \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{-\lambda t} \quad (\text{B1.1})$$

D'autre part, soit un instant  $t_0$  supposé origine des temps et soit  $T$  le temps d'attente jusqu'à l'arrivée du prochain événement, la probabilité pour que  $T$  soit supérieure à un temps  $t$  est donnée par l'équation suivante

$$P(T > t) = P(X_{t_0+t} - X_{t_0} = 0) = P(X_t = 0) = p_0(t) = e^{-\lambda t} \quad (\text{B1.2})$$

d'après l'hypothèse d'indépendance temporelle.

Ainsi, la loi de probabilité de  $T$  est indépendante de  $t_0$  et telle que

$$\begin{cases} P(T > t) = e^{-\lambda t} \\ P(T \leq t) = 1 - e^{-\lambda t} \end{cases} \quad (\text{B1.3})$$

Elle suit donc une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$ . En effet, la densité de probabilité d'une loi de Poisson est définie par

$$p(x) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda x}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (\text{B1.4})$$

et la probabilité pour que  $T$  soit supérieure à un temps  $t$  est donnée par

$$P(T > t) = \int_t^{+\infty} \lambda e^{-\lambda u} du = \left[ -e^{-\lambda u} \right]_t^{+\infty} = e^{-\lambda t} \quad (\text{B1.5})$$

### b) Principe du calcul de la modélisation des amplitudes des trajets multiples

L'amplitude des composantes multi-trajets obéit à une loi log-normale caractérisée par une moyenne  $\mu_{k,\ell}$  et une variance  $\sigma_1^2 + \sigma_2^2$  tenant compte des deux fadings indépendants, un fading grande échelle et un fading petite échelle. Pour que la puissance suive une loi en  $\Omega_0 e^{-T_i/\Gamma} e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma}$  où les coefficients  $\Gamma$  et  $\gamma$  caractérisent les décroissances exponentielles, il est possible de déterminer  $\mu_{k,\ell}$  en fonction des autres paramètres.

Pour le prouver, nous utiliserons les résultats de la théorie des probabilités suivants.

Une variable aléatoire  $x$  à valeurs dans  $\mathbb{R}^+$  suit une loi log-normale de paramètres  $N(m, \sigma)$  si,  $y = \ln(x)$  suit la loi  $N(m, \sigma)$ . La densité de probabilité de  $x$  est alors

$$P(T > t) = \int_t^{+\infty} \lambda e^{-\lambda u} du = \left[ -e^{-\lambda u} \right]_t^{+\infty} = e^{-\lambda t} \quad (\text{B1.6})$$

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma}\right)^2} & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (\text{B1.7})$$

et ses moments d'ordre 1 et 2 sont donnés par les expressions suivantes

$$E[x] = e^{m + \frac{\sigma^2}{2}} \quad (\text{B1.8})$$

$$E[x^2] = e^{2(m + \sigma^2)} \quad (\text{B1.9})$$

En considérant que dans la modélisation proposée, c'est la fonction logarithme décimal qui intervient dans les calculs, la moyenne  $\mu_{k,\ell}$  doit être telle que

$$E\left[\left|\xi_\ell \beta_{k,\ell}\right|^2\right] = \Omega_0 e^{-T_\ell/\Gamma} e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma} = e^{2\left(\frac{\ln 10}{20}\mu_{k,\ell} + \left(\frac{\ln 10}{20}\right)^2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\right)} \quad (\text{B1.10})$$

En développant cette équation,  $\mu_{k,\ell}$  s'exprime comme mentionné dans la modélisation. En effet,

$$\begin{aligned} \ln\left(\Omega_0 e^{-T_\ell/\Gamma} e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma}\right) &= 2\left(\frac{\ln 10}{20}\mu_{k,\ell} + \left(\frac{\ln 10}{20}\right)^2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\right) \\ \Leftrightarrow \frac{\ln 10}{20}\mu_{k,\ell} &= \frac{1}{2}\left(\ln \Omega_0 - \frac{T_\ell}{\Gamma} - \frac{\tau_{k,\ell}}{\gamma}\right) - \left(\frac{\ln 10}{20}\right)^2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \\ \Leftrightarrow \mu_{k,\ell} &= \frac{10 \ln \Omega_0 - 10T_\ell/\Gamma - 10\tau_{k,\ell}/\gamma}{\ln 10} - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\frac{\ln 10}{20} \end{aligned}$$

### B1.3. Caractéristiques des canaux à trajets multiples et paramètres de modélisation

Le tableau suivant présente les quatre caractéristiques retenues pour représenter les quatre canaux indoor (CM1 à 4) pris en compte par le modèle 3a, les paramètres des différents modèles et les caractéristiques des modèles simulés permettant de comparer canaux mesurés et canaux modélisés.

Caractéristiques du canal cible <sup>(e)</sup>	CM 1 <sup>(a)</sup>	CM 2 <sup>(b)</sup>	CM 3 <sup>(c)</sup>	CM 4 <sup>(d)</sup>
$\tau_m$ [ns] (retard moyen)	5,05	10,38	14,18	
$\tau_{rms}$ [ns] (écart-type du retard)	5,28	8,03	14,28	25
$NP10dB$ (nombre de trajets d'amplitude ayant subi une atténuation d'au plus 10 dB par rapport au trajet le plus fort)			35	
$NP(85\%)$ (nombre de trajets représentant 85% de l'énergie du canal)	24	36,1	61,54	
<b>Paramètres du modèle</b>				
$A$ [1/nsec] (taux d'arrivée du groupe)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
$\lambda$ [1/nsec] (taux d'arrivée de l'onde)	2,5	0,5	2,1	2,1
$\Gamma$ (facteur d'atténuation du groupe)	7,1	5,5	2,1	2,1
$\gamma$ (facteur d'atténuation de l'onde)	4,3	6,7	7,9	12
$\sigma_1$ [dB] (déviatoin standard d'un paquet)	3,4	3,4	3,4	3,4
$\sigma_2$ [dB] (déviatoin standard d'une onde)	3,4	3,4	3,4	3,4
$\sigma_x$ [dB] (déviatoin standard du total des trajets)	3	3	3	3
<b>Caractéristiques du modèle</b>				
$\tau_m$ [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
$\tau_{rms}$ [ns]	5	8	15	25
$NP10dB$	12,5	15,3	24,9	41,2
$NP(85\%)$	20,8	33,9	64,7	123,3
Moyenne de l'énergie du canal (dB)	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Déviatoin standard de l'énergie du canal (dB)	2,9	3,1	3,1	2,7
<p>(a) Le modèle est basé sur des mesures du canal en vue directe (0 à 4 mètres)</p> <p>(b) Le modèle est basé sur des mesures du canal avec réflexions (0 à 4 mètres)</p> <p>(c) Le modèle est basé sur des mesures du canal avec réflexions (4 à 10 mètres)</p> <p>(d) Le modèle était générer pour obtenir un écart-type du retard représentant un canal multi-trajets extrême avec réflexions (<math>\tau_{rms} = 25</math> ns)</p> <p>(e) Ces caractéristiques sont basées sur une période d'échantillonnage égale à 167 ps</p>				

Il est important de noter que les valeurs des écart-types  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  sont égales pour la seule raison qu'il n'est pas possible à partir des mesures de distinguer les deux types de fading auxquels ces paramètres sont rattachés.

## B1.4. Programme « Matlab »

Le programme qui suit est le code Matlab proposé par J. Foerster et S. Schell pour modéliser des canaux de transmission UWB pour le standard IEEE 802.15.3a. Il est composé d'un programme principal et de trois fonctions. L'objectif de cette annexe est d'analyser l'algorithme proposé et de souligner les points délicats. Des explications sont données au fil des lignes de codes, dont chaque ligne originale est indiquée par un retrait et une mise en italique. Les commentaires originaux ont été conservés pour plus de clarté. Pour des facilités de compréhension du programme, le tableau ci-dessous indique les correspondances entre les différentes notations des caractéristiques et rappelle leurs significations physiques.

Notations dans le programme	Notations dans la partie théorique	Signification physique
Lam	$\Lambda$	Taux d'arrivée d'un groupe
lambda	$\lambda$	Taux d'arrivée d'une onde
Gam	$\Gamma$	Facteur de décroissance d'un paquet
gamma	$\gamma$	Facteur de décroissance de l'onde
std-ln1	$\sigma_1$	Déviatoin standard d'un paquet
std-ln2	$\sigma_2$	Déviatoin standard d'une onde
std-shdw	$\sigma_x$	Déviatoin standard du total des trajets
Tc	$T_\ell$	Temps d'arrivée du premier trajet du $\ell^{\text{ième}}$ paquet
Tr	$\tau_{k, \ell}$	Retard de la $k^{\text{ième}}$ composante des multi-trajets du $\ell^{\text{ième}}$ paquet, relatif au temps d'arrivée du premier trajet

Enfin un complément théorique concernant le calcul des temps d'arrivée des paquets et des ondes est également donné parce que la solution proposée dans le programme n'est pas directe.

### a) Codes commentés

#### Programme principal

##### ◇ Initialisation des variables principales du programme

```
% S-V channel model evaluation
clear;
no_output_files = 0;    % non-zero: avoids writing output files of continuous-time responses
ts = 0.167;            % sampling time (nsec)
num_channels = 100;    % number of channel impulse responses to generate
randn('state',12);    % initialize state of function for repeatability
rand('state',12);     % initialize state of function for repeatability
cm_num = 1;           % channel model number from 1 to 4
```

##### ◇ Attribution des paramètres du canal parmi les 4 exemples standards par la fonction « *uwb\_sv\_params* »

```
% get channel model params based on this channel model number
[Lam,lambda,Gam,gamma,std_ln_1,std_ln_2,nlos,std_shdw] = uwb_sv_params(cm_num);
fprintf(1,['Model Parameters\n' ' Lam = %.4f, lambda = %.4f, Gam = %.4f, gamma = %.4f\n' ' std_ln_1 = %.4f, ...
std_ln_2 = %.4f, NLOS flag = %d, std_shdw = %.4f\n'], Lam, lambda, Gam, gamma, std_ln_1, std_ln_2, nlos, std_shdw);
```

##### ◇ Calcul de la réponse impulsionnelle de 100 canaux par la fonction « *uwb\_sv\_models* »

```
% get a bunch of realizations (impulse responses)
```

```
[h_ct,t_ct,t0,np] = uwb_sv_model_ct(Lam, lambda, Gam, gamma, std_ln_1, std_ln_2, nlos, std_shdw, num_channels);
```

◇ Conversion de la réponse impulsionnelle obtenue en temps continu et une réponse impulsionnelle en temps discret pour chacun des canaux par la fonction « *uwb\_sv\_cnvrt\_ct* »

```
% now reduce continuous-time result to a discrete-time result
```

```
[hN,N] = uwb_sv_cnvrt_ct(h_ct, t_ct, np, num_channels, ts);
```

◇ Possibilité maintenant d'appliquer un traitement aux réponses impulsionnelles, la fréquence d'échantillonnage étant connue autrement les fonctions étant discrétisées en temps

```
% if we wanted complex baseband model or to impose some filtering function, this would be a good place to do it
```

◇ Décimation consistant à obtenir la réponse impulsionnelle

```
if N > 1,
```

```
h = resample(hN, 1, N); % decimate the columns of hN by factor N
```

```
else
```

```
h = hN;
```

```
end
```

```
% correct for 1/N scaling imposed by decimation
```

```
h = h * N;
```

La fonction « *resample* » est disponible dans le module « *Signal Processing Toolbox* ». Elle réalise une décimation en re-échantillonnant « *hN* » à  $1/N$  fois la fréquence d'échantillonnage initiale. Cette opération permet d'obtenir finalement les réponses impulsionnelles échantillonnées à la fréquence  $1/ts$ .

◇ Calcul de l'énergie de la réponse impulsionnelle pour chaque canal

```
% channel energy
```

```
channel_energy = sum(abs(h).^2);
```

La variable « *channel\_energy* » est un vecteur.

◇ Calcul des caractéristiques du modèle

- Initialisation du calcul

```
h_len = size(h,1);
```

```
t = [0:(h_len-1)] * ts; % for use in computing excess & RMS delays
```

```
excess_delay = zeros(1,num_channels);
```

```
RMS_delay = zeros(1,num_channels);
```

```
num_sig_paths = zeros(1,num_channels);
```

```
num_sig_e_paths = zeros(1,num_channels);
```

- Boucle du calcul pour chacun des canaux

```
for k=1:num_channels
```

```
    % determine excess delay and RMS delay
```

```
    sq_h = abs(h(:,k)).^2 / channel_energy(k);
```

```
    t_norm = t - t0(k); % remove the randomized arrival time of first cluster
```

```
    excess_delay(k) = t_norm * sq_h;
```

```
    RMS_delay(k) = sqrt(((t_norm-excess_delay(k)).^2) * sq_h);
```

La formule de calcul est donnée par l'équation (2.11) et est utilisée ici en utilisant le produit d'une matrice ligne par un vecteur colonne pour réaliser une somme de termes.

```
% determine number of significant paths (paths within 10 dB from peak)
```

```
threshold_dB = -10; % dB
```

```
temp_h = abs(h(:,k));
```

```
temp_thresh = 10^(threshold_dB/20) * max(temp_h);
```

```
num_sig_paths(k) = sum(temp_h > temp_thresh);
```

Le calcul est directement lié à la définition. Le raisonnement s'effectue sur les valeurs absolues des coefficients et en utilisant un seuil linéaire et fonction du coefficient le plus grand.

```
% determine number of sig. paths (captures x % of energy in channel)
```

```
x = 0.85;
```

```
temp_sort = sort(temp_h.^2); % sorted in ascending order of energy
```

```
cum_energy = cumsum(temp_sort(end:-1:1)); % cumulative energy
```

```
index_e = min(find(cum_energy >= x * cum_energy(end)));
```

```
num_sig_e_paths(k) = index_e;
```

```
end
```

Le calcul est directement lié à la définition. La fonction « *cumsum* » réalise la fonction suivante. Soit  $a = [u \ v \ w]$ , alors  $\text{cumsum}(a) = [u \ u+v \ u+v+w]$ .

- Pour les 100 canaux, la moyenne des caractéristiques du canal est effectuée ainsi que l'écart-type de l'énergie

```

energy_mean = mean(10*log10(channel_energy));
energy_stddev = std(10*log10(channel_energy));
mean_excess_delay = mean(excess_delay);
mean_RMS_delay = mean(RMS_delay);
mean_sig_paths = mean(num_sig_paths);
mean_sig_e_paths = mean(num_sig_e_paths);

```

Ce calcul permet de comparer les résultats obtenus avec les caractéristiques du canal réel et ainsi valider le modèle par exemple.

- Mise en valeur des résultats : affichage des valeurs numériques et représentations graphiques

```

fprintf(1,'Model Characteristics\n');
fprintf(1,' Mean delays: excess (tau_m) = %.1f ns, RMS (tau_rms) = %.1f n', mean_excess_delay, mean_RMS_delay);
fprintf(1,' # paths: NP_10dB = %.1f, NP_85%% = %.1f n', mean_sig_paths, mean_sig_e_paths);
fprintf(1,' Channel energy: mean = %.1f dB, std deviation = %.1f dB n', energy_mean, energy_stddev);

figure(1); clf; plot(t,h); grid on; title('Impulse response realizations'); xlabel('Time (nS)')
figure(2); clf; plot([1:num_channels], excess_delay, 'b-', [1 num_channels], mean_excess_delay*[1 1], 'r--');
grid on; title('Excess delay (nS)'); xlabel('Channel number')
figure(3); clf; plot([1:num_channels], RMS_delay, 'b-', [1 num_channels], mean_RMS_delay*[1 1], 'r--');
grid on; title('RMS delay (nS)'); xlabel('Channel number')
figure(4); clf; plot([1:num_channels], num_sig_paths, 'b-', [1 num_channels], mean_sig_paths*[1 1], 'r--');
grid on; title('Number of significant paths within 10 dB of peak'); xlabel('Channel number')
figure(5); clf; plot([1:num_channels], num_sig_e_paths, 'b-', [1 num_channels], mean_sig_e_paths*[1 1], 'r--');
grid on; title('Number of significant paths capturing > 85% energy'); xlabel('Channel number')

temp_average_power = sum(h.*(h)')/num_channels;
temp_average_power = temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_dB = 10*log10(temp_average_power);
figure(6); clf; plot(t,average_decay_profile_dB); grid on
axis([0 t(end)-60 0]); title('Average Power Decay Profile'); xlabel('Delay (nsec)'); ylabel('Average power (dB)')
figure(7); clf
figh = plot([1:num_channels],10*log10(channel_energy),'b-', [1 num_channels], energy_mean*[1 1], 'g--', ...
[1 num_channels], energy_mean+energy_stddev*[1 1], 'r:', [1 num_channels], energy_mean-energy_stddev*[1 1], 'r:');
xlabel('Channel number'); ylabel('dB'); title('Channel Energy');
legend(figh, 'Per-channel energy', 'Mean', '\pm Std. deviation', 0)

```

#### ◇ Sauvegarde des données calculées

- Pas de sauvegarde

```

if no_output_files,
    return
end

```

- Sauvegarde en fonction de l'utilisateur à venir

```

%%% save continuous-time (time,value) pairs to files
save_fn = sprintf('cm%d_imr', cm_num);

% A complete self-contained file for Matlab users
save([save_fn '.mat'], 't_ct', 'h_ct', 't0', 'np', 'num_channels', 'cm_num');

% Two comma-delimited text files for non-Matlab users:
% File #1: cmX_imr_np.csv lists the number of paths in each realization
dlmwrite([save_fn '_np.csv'], np, ','); % number of paths
% File #2: cmX_imr.csv can open with Excel
% n'th pair of columns contains the (time,value) pairs for the n'th realization
th_ct = zeros(size(t_ct,1),2*size(t_ct,2));
th_ct(:,1:2:end) = t_ct; % odd columns are time
th_ct(:,2:2:end) = h_ct; % even columns are values
fid = fopen([save_fn '.csv'], 'w');
if fid < 0,
    error('unable to write .csv file for impulse response, file may be open in another application');
end
for k = 1:size(th_ct,1)
    fprintf(fid, '%.4f,%.6f,', th_ct(k,1:end-2));
    fprintf(fid, '%.4f,%.6f\r\n', th_ct(k,end-1:end)); % \r\n for Windoze end-of-line
end
fclose(fid);
return

```

### Fonction « uwb\_sv\_params »

Selon la variable «  $cm\_num$  », cette fonction affecte les différentes valeurs numériques aux paramètres du canal choisi à partir du tableau donné en annexe 2A.3.

```
function [Lam,lambda,Gam,gamma,std_ln_1,std_ln_2,nlos,std_shdw] = uwb_sv_params( cm_num )
% Return S-V model parameters for standard UWB channel models
```

#### ◇ Rappel de la définition des paramètres de sortie

```
% Lam          Cluster arrival rate (clusters per nsec)
% lambda       Ray arrival rate (rays per nsec)
% Gam          Cluster decay factor (time constant, nsec)
% gamma        Ray decay factor (time constant, nsec)
% std_ln_1     Standard deviation of log-normal variable for cluster fading
% std_ln_2     Standard deviation of log-normal variable for ray fading
% nlos         Flag for non line of sight channel
% std_shdw     Standard deviation of log-normal shadowing of entire impulse response
```

#### ◇ Boucle « if elseif » pour attribuer les valeurs numériques aux différents paramètres selon le canal choisi

```
if cm_num == 1, % based on TDC measurements for LOS 0-4m
    Lam=0.0233; lambda=2.5; Gam=7.1; gamma=4.3; std_ln_1=4.8/sqrt(2); std_ln_2=4.8/sqrt(2); nlos=0; std_shdw=3;
elseif cm_num == 2, % based on TDC measurements for NLOS 0-4m
    Lam=0.4; lambda=0.5; Gam=5.5; gamma=6.7; std_ln_1=4.8/sqrt(2); std_ln_2=4.8/sqrt(2); nlos=1; std_shdw=3;
elseif cm_num == 3, % based on TDC measurements for NLOS 4-10m
    Lam=0.0667; lambda=2.1; Gam=14; gamma=7.9; std_ln_1=4.8/sqrt(2); std_ln_2=4.8/sqrt(2); nlos=1; std_shdw=3;
elseif cm_num == 4, % 25 nsec RMS delay spread bad multipath channel
    Lam=0.0667; lambda=2.1; Gam=24; gamma=12; std_ln_1=4.8/sqrt(2); std_ln_2=4.8/sqrt(2); nlos = 1;std_shdw=3;
end
return
```

### Fonction « uwb\_sv\_model »

Cette fonction renvoie la réponse impulsionnelle de 100 canaux. Pour chaque canal, il s'agit de calculer les paramètres  $T_\ell$  et  $\tau_{k,\ell}$  représentant les temps d'arrivée des paquets et des ondes, puis de déterminer les coefficients  $\alpha_{k,\ell}$  de la réponse impulsionnelle correspondant.

```
function [h,t,t0,np] = uwb_sv_model_ct(Lam, lambda, Gam, gamma, std_ln_1, std_ln_2, nlos, std_shdw, num_channels)
% IEEE 802.15.3a UWB channel model for PHY bipolar evaluation
% continuous-time realization of modified S-V channel model
```

#### ◇ Rappel de la définition des paramètres d'entrée et de sortie

```
% Input parameters:
% Lam          Cluster arrival rate in GHz (avg # of clusters per nsec)
% lambda       Ray arrival rate in GHz (avg # of rays per nsec)
% Gam          Cluster decay factor (time constant, nsec)
% gamma        Ray decay factor (time constant, nsec)
% std_ln_1     Standard deviation of log-normal variable for cluster fading
% std_ln_2     Standard deviation of log-normal variable for ray fading
% nlos         Flag to specify generation of Non Line Of Sight channels
% std_shdw     Standard deviation of log-normal shadowing of entire impulse response
% num_channels Number of random realizations to generate
% Outputs
% h is returned as a matrix with num_channels columns, each column
%   holding a random realization of the channel model (an impulse response)
% t is organized as h, but holds the time instances (in nsec) of the paths whose signed amplitudes are stored in h
% t0 is the arrival time of the first cluster for each realization
% np is the number of paths for each realization.
% Thus, the k'th realization of the channel impulse response is the sequence
% of (time,value) pairs given by (t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))
```

#### ◇ Calculs intermédiaires utilisés par la suite et initialisation des grandeurs de sortie

```
% initialize and precompute some things
std_L = 1/sqrt(2*Lam); % std dev (nsec) of cluster arrival spacing
std_lam = 1/sqrt(2*lambda); % std dev (nsec) of ray arrival spacing
mu_const = (std_ln_1^2+std_ln_2^2)*log(10)/20; % pre-compute for later
h_len = 1000; % there must be a better estimate of # of paths than this
ngrow = 1000; % amount to grow data structure if more paths are needed
h = zeros(h_len,num_channels);
t = zeros(h_len,num_channels);
t0 = zeros(1,num_channels);
np = zeros(1,num_channels);
```



◇ Boucle « for » calculant la réponse impulsionnelle pour chacun des canaux

```
for k = 1:num_channels % loop over number of channels
```

- Création de variables temporaires pour « h » et « t » (caractéristiques de la réponse impulsionnelle)

```
tmp_h = zeros(size(h,1),1);
tmp_t = zeros(size(h,1),1);
```

- Prise en compte ou non de trajets non directs

```
if nlos,
    Tc = (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2; % First cluster random arrival
else
    Tc = 0; % First cluster arrival occurs at time 0
end
t0(k) = Tc;
```

« Tc » représente le temps d'arrivée d'un paquet. D'après la modélisation, cette variable suit une loi de Poisson. La valeur attribuée ici n'est pas évidente et fait l'objet d'une explication détaillée ci-dessous. Ce même principe de calcul est également utilisé pour déterminer l'arrivée des ondes de chaque paquet.

- Allusion à une erreur d'une version antérieure

```
%%%%%%%%%% The following line in rev. 0.0 was in error
% ln_xi = std_ln_1*randn; % set cluster fading
%%%%%%%%%%
```

- Compteur des trajets

```
path_ix = 0;
```

- Double boucle « while » permettant le calcul des caractéristiques de chaque trajet pour un paquet donné

Les deux boucles s'arrêtent lorsque l'amplitude d'un trajet devient négligeable. La décroissance générale et de chaque paquet étant exponentielle, lorsqu'un trajet apparaît avec un temps supérieur ou égal à dix fois la constante de temps de l'exponentielle correspondante, il n'est pas pris en compte.

```
while (Tc < 10*Gam)
% Determine Ray arrivals for each cluster
Tr = 0; % first ray arrival defined to be time 0 relative to cluster
ln_xi = std_ln_1*randn; % set cluster fading (new line added in rev. 1)
while (Tr < 10*gamma)
    t_val = (Tc+Tr); % time of arrival of this ray
    mu = (-10*Tc/Gam-10*Tr/gamma)/log(10) - mu_const;
    ln_beta = mu + std_ln_2*randn;
    pk = 2*round(rand)-1;
    h_val = pk * 10^((ln_xi+ln_beta)/20); % signed amplitude of this ray
    path_ix = path_ix + 1; % row index of this ray
```

Si la longueur de la réponse impulsionnelle n'a pas été initialisé suffisamment longue (plus de 1000 coefficients), elle est rallongée de 1000 coefficients

```
if path_ix > h_len,
% grow the output structures to handle more paths as needed
% fprintf(1,'Growing CIR length from %d paths to %d\n', length(tmp_h)+[0 ngrow]);
tmp_h = [tmp_h; zeros(ngrow,1)];
tmp_t = [tmp_t; zeros(ngrow,1)];
h = [h; zeros(ngrow,num_channels)];
t = [t; zeros(ngrow,num_channels)];
h_len = h_len + ngrow;
end
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
end
Tc = Tc + (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
end
```

- Mise en forme des calculs

Les différents trajets ayant été caractérisés par un coefficient et un temps d'arrivée, ces trajets sont réorganisés dans l'ordre croissant de leur arrivée.

```
np(k) = path_ix; % number of rays (or paths) for this realization
[sort_tmp_t,sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % sort in ascending time order
```

```
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
```

- Application de l'effet shadowing à l'ensemble de la réponse impulsionnelle

```
% now impose a log-normal shadowing on this realization
fac = 10^(std_shdw*randn/20) / sqrt( h(1:np(k),k)' * h(1:np(k),k) );
h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k) * fac;
end
return
```

### Fonction « uwb\_sv\_cnvrt\_ct »

Cette fonction convertit le modèle temps continu

```
function [hN,N] = uwb_sv_cnvrt_ct( h_ct, t, np, num_channels, ts )
% convert continuous-time channel model h_ct to N-times oversampled discrete-time samples
```

- ◇ Rappel de la définition des paramètres d'entrée et de sortie

```
% h_ct, t, np, and num_channels are as specified in uwb_sv_model
% ts is the desired time resolution
% hN will be produced with time resolution ts / N.
% It is up to the user to then apply any filtering and/or complex downconversion and then
% decimate by N to finally obtain an impulse response at time resolution ts.
```

- ◇ Détermination des paramètres de la réponse impulsionnelle à temps discret

```
min_Nfs = 100; % GHz
N = max( 1, ceil(min_Nfs*ts) ); % N*fs = N/ts is the intermediate sampling frequency before decimation
N = 2^nextpow2(N); % make N a power of 2 to facilitate efficient multi-stage decimation
% NOTE: if we force N = 1 and ts = 0.167, the resulting channel hN will be identical to
% the results from earlier versions that did not use continuous-time.
Nfs = N / ts;
t_max = max(t(:)); % maximum time value across all channels
h_len = 1 + floor(t_max * Nfs); % number of time samples at resolution ts / N
hN = zeros(h_len,num_channels);
```

La fonction « ceil » est une quantification par arrondi, la fonction « floor » par troncature (vers le bas). La fonction « nextpow2 » détermine le prochain entier pouvant se mettre sous la forme d'une puissance de 2.

- ◇ Calcul de la réponse impulsionnelle à temps discret pour l'ensemble des canaux

```
for k = 1:num_channels
np_k = np(k); % number of paths in this channel
t_Nfs = 1 + floor(t(1:np_k,k) * Nfs); % vector of quantized time indices for this channel
for n = 1:np_k
hN(t_Nfs(n),k) = hN(t_Nfs(n),k) + h_ct(n,k);
end
end
```

Le temps ayant été discrétisé, la réponse impulsionnelle « hN » étant initialisée comme un vecteur nul, les valeurs de « h\_ct » sont attribuées aux instants quantifiés correspondants.

### b) Calcul des temps d'arrivée des paquets et des ondes

Le calcul des temps d'arrivée des paquets et des ondes est basé sur la propriété suivante : une loi exponentielle de paramètre  $\lambda = 1/2$  est équivalente à une loi du Khi-deux à deux degrés de liberté. Ainsi dans la modélisation, un nouveau temps d'arrivée  $T_i$  est déterminé de la façon suivante

$$T_i = T_{i-1} + \frac{1}{2\lambda} (X_{1N}^2 + X_{2N}^2) \quad (\text{B1.11})$$

Plutôt que d'effectuer un tirage aléatoire de la loi exponentielle, on a préféré dans le programme utiliser la fonction matlab « randn » qui correspond à une loi normale. Justifions la validité de cette approche a priori peu évidente.

Une variable aléatoire Khi-deux à  $n$  degrés de liberté  $\chi_n^2$  est définie comme une variable aléatoire somme des carrés de  $n$  variables aléatoires normales centrées réduites indépendantes  $X_i$ .

$$\chi_n^2 = \sum_{i=1}^n X_i^2, \quad X_i \propto \mathcal{N}(0,1) \quad \forall i \in \{1, \dots, n\} \quad (\text{B1.12})$$

A partir de cette définition, démontrons l'équivalence loi exponentielle et loi du khi-deux en calculant la même probabilité à partir des deux lois.

→ Soit  $T$  une variable aléatoire vérifiant une loi exponentielle de paramètre  $\frac{1}{2}$  :

$$T \propto \text{Exp}\left(\frac{1}{2}\right) \quad (\text{B1.13})$$

Calculons la probabilité d'obtenir  $T$  supérieure ou égal à un temps  $t$

$$P(T \geq t) = \int_t^{+\infty} \lambda e^{-\lambda u} du = \left[-e^{-\lambda u}\right]_t^{+\infty} = e^{-\lambda t} = e^{-\frac{t}{2}} \quad (\text{B1.14})$$

→ Soit  $T$  une variable aléatoire vérifiant une loi du Khi-deux à 2 degrés de liberté. Effectuons le même calcul que précédemment.

$$P(T \geq t) = P(X_1^2 + X_2^2 \geq t) = P((X_1, X_2) \in A) \text{ avec } A = \begin{cases} x_1 \in \mathfrak{R} \\ x_2 \in \mathfrak{R} \\ x_1^2 + x_2^2 \geq t \end{cases} \quad (\text{B1.15})$$

En utilisant les lois normales réduites, cela revient à écrire

$$P(T \geq t) = \int_A \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x_1^2}{2}}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x_2^2}{2}}\right) dx_1 dx_2 = \frac{1}{2\pi} \int_A e^{-\frac{(x_1^2+x_2^2)}{2}} dx_1 dx_2 \quad (\text{B1.16})$$

Il reste alors à calculer l'intégrale

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_A e^{-\frac{(x_1^2+x_2^2)}{2}} dx_1 dx_2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_{\sqrt{t}}^{+\infty} e^{-\frac{r^2}{2}} r dr d\theta \quad / x_1 = r \cos \theta \text{ et } x_2 = r \sin \theta \\ &= \left[-e^{-\frac{r^2}{2}}\right]_{\sqrt{t}}^{+\infty} = e^{-\frac{t}{2}} \end{aligned}$$

La probabilité obtenue est bien identique dans les deux cas de figure : loi exponentielle de paramètre  $\frac{1}{2}$  et loi du Khi-deux à 2 degrés de liberté.

Justifions le calcul des temps d'arrivée.

Soit  $T$  une variable aléatoire vérifiant une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$  telle que

$$T \propto \text{Exp}(\lambda) \quad (\text{B1.17})$$

Alors la variable aléatoire  $aT$  ( $a > 0$ ) suit également une loi exponentielle telle que

$$aT \propto \text{Exp}\left(\frac{\lambda}{a}\right) \quad (\text{B1.18})$$

En effet,

$$P(aT \geq x) = P\left(T \geq \frac{x}{a}\right) = \int_{x/a}^{+\infty} \lambda e^{-\lambda t} dt = \frac{\lambda}{a} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{\lambda u}{a}} du = e^{-\frac{\lambda x}{a}} \quad / a > 0 \text{ et } u = at$$

Ainsi, pour  $a = 2\lambda$  on obtient

$$2\lambda T \propto \text{Exp}\left(\frac{1}{2}\right) \propto \mathcal{N}^2(0,1) + \mathcal{N}^2(0,1) \quad (\text{B1.19})$$

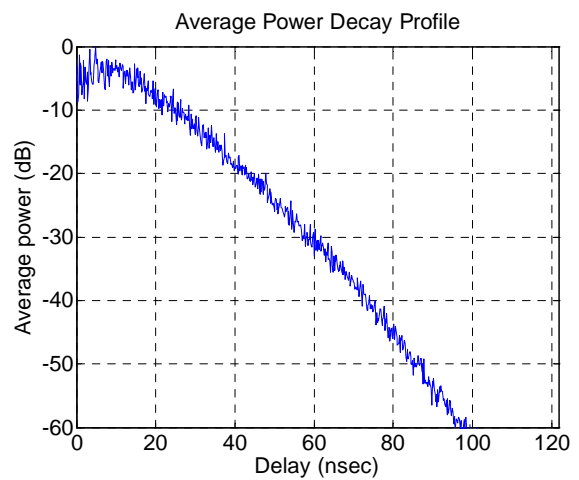
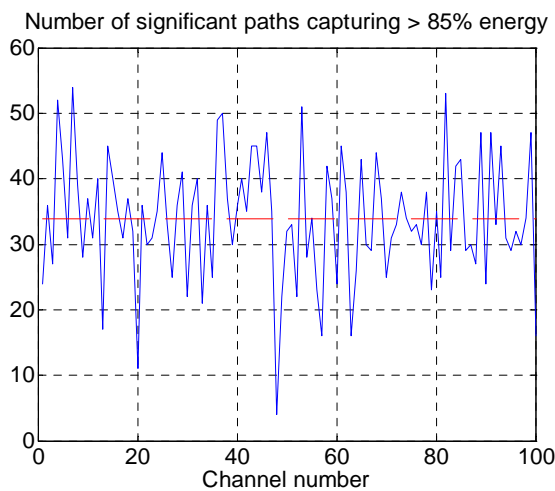
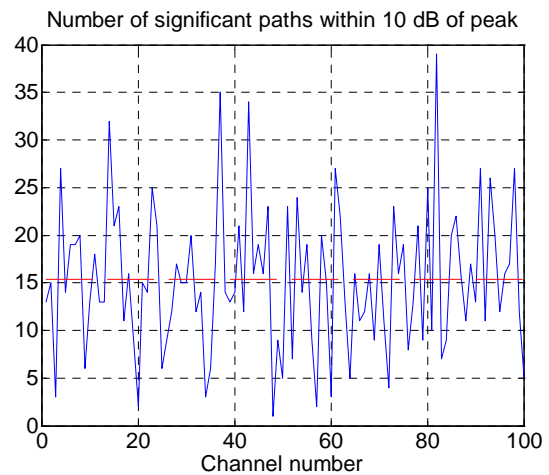
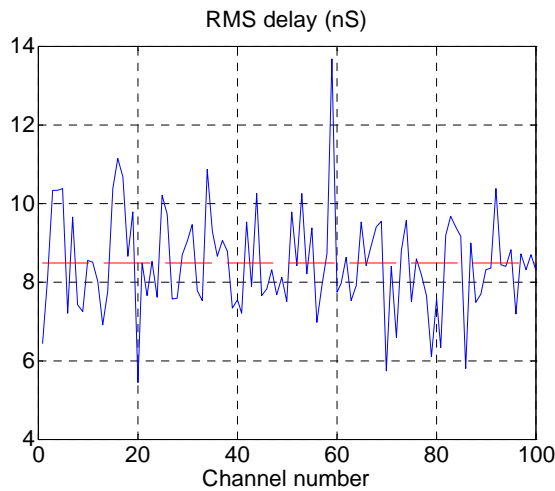
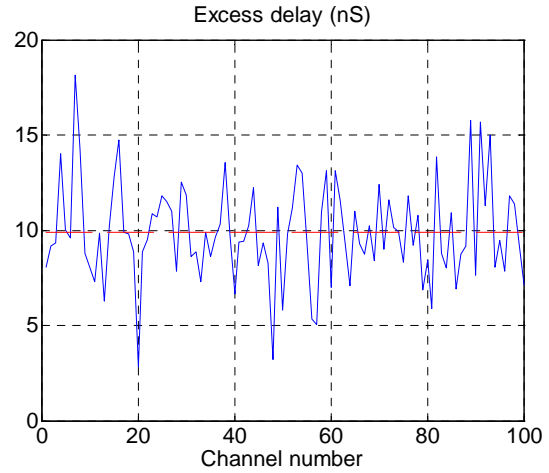
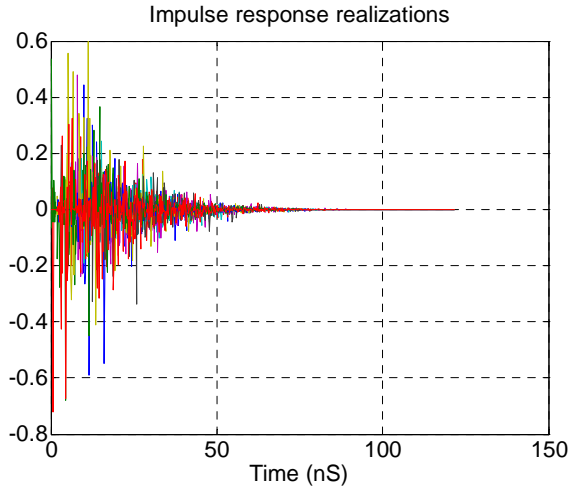
Et en conséquence,

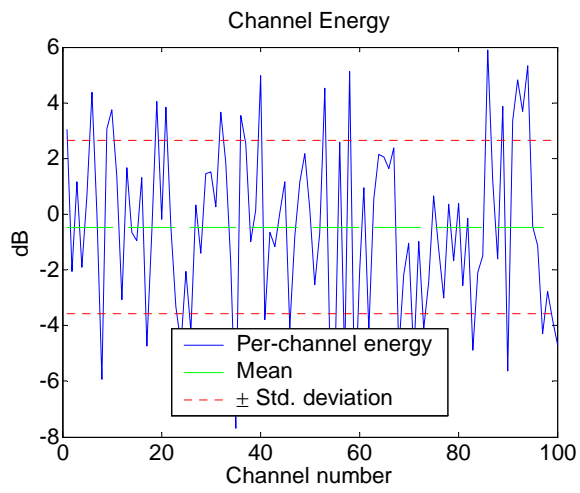
$$T \propto \frac{I}{2\lambda} \{ \mathcal{N}^2(0, I) + \mathcal{N}^2(0, I) \} \quad (\text{B1.20})$$

ce qui permet de déduire facilement la méthode d'obtention des temps d'arrivée des paquets et des ondes.

## B1.5. Illustration des caractéristiques du canal

Les figures suivantes sont extraites du programme de simulation du modèle de canal IEEE 802.15.3a. Elles illustrent les caractéristiques du modèle CM2 (NLOS pour une distance de 0 à 4 m) obtenues en moyennant les résultats pour 100 réalisations de canaux. Seulement 10 réalisations de la réponse impulsionnelle sont représentées.





## Annexe B2. Modèle de canal IEEE 802.15.4a HF

Le code Matlab proposé par S. Xu, K.C. Wee, B. Kannan et F. Chin pour modéliser des canaux de transmission UWB pour le standard 802.15.4a HF est donné et commenté ci-dessous. Le tableau qui suit rappelle les notations et le sens des divers paramètres et variables mis en jeu.

Notations dans le programme	Notations dans la partie théorique	Signification physique
Lmean	$\bar{L}$	Nombre moyen de paquets
Lam	$\Lambda$	Taux d'arrivée d'un paquet
lambda_1	$\lambda_1$	Taux d'arrivée 1 des rayons
lambda_2	$\lambda_2$	Taux d'arrivée 2 des rayons
beta	$\beta$	Paramètre de mixage du processus mixte d'arrivée des rayons
Gam	$\Gamma$	Facteur de décroissance d'un paquet
Gamma_0	$\gamma_0$	Paramètre de décroissance à l'intérieur d'un paquet
Kgamma	$k\gamma$	Paramètre de décroissance à l'intérieur d'un paquet
m0	$m_0$	Facteur permettant le calcul de la moyenne du paramètre m de la loi de Nakagami
Km	$k_m$	Facteur permettant le calcul de la moyenne du paramètre m de la loi de Nakagami
sigma_m0	$\hat{m}_0$	Facteur permettant le calcul de la variance du paramètre m de la loi de Nakagami
sigma_Km	$\hat{k}_m$	Facteur permettant le calcul de la variance du paramètre m de la loi de Nakagami
m0_sp	$\tilde{m}_0$	Paramètre m pour la première composante (plus importante)
gamma_rise	$\gamma_{rise}$	Paramètre pour le profil de puissance alternatif
gamma_l	$\gamma_\ell$	Paramètre pour le profil de puissance alternatif
chi	$\chi$	Paramètre pour le profil de puissance alternatif
std_shdw	$\sigma_x$	Paramètre du shadowing global (option possible)
kappa	$\kappa$	Paramètre (positif ou négatif) de la prise en compte de l'influence des fréquences

## Programme principal

### ◇ Initialisation des variables principales du programme

```
% modified S-V channel model evaluation
clear;
no_output_files = 1;      % non-zero: avoids writing output files of continuous-time responses
num_channels = 100;      % number of channel impulse responses to generate
randn('state',12);      % initialize state of function for repeatability
rand('state',12);        % initialize state of function for repeatability
cm_num = 4;              % channel model number from 1 to 8
```

### ◇ Attribution des paramètres du canal parmi 9 exemples standards par la fonction « *uwb\_sv\_params\_15\_4a* »

```
% get channel model params based on this channel model number
[Lam,lambda,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km, ...
sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs] = uwb_sv_params_15_4a( cm_num );
fprintf(1,['Model Parameters\n' ...
' Lam = %.4f, lambda = %.4f, Lmean = %.4f, lambda_mode(FLAG) = %d\n' ...
' lambda_1 = %.4f, lambda_2 = %.4f, beta = %.4f\n' ...
' Gam = %.4f, gamma0 = %.4f, Kgamma = %.4f, sigma_cluster = %.4f\n' ...
' nlos(FLAG) = %d, gamma_rise = %.4f, gamma_1 = %.4f, chi = %.4f\n' ...
' m0 = %.4f, Km = %.4f, sigma_m0 = %.4f, sigma_Km = %.4f\n' ...
' sfading_mode(FLAG) = %d, m0_sp = %.4f, std_shdw = %.4f\n', ...
' kappa = %.4f, fc = %.4fGHz, fs = %.4fGHz\n'], ...
Lam,lambda,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,...
sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs);
```

### ◇ Calcul de la réponse impulsionnelle de 100 canaux par la fonction « *uwb\_sv\_models* »

```
ts = 1/fs; % sampling frequency
% get a bunch of realizations (impulse responses)
[h_ct,t_ct,t0,np] = uwb_sv_model_ct_15_4a(Lam,lambda,Lmean,lambda_mode,lambda_1, ...
lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma,sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1, ...
chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,sfading_mode,m0_sp,std_shdw,num_channels,ts);
```

### ◇ Conversion de la réponse impulsionnelle obtenue en temps continu et une réponse impulsionnelle en temps discret pour chacun des canaux par la fonction « *uwb\_sv\_cnvrt\_ct* »

```
% now reduce continuous-time result to a discrete-time result
[hN,N] = uwb_sv_cnvrt_ct_15_4a( h_ct, t_ct, np, num_channels, ts );
```

### ◇ Décimation consistant à obtenir la réponse impulsionnelle

```
if N > 1,
    h = resample(hN, 1, N); % decimate the columns of hN by factor N
else
    h = hN;
end
% correct for 1/N scaling imposed by decimation
% h = h * N; % normalized below.
```

### ◇ Prise en compte de l'influence de la fréquence par la fonction « *uwb\_sv\_freq\_depend\_ct\_15\_4a* »

```
% prepare to add the frequency dependency
K = 1; % K = Ko*Co^2/(4*pi)^2/d^n
% since the K is a constant, and the effect will be removed after normalization, so the K is set to be 1
h_len = length(h(:,1));
if (cm_num == 1|cm_num == 2| cm_num == 7|cm_num == 8|cm_num == 9)
    [h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,kappa);
else
    [h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,0);
end
```

### ◇ Calcul, affichage et enregistrement des principales caractéristiques du canal

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Testing and plotting
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% channel energy
channel_energy = sum(abs(h).^2);

t = [0:(h_len-1)] * ts; % for use in computing excess & RMS delays
excess_delay = zeros(1,num_channels);
RMS_delay = zeros(1,num_channels);
num_sig_paths = zeros(1,num_channels);
num_sig_e_paths = zeros(1,num_channels);
```



```

for k=1:num_channels
    % determine excess delay and RMS delay
    sq_h = abs(h(:,k)).^2 / channel_energy(k);
    t_norm = t - t0(k); % remove the randomized arrival time of first cluster
    excess_delay(k) = t_norm * sq_h;
    RMS_delay(k) = sqrt( ((t_norm-excess_delay(k)).^2) * sq_h );

    % determine number of significant paths (paths within 10 dB from peak)
    threshold_dB = -10; % dB
    temp_h = abs(h(:,k));
    temp_thresh = 10^(threshold_dB/20) * max(temp_h);
    num_sig_paths(k) = sum(temp_h > temp_thresh);

    % determine number of sig. paths (captures x % of energy in channel)
    x = 0.85;
    temp_sort = sort(temp_h.^2); % sorted in ascending order of energy
    cum_energy = cumsum(temp_sort(end:-1:1)); % cumulative energy
    index_e = min(find(cum_energy >= x * cum_energy(end)));
    num_sig_e_paths(k) = index_e;
end
energy_mean = mean(10*log10(channel_energy));
energy_stddev = std(10*log10(channel_energy));
mean_excess_delay = mean(excess_delay);
mean_RMS_delay = mean(RMS_delay);
mean_sig_paths = mean(num_sig_paths);
mean_sig_e_paths = mean(num_sig_e_paths);

fprintf(1,'Model Characteristics\n');
fprintf(1,' Mean delays: excess (tau_m) = %.1f ns, RMS (tau_rms) = %.1f ns', mean_excess_delay, mean_RMS_delay);
fprintf(1,' # paths: NP_10dB = %.1f, NP_85%% = %.1f', mean_sig_paths, mean_sig_e_paths);
fprintf(1,' Channel energy: mean = %.1f dB, std deviation = %.1f dB\n', energy_mean, energy_stddev);

figure(1); clf; plot(t, abs(h)); grid on; title('Impulse response realizations'); xlabel('Time (nS)')
figure(2); clf; plot([1:num_channels], excess_delay, 'b-', [1 num_channels], mean_excess_delay*[1 1], 'r--');
grid on; title('Excess delay (nS)'); xlabel('Channel number')
figure(3); clf; plot([1:num_channels], RMS_delay, 'b-', [1 num_channels], mean_RMS_delay*[1 1], 'r--');
grid on; title('RMS delay (nS)'); xlabel('Channel number')
figure(4); clf; plot([1:num_channels], num_sig_paths, 'b-', [1 num_channels], mean_sig_paths*[1 1], 'r--');
grid on; title('Number of significant paths within 10 dB of peak'); xlabel('Channel number')
figure(5); clf; plot([1:num_channels], num_sig_e_paths, 'b-', [1 num_channels], mean_sig_e_paths*[1 1], 'r--');
grid on; title('Number of significant paths capturing > 85% energy'); xlabel('Channel number')

temp_average_power = sum((abs(h)).*(abs(h)))/num_channels;
temp_average_power = temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_dB = 10*log10(temp_average_power);
figure(6); clf; plot(t, average_decay_profile_dB); grid on
axis([0 t(end) -60 0]); title('Average Power Decay Profile'); xlabel('Delay (nsec)'); ylabel('Average power (dB)')

if 0
figure(7); clf
figh = plot([1:num_channels], 10*log10(channel_energy), 'b-', [1 num_channels], energy_mean*[1 1], 'g-', ...
[1 num_channels], energy_mean+energy_stddev*[1 1], 'r:', [1 num_channels], energy_mean-energy_stddev*[1 1], 'r:');
xlabel('Channel number'); ylabel('dB'); title('Channel Energy');
legend(figh, 'Per-channel energy', 'Mean', '\pm Std. deviation', 0)
end

if no_output_files,
return
end

%*****
%removing the freq dependency of the antenna for cm_num=3,4,5&6
%*****
if (cm_num == 3|cm_num == 4| cm_num == 5|cm_num == 6)
[h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,-0.82);
end
%*****
%Saving the data
%*****
%% save continuous-time (time,value) pairs to files

```

```

save_fn = sprintf('cm%d_imr', cm_num);
% A complete self-contained file for Matlab users
save([save_fn '.mat'], 't_ct', 'h_ct', 't0', 'np', 'num_channels', 'cm_num');
% Two comma-delimited text files for non-Matlab users:
% File #1: cmX_imr_np.csv lists the number of paths in each realization
dlmwrite([save_fn '_np.csv'], np, ','); % number of paths
% File #2: cmX_imr.csv can open with Excel
% n'th pair of columns contains the (time,value) pairs for the n'th realization
th_ct = zeros(size(t_ct,1),2*size(t_ct,2));
th_ct(:,1:2:end) = t_ct; % odd columns are time
th_ct(:,2:2:end) = h_ct; % even columns are values
fid = fopen([save_fn '.csv'], 'w');
if fid < 0,
    error('unable to write .csv file for impulse response, file may be open in another application');
end
for k = 1:size(th_ct,1)
    fprintf(fid, '%.4f,%.6f', th_ct(k,1:end-2));
    fprintf(fid, '%.4f,%.6f\r\n', th_ct(k,end-1:end)); % \r\n for Windoze end-of-line
end
fclose(fid);

return; % end of program

```

### Fonction « uwb\_sv\_params\_15\_4a »

Selon la variable « *cm\_num* », cette fonction affecte les différentes valeurs numériques aux paramètres du canal choisi

```

function [Lam,lambda,Lmean,lambda_mode,lambda_1,lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma, ...
    sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1,chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km, ...
    sfading_mode,m0_sp,std_shdw,kappa,fc,fs] = uwb_sv_params_15_4a( cm_num )
% Return modified S-V model parameters for standard UWB channel models

```

#### ◇ Liste des différentes variables paramétrées pour le canal considéré

```

% Lam      Cluster arrival rate (clusters per nsec)
% lambda   Ray arrival rate (rays per nsec)
% Lmean    Mean number of Clusters
% lambda_mode  Flag for Mixture of poisson processes for ray arrival times
%          0 -> Poisson process for the ray arrival times
%          1 -> Mixture of poisson processes for the ray arrival times
%          2 -> tapped delay line model
% lambda_1  Ray arrival rate for Mixture of poisson processes (rays per nsec)
% lambda_2  Ray arrival rate for Mixture of poisson processes (rays per nsec)
% beta      Mixture probability
%-----
% Gam       Cluster decay factor (time constant, nsec)
% gamma0    Ray decay factor (time constant, nsec)
% Kgamma     Time dependence of ray decay factor
% sigma_cluster  Standard deviation of normally distributed variable for cluster energy
% nlos      Flag for non line of sight channel
%          0 -> LOS
%          1 -> NLOS with first arrival path starting at t ~ 0
%          2 -> NLOS with first arrival path starting at t = 0 and diffused first cluster
% gamma_rise  Ray decay factor of diffused first cluster (time constant, nsec)
% gamma_1    Ray decay factor of diffused first cluster (time constant, nsec)
% chi       Diffuse weight of diffused first cluster
%-----
% m0        Mean of log-normal distributed nakagami-m factor
% Km        Time dependence of m0
% sigma_m0  Standard deviation of log-normal distributed nakagami-m factor
% sigma_Km  Time dependence of sigma_m0
% sfading_mode  Flag for small-scale fading
%          0 -> All paths have same m-factor distribution
%          1 -> LOS first path has a deterministic large m-factor
%          2 -> LOS first path of each cluster has a deterministic large m-factor
% m0_sp     Deterministic large m-factor
%-----
% std_shdw  Standard deviation of log-normal shadowing of entire impulse response
%-----
% kappa     Frequency dependency of the channel
%-----

```

*% fc*                    *Center Frequency*  
*% fs*                    *Frequency Range*

#### ◇ Environnement résidentiel LOS

```
if cm_num == 1,     % Residential LOS
% MPC arrival
Lam = 0.047; lambda = NaN; Lmean = 3; lambda_mode = 1; lambda_1 = 1.54; lambda_2 = 0.15; beta = 0.095;
% MPC decay
Gam = 22.61; gamma_0 = 12.53; Kgamma = 0; sigma_cluster = 2.75; nlos = 0;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.67; Km = 0; sigma_m0 = 0.28; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN;
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 2.22;
% Frequency Dependence
kappa = 1.12;
fc = 6;   % GHz
fs = 8;   % 2 - 10 GHz
```

#### ◇ Environnement résidentiel NLOS

```
elseif cm_num == 2,   % Residential NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.12; lambda = NaN; Lmean = 3.5; lambda_mode = 1; lambda_1 = 1.77; lambda_2 = 0.15; beta = 0.045;
% MPC decay
Gam = 26.27; gamma_0 = 17.5; Kgamma = 0; sigma_cluster = 2.93; nlos = 1;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.69; Km = 0; sigma_m0 = 0.32; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN;
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 3.51;
% Frequency Dependence
kappa = 1.53;
fc = 6;   % GHz
fs = 8;   % 2 - 10 GHz
```

#### ◇ Environnement bureau LOS

```
elseif cm_num == 3,   % Office LOS
% MPC arrival
Lam = 0.016; lambda = NaN; Lmean = 5.4; lambda_mode = 1; lambda_1 = 0.19; lambda_2 = 2.97; beta = 0.0184;
% MPC decay
Gam = 14.6; gamma_0 = 6.4; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 0; gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.42; Km = 0; sigma_m0 = 0.31; sigma_Km = 0; sfading_mode = 2; m0_sp = 3; % assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 0; %1.9;
% Frequency Dependence
kappa = -3.5;
fc = 4.5;   % GHz
fs = 3;   % 3 - 6 GHz
```

#### ◇ Environnement bureau NLOS

```
elseif cm_num == 4,   % Office NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.19; lambda = NaN; Lmean = 3.1; lambda_mode = 1; lambda_1 = 0.11; lambda_2 = 2.09; beta = 0.0096;
% MPC decay
Gam = 19.8; gamma_0 = 11.2; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 2; gamma_rise = 15.21; gamma_1 = 11.84; chi = 0.78;
% Small-scale Fading
m0 = 0.5; Km = 0; sigma_m0 = 0.25; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 3.9;
% Frequency Dependence
kappa = 5.3;
fc = 4.5;   % GHz
fs = 3;   % 3 - 6 GHz
```

#### ◇ Environnement outdoor LOS

```
elseif cm_num == 5,   % Outdoor LOS
% MPC arrival
Lam = 0.0448; lambda = NaN; Lmean = 13.6; lambda_mode = 1; lambda_1 = 0.13; lambda_2 = 2.41; beta = 0.0078;
% MPC decay
Gam = 31.7; gamma_0 = 3.7; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
```

```

nlos = 0; gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.77; Km = 0; sigma_m0 = 0.78; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 2; m0_sp = 3; % assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 0.83;
% Frequency Dependence
kappa = -1.6;
fc = 4.5; % GHz
fs = 3; % 3 - 6 GHz

```

#### ◇ Environnement outdoor NLOS

```

elseif cm_num == 6, % Outdoor NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.0243; lambda = NaN; Lmean = 10.5; lambda_mode = 1; lambda_1 = 0.15; lambda_2 = 1.13; beta = 0.062;
% MPC decay
Gam = 104.7; gamma_0 = 9.3; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 1; gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.56; Km = 0; sigma_m0 = 0.25; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 2; % assumption
% Frequency Dependence
kappa = 0.4;
fc = 4.5; % GHz
fs = 3; % 3 - 6 GHz

```

#### ◇ Environnement industriel LOS

```

elseif cm_num == 7, % Industrial LOS
% MPC arrival
Lam = 0.0709; lambda = NaN; Lmean = 4.75; % lambda is assumption
lambda_mode = 2; lambda_1 = NaN; lambda_2 = NaN; beta = NaN; % dummy in this scenario
% MPC decay
Gam = 3.1; gamma_0 = 0.15; Kgamma = 0.21; sigma_cluster = 4.32; nlos = 0;
gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN; % dummy in this scenario
% Small-scale Fading
m0 = 0.36; Km = 0; sigma_m0 = 1.13; sigma_Km = 0; sfading_mode = 1; m0_sp = 12.99;
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 6;
% Frequency Dependence
kappa = -5.6;
fc = 5; % GHz
fs = 6; % 2 - 8 GHz

```

#### ◇ Environnement industriel NLOS

```

elseif cm_num == 8, % Industrial NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.089; lambda = NaN; Lmean = 1; % lambda is assumption
lambda_mode = 2; lambda_1 = NaN; lambda_2 = NaN; beta = NaN; % dummy in this scenario
% MPC decay
Gam = 5.83; gamma_0 = 0.3; Kgamma = 0.44; sigma_cluster = 2.88; nlos = 2;
gamma_rise = 4; gamma_1 = 19.7; chi = 0.99;
% Small-scale Fading
m0 = 0.3; Km = 0; sigma_m0 = 1.15; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % m0_sp is assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing
std_shdw = 6;
% Frequency Dependence
kappa = -7.82;
fc = 5; % GHz
fs = 6; % 2 - 8 GHz

```

#### ◇ Environnement outdoor particulier

```

elseif cm_num == 9, % Open Outdoor Environment NLOS (Fram, Snow-Covered Open Area)
% MPC arrival
Lam = 0.0305; lambda = 0.0225; Lmean = 3.31; lambda_mode = 0;
lambda_1 = NaN; lambda_2 = NaN; beta = NaN; % dummy in this scenario
% MPC decay
Gam = 56; gamma_0 = 0.92; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % sigma_cluster is assumption
nlos = 1; gamma_rise = NaN; gamma_1 = NaN; chi = NaN;
% Small-scale Fading
m0 = 4.1; Km = 0; sigma_m0 = 2.5; sigma_Km = 0; sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % m0_sp is assumption
% Large-scale Fading -- Shadowing

```

```

std_shdw = 3.96;
% Frequency Dependence
kappa = -1; % Kappa is assumption
fc = 5; % GHz
fs = 6; % 2 - 8 GHz
else
error('cm_num is wrong!!')
end
return

```

### Fonction « uwb\_sv\_model\_ct\_15\_4a »

Cette fonction renvoie la réponse impulsionnelle de 100 canaux.

```

function [h,t,t0,np] = uwb_sv_model_ct_15_4a(Lam,lambda,Lmean,lambda_mode,lambda_1, ...
lambda_2,beta,Gam,gamma_0,Kgamma,sigma_cluster,nlos,gamma_rise,gamma_1, ...
chi,m0,Km,sigma_m0,sigma_Km,sfading_mode,m0_sp,std_shdw,num_channels,ts)

```

#### ◇ Paramètres d'entrée et de sortie

```

% Input parameters:
% detailed introduction of input parameters is at uwb_sv_params.m
% num_channels number of random realizations to generate
% Outputs
% h is returned as a matrix with num_channels columns, each column
% holding a random realization of the channel model (an impulse response)
% t is organized as h, but holds the time instances (in nsec) of the paths whose signed amplitudes are stored in h
% t0 is the arrival time of the first cluster for each realization
% np is the number of paths for each realization.
% Thus, the k'th realization of the channel impulse response is the sequence
% of (time,value) pairs given by (t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))

```

#### ◇ Calculs intermédiaires utilisés par la suite et initialisation des grandeurs de sortie

```

% initialize and precompute some things
std_L = 1/sqrt(2*Lam); % std dev (nsec) of cluster arrival spacing
std_lam = 1/sqrt(2*lambda); % std dev (nsec) of ray arrival spacing
h_len = 1000; % there must be a better estimate of # of paths than this
ngrow = 1000; % amount to grow data structure if more paths are needed
h = zeros(h_len,num_channels);
t = zeros(h_len,num_channels);
t0 = zeros(1,num_channels);
np = zeros(1,num_channels);

```

#### ◇ Boucle « for » calculant la réponse impulsionnelle pour chacun des canaux

```

for k = 1:num_channels % loop over number of channels

```

- Création de variables temporaires pour « h » et « t » (caractéristiques de la réponse impulsionnelle)

```

tmp_h = zeros(size(h,1),1);
tmp_t = zeros(size(h,1),1);

```

- Prise en compte ou non de trajets non directs

```

if nlos == 1, % First cluster random arrival
Tc = (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
else
Tc = 0; % First cluster arrival occurs at time 0
end
t0(k) = Tc;

```

Pour les explications du calcul de « Tc » se référer à la fonction du modèle 3a (« uwb\_sv\_model »)

- Calcul du nombre de paquets

```

if nlos == 2 & lambda_mode == 2
L = 1; % for industrial NLOS environment
else
L = max(1, poissrnd(Lmean)); % number of clusters
end

```

La fonction « poissrnd » génère des nombres aléatoires distribués avec une loi de Poisson de moyenne Lmean (nécessite la toolbox « Statistics »).

- Initialisation de variables : index du paquet, nombre de trajet, facteur m de Nakagami

```

cluster_index = zeros(1,L);
path_ix = 0;
nak_m = [];

```

- Détermination des caractéristiques de chaque paquet

```
for ncluster = 1:L
```

- Détermination des arrivées des rayons

```
% Determine Ray arrivals for each cluster
Tr = 0; % first ray arrival defined to be time 0 relative to cluster
cluster_index(ncluster) = path_ix+1; % remember the cluster location
gamma = Kgamma*Tc + gamma_0; % delay dependent cluster decay time
if nlos == 2 & ncluster == 1
    gamma = gamma_1;
end
Mcluster = sigma_cluster*randn;
Pcluster = 10*log10(exp(-1*Tc/Gam))+Mcluster; % total cluster power
Pcluster = 10^(Pcluster*0.1);
```

Seuls les trajets non négligeables sont pris en compte

```
while (Tr < 10*gamma),
    t_val = (Tc+Tr); % time of arrival of this ray
    if nlos == 2 & ncluster == 1
        h_val = Pcluster*(1-chi*exp(-Tr/gamma_rise))*exp(-Tr/gamma_1) ...
            *(gamma+gamma_rise)/gamma/(gamma+gamma_rise*(1-chi));
    else
        h_val = Pcluster/gamma*exp(-Tr/gamma);
    end
    path_ix = path_ix + 1; % row index of this ray
```

Si la longueur de la réponse impulsionnelle n'a pas été initialisé suffisamment longue, elle est rallongée

```
if path_ix > h_len,
    % grow the output structures to handle more paths as needed
    tmp_h = [tmp_h; zeros(ngrow,1)];
    tmp_t = [tmp_t; zeros(ngrow,1)];
    h = [h; zeros(ngrow,num_channels)];
    t = [t; zeros(ngrow,num_channels)];
    h_len = h_len + ngrow;
end
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
```

Calcul du retard des trajets en fonction des caractéristiques du canal (3 cas)

```
if lambda_mode == 0
    Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
elseif lambda_mode == 1
    if rand < beta
        std_lam = 1/sqrt(2*lambda_1);
        Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
    else
        std_lam = 1/sqrt(2*lambda_2);
        Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
    end
elseif lambda_mode == 2
    Tr = Tr + ts;
else
    error('lambda mode is wrong!')
end
```

- Détermination du facteur m de la loi de Nakagami

```
% generate log-normal distributed nakagami m-factor
m_mu = m0 - Km*t_val;
m_std = sigma_m0 - sigma_Km*t_val;
nak_m = [nak_m, lognrnd(m_mu, m_std)];
end
Tc = Tc + (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
end
% change m value of the first multipath to be the deterministic value
if sfading_mode == 1
    nak_ms(cluster_index(1)) = m0_sp;
elseif sfading_mode == 2
    nak_ms(cluster_index) = m0_sp;
end
```

La fonction « lognrnd » génère des nombres aléatoires distribués avec une loi lognormale de moyenne et d'écart-type donnés (nécessite la toolbox « Statistics »)..

- Application du fading petite échelle

```
% apply nakagami
for path = 1:path_ix
    h_val = (gamrnd(nak_m(path), tmp_h(path)/nak_m(path))).^(1/2);
    tmp_h(path) = h_val;
end
```

La fonction « gamrnd » génère des nombres aléatoires distribués avec une loi gamma (nécessite la toolbox « Statistics »).

- Mise en forme des calculs

Les différents trajets ayant été caractérisés par un coefficient et un temps d'arrivée, ces trajets sont réorganisés dans l'ordre croissant de leur arrivée.

```
np(k) = path_ix; % number of rays (or paths) for this realization
[sort_tmp_t, sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % sort in ascending time order
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
```

- Possibilité de rajouter un shadowing global comme dans le modèle 3a

```
% now impose a log-normal shadowing on this realization
% fac = 10^(std_shdw*randn/20) / sqrt( h(1:np(k),k)' * h(1:np(k),k) );
% h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k) * fac;
end
return
```

### Fonction « `uwb_sv_cnvrt_ct_15_4a` »

Cette fonction convertit le modèle temps continu en modèle discret. Elle est identique à celle utilisée dans le modèle 3a (voir commentaires « `uwb_sv_cnvrt_ct` »)

```
function [hN,N] = uwb_sv_cnvrt_ct_15_4a( h_ct, t, np, num_channels, ts )
% convert continuous-time channel h_ct to N-times oversampled discrete-time samples
% h_ct, t, np, and num_channels are as specified in uwb_sv_model
% ts is the desired time resolution
% hN will be produced with time resolution ts / N.
% It is up to the user to then apply any filtering and/or complex downconversion and then
% decimate by N to finally obtain an impulse response at time resolution ts.
min_Nfs = 100; % GHz
N = max( 1, ceil(min_Nfs*ts) ); % N*fs = N/ts is the intermediate sampling frequency before decimation
N = 2^nextpow2(N); % make N a power of 2 to facilitate efficient multi-stage decimation
Nfs = N / ts;
t_max = max(t(:)); % maximum time value across all channels
h_len = 1 + floor(t_max * Nfs); % number of time samples at resolution ts / N
hN = zeros(h_len,num_channels);
for k = 1:num_channels
    np_k = np(k); % number of paths in this channel
    t_Nfs = 1 + floor(t(1:np_k,k) * Nfs); % vector of quantized time indices for this channel
    for n = 1:np_k
        hN(t_Nfs(n),k) = hN(t_Nfs(n),k) + h_ct(n,k);
    end
end
end
```

### Fonction « `uwb_sv_depend_ct_15_4a` »

Cette fonction permet de tenir compte ou non de l'influence des fréquences dans l'atténuation selon le canal modélisé.

```
function [h]= uwb_sv_freq_depend_ct_15_4a(h,fc,fs,num_channels,kappa)
% This function is used to remove the frequency dependency of the
% antenna(cm_num= 3,4,5,6) or to include the channel frequency dependency.
h_len = length(h(:,1));
f = [1-fs/fc/2 : fs/fc/h_len/2 : 1+fs/fc/2].^(-2*(kappa));
f = [f(h_len : 2*h_len), f(1 : h_len-1)];
i = (-1)^(1/2); % complex i
for c = 1:num_channels
    % add the frequency dependency
    h2 = zeros(2*h_len, 1);
    h2(1 : h_len) = h(:,c); % zero padding
    fh2 = fft(h2);
    fh2 = fh2 .* f;
    h2 = ifft(fh2);
end
```

```
h(:,c) = h2(1:h_len);  
  
% change to complex baseband channel  
phi = rand(h_len, 1).*(2*pi);  
h(:,c) = h(:,c) .* exp(phi .* i);  
  
% Normalize the channel energy to 1  
h(:,c) = h(:,c)/sqrt(h(:,c)' * h(:,c) );  
end  
return
```



## Annexe B3. Récepteur à corrélateur

Le principe général d'un récepteur RAKE est basé sur le récepteur à corrélateur dont le principe est rappelé dans cette annexe. Dans l'étude qui suit, nous supposons que :

- la transmission s'effectue dans un canal AWGN sans trajet multiple ;
- la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est parfaite ;
- le signal émis  $s(t)$  est constitué d'impulsions étroites (chacune confinée dans un intervalle donné) et orthogonales.  $M$  formes d'onde  $s_m(t)$ ,  $m = 1, \dots, M-1$ , peuvent être émises et sont telles que

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} \psi_k(t), t \in [0, T] \quad (\text{B3.1})$$

où les fonctions  $\psi(t)$  sont orthogonales et les coefficients  $s_{mk}$  sont définis par

$$s_{mk} = \int_0^T s_m(t) \psi_k(t) dt, k = 0, \dots, N-1 \quad (\text{B3.2})$$

et l'énergie des composantes  $s_m(t)$  est donnée par

$$E_m = \int_0^T |s_m(t)|^2 dt = \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2, \forall m = 0, \dots, M-1 \quad (\text{B3.3})$$

- le signal reçu est composé du signal émis atténué (signal utile) et d'un bruit blanc gaussien  $n(t)$  de moyenne nulle et de variance  $N_0$ . Son expression est donnée par la relation suivante :

$$r(t) = \alpha s(t - \tau) + n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha s_{mk} \psi_k(t) + n(t), t \in [0, T] \quad (\text{B3.4})$$

où  $\alpha$  correspond à l'atténuation du signal émis.

Le récepteur optimal est composé, comme la figure suivante l'illustre (Fig. B3.1), d'un corrélateur dont le rôle est de convertir le signal reçu en un ensemble de variables de décision noté  $\{Z\}$  et d'un détecteur qui décide à partir de  $\{Z\}$  quelle est l'information transmise.

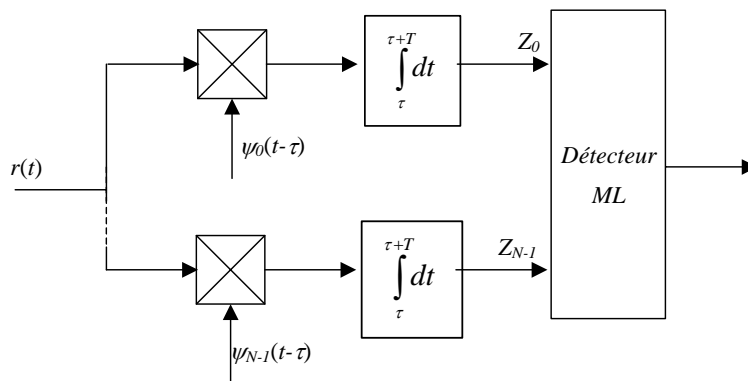


Fig. B3.1. Principe du détecteur

Le signal obtenu en sortie d'une branche du corrélateur s'écrit :

$$Z_i = \int_{\tau}^{\tau+T} r(t) \psi_i(t-\tau) dt = \alpha s_{mi} + n_i, \quad i = 1, \dots, N-1 \quad (\text{B3.5})$$

Le détecteur est basé sur le critère du maximum de vraisemblance. Parmi les  $M$  formes possibles, il sélectionne celle qui maximise la probabilité conditionnelle  $p(\mathbf{Z}|s_m(t))$ . Autrement dit, le signal  $s_m(t)$  sélectionné est caractérisé par un ensemble de coefficients  $s_m = \{s_{m0}, \dots, s_{m(N-1)}\}$  qui est le plus proche de l'ensemble  $\{\mathbf{Z}\}$ . Par application du critère du maximum de vraisemblance, la fonction suivante (erreur quadratique moyenne) est minimisée.

$$e(r(t), s_m) = \sum_{k=0}^{N-1} (Z_k - s_{mk})^2 = \sum_{k=0}^{N-1} Z_k^2 - 2 \left( \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2 \right) \quad (\text{B3.6})$$

La forme d'onde qui maximise  $p(\mathbf{Z}|s_m(t))$  est celle qui maximise la métrique de corrélation  $C$  définie par :

$$C(r(t), s_m) = \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k - \frac{E_m}{2} = \int_{\tau}^{\tau+T} r(t) s_m(t) dt - \frac{E_m}{2} \quad (\text{B3.7})$$

en tenant compte de l'égalité suivante :

$$\sum_{i=0}^{N-1} s_{mi} Z_i = \sum_{i=0}^{N-1} s_{mi} \int_{\tau}^{\tau+T} r(t) \psi_i(t-\tau) dt = \int_{\tau}^{\tau+T} r(t) \sum_{i=0}^{N-1} s_{mi} \psi_i(t-\tau) dt$$

Ainsi le principe du détecteur optimal est celui illustré ci-dessous (Fig. B3.2). Le signal reçu  $r(t)$  est intercorrélé avec les  $M$  formes émises possibles  $s_m(t)$ , l'énergie divisée par deux ( $E_m$ ) est soustrait à chaque sortie du corrélation et parmi les  $M$  résultats obtenus le plus grand donne le symbole estimé.

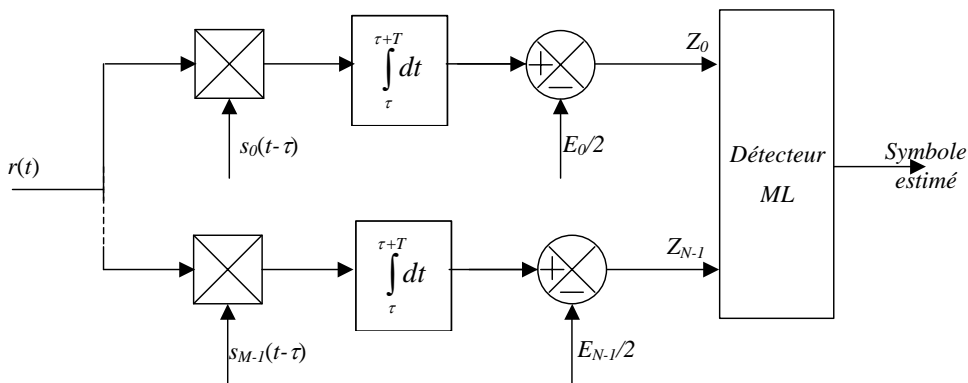


Fig. B3.2. Principe du récepteur optimal dans le cas de canaux AWGN

#### a) Application à la modulation PPM binaire orthogonale ( $M = 2$ )

Les mêmes hypothèses que précédemment sont faites et nous appliquons le principe du récepteur optimal dans le cas d'une modulation PPM binaire orthogonale. Le signal  $s_m(t)$  s'écrit alors :

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t), & \text{pour } b = 0 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t), & \text{pour } b = 1 \end{cases} \quad (\text{B3.8})$$

avec  $p_1(t) = p_0(t - \varepsilon)$  où  $\varepsilon$  correspond à un décalage temporel et où  $E_{TX}$  correspond à l'énergie transmise.

Si  $\varepsilon > T_m$  (durée d'une impulsion), alors un jeu de fonctions orthogonales peut être constitué et  $s_m(t)$  peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s_m(t) = s_{m0}p_0(t) + s_{m1}p_1(t), m = 0,1 \quad (\text{B3.9})$$

où  $s_{00} = s_{11} = \sqrt{E_{TX}}$  et  $s_{01} = s_{10} = 0$ .

Dans ce cas, le récepteur optimal présente la structure suivante (Fig. B3.3).

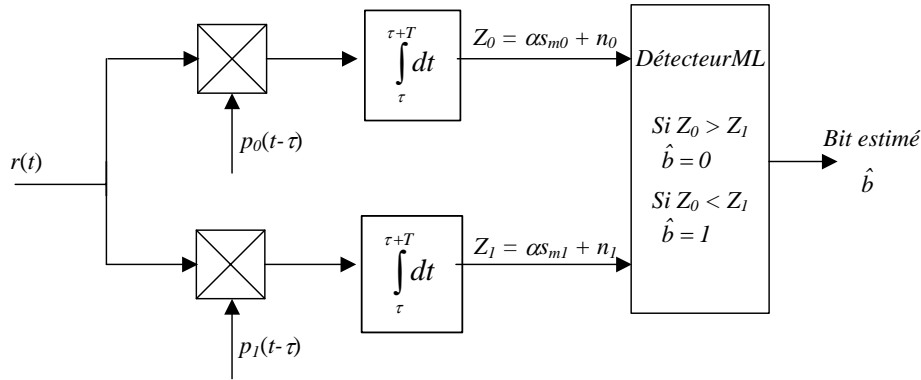


Fig. B3.3. Récepteur optimal pour une modulation PPM binaire orthogonale

Si un code TH est utilisé, il suffit de rajouter le décalage temporel correspondant dans les signaux utilisés au niveau du corrélateur.

D'autre part, il est également possible de réduire la complexité du récepteur en utilisant un seul corrélateur (Fig. B3.4). Le signal de référence utilisé dans le corrélateur est alors modifié en conséquence et devient :

$$p_0(t - \tau - c_j T_C) - p_1(t - \tau - c_j T_C - \varepsilon) \quad (\text{B3.10})$$

Ce signal est appelé généralement masque de corrélation (ou « *template* »).

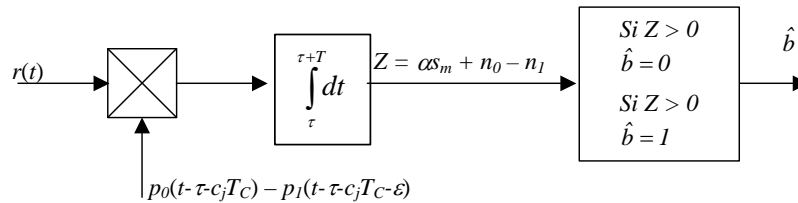


Fig. B3.4. Récepteur optimal simplifié ( modulation PPM binaire orthogonale)

Si les bits transmis sont équiprobables et indépendants, la probabilité d'erreur moyenne pour le récepteur optimal est donné par :

$$P_e = \text{Prob}(x > \sqrt{E_{RX}}) \quad (\text{B3.11})$$

où la variable  $x$  est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance  $N_0$  ( $n_0$  et  $n_1$  étant des variables aléatoires gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées). En effet :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \text{Prob}(Z > 0 | b = 1) + \frac{1}{2} \text{Prob}(Z < 0 | b = 0) = \text{Prob}(Z < 0 | b = 0) \\ &= \text{Prob}(\alpha\sqrt{E_{TX}} + n_0 - n_1 < 0) = \text{Prob}(\sqrt{E_{RX}} + n_0 - n_1 < 0) \\ &= \text{Prob}(n_1 - n_0 > \sqrt{E_{RX}}) = \text{Prob}(x > \sqrt{E_{RX}}) \end{aligned}$$

De (B3.11) se déduit alors classiquement l'expression de la probabilité d'erreur moyenne donnée par l'expression suivante :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_{RX}}{2N_0}} \right) \quad (\text{B3.12})$$

où la fonction « erfc » usuelle dans ces circonstances est définie par :

$$\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{+\infty} \exp(-\xi^2) d\xi \quad (\text{B3.13})$$

*b) Application à la modulation PPM binaire NON orthogonale (M = 2)*

Pour une modulation PPM binaire non orthogonale, la structure du récepteur est inchangée par rapport au cas précédent (Fig. B3.4). Seulement la sortie du corrélateur s'écrit :

$$Z = \alpha s_m + n_0 - n_1 \quad (\text{B3.14})$$

avec

$$s_m = \begin{cases} s_0 = +\sqrt{E_{TX}} (1 - R_0(\varepsilon)), \text{ pour } b = 0 \\ s_1 = -\sqrt{E_{TX}} (1 - R_0(\varepsilon)), \text{ pour } b = 1 \end{cases} \quad (\text{B3.15})$$

où  $R_0(t)$  est la fonction d'autocorrélation de l'impulsion  $p_0(t)$ . La probabilité d'erreur moyenne est alors donnée par :

$$P_e = \operatorname{Pr ob} \left( x > \sqrt{E_{RX}} (1 - R_0(\varepsilon)) \right) \quad (\text{B3.16})$$

d'après le calcul suivant :

$$\begin{aligned} P_e &= \operatorname{Pr ob} (Z < 0 | b = 0) = \operatorname{Pr ob} \left( \sqrt{E_{RX}} (1 - R_0(\varepsilon)) + n_0 - n_1 < 0 \right) \\ &= \operatorname{Pr ob} (n_1 - n_0 > \sqrt{E_{RX}} (1 - R_0(\varepsilon))) = \operatorname{Pr ob} \left( x > \sqrt{E_{RX}} (1 - R_0(\varepsilon)) \right) \end{aligned}$$

La variable  $x$  est toujours égale à la somme de deux variables aléatoires gaussiennes identiquement distribuées mais ici non indépendantes statistiquement.  $x$  est donc une variable aléatoire gaussienne de valeur moyenne nulle et de variance telle que :

$$\sigma_x^2 = 2\sigma_{n_0}^2 + 2 \operatorname{cov}(n_1, -n_0) \quad (\text{B3.17})$$

où  $\operatorname{cov}(n_1, -n_0)$  est la covariance des variables aléatoires  $n_1$  et  $-n_0$  définie par :

$$\operatorname{cov}(n_1, -n_0) = E[-n_1 n_0] - E[n_1] E[-n_0] = -E[n_1 n_0] \quad (\text{B3.18})$$

Le calcul de la covariance donne alors le résultat suivant :

$$\operatorname{cov}(n_1, -n_0) = -\frac{N_0}{2} R_0(\varepsilon) \quad (\text{B3.19})$$

Et en conséquence, la variance de  $x$  est donnée par :

$$\sigma_x^2 = N_0 (1 - R_0(\varepsilon)) \quad (\text{B3.20})$$

La probabilité d'erreur moyenne se calcule alors facilement et s'écrit :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_{RX} (1 - R_0(\varepsilon))}{2N_0}} \right) \quad (\text{B3.21})$$

Si  $R_0(\varepsilon) = 0$ , les résultats obtenus dans le cas d'impulsions orthogonales se retrouvent.

Si  $R_0(\varepsilon) > 0$ , le récepteur montre une perte de performance et nécessite d'augmenter la puissance

de l'énergie du signal pour obtenir une probabilité identique au cas orthogonal.

Si  $R_0(\varepsilon) < 0$ , alors la performance est améliorée et cela montre le rôle important du décalage en temps  $\varepsilon$  dans la conception d'un modulateur PPM. Ainsi, le décalage optimal  $\varepsilon_{opt}$  doit satisfaire la relation suivante  $R_0(\varepsilon_{opt}) \leq R_0(\varepsilon)$  quel que soit  $\varepsilon$ .

c) *Détection par décision « soft » ou « hard »*

Dans le cas où plusieurs impulsions sont utilisées pour un symbole (ajout de redondance), la détection peut être envisagée de deux façons différentes.

Une première possibilité, détection dite « soft » est d'utiliser un masque de corrélation constitué par le train d'impulsions correspondant au symbole entier. Ainsi par exemple dans le cas d'une modulation PPM binaire avec codage TH, le signal se retrouve sous la forme suivante :

$$s_{mp}(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c), & \text{pour } b = 0 \\ \sqrt{E_{TX}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c - \varepsilon), & \text{pour } b = 1 \end{cases} \quad (B3.22)$$

$$= s_{m0} p_{mp_0}(t) + s_{m1} p_{mp_1}(t), \quad m = 0, 1$$

avec

$$\begin{cases} p_{mp_0}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c) \\ p_{mp_1}(t) = p_{mp_0}(t - \varepsilon) \end{cases} \quad (B3.23)$$

et

$$\begin{cases} s_{00} = s_{11} = \sqrt{N_s E_{TX}} = \sqrt{E_b} \\ s_{01} = s_{10} \end{cases} \quad (B3.24)$$

où  $E_b$  correspond à l'énergie par bit.

Le récepteur optimal à un corrélateur unique admet alors comme masque de corrélation le signal suivant :

$$m(t) = p_{mp_0}(t) - p_{mp_1}(t) \quad (B3.25)$$

La probabilité d'erreur moyenne est alors obtenue comme précédemment et donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_{bRX}}{2N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{N_s E_{RX}}{2N_0}} \right) \quad (B3.26)$$

Il faut à noter que si le nombre d'impulsions répétées  $N_s$  augmente, l'énergie reçue par impulsion augmente et la probabilité d'erreur diminue.

La seconde possibilité pour le détecteur est d'utiliser une détection dite « hard ». Dans ce cas, chaque impulsion est détectée de façon indépendante, et le détecteur sélectionne à la majorité parmi les  $N_s$  détections correspondant à un symbole. Il est connu que la décision « soft » donne de meilleurs résultats que la décision « hard » dans le cas d'un canal AWGN [B.5]. La décision soft/hard s'effectue par le choix du rythme (période de l'intégration et longueur/forme du masque adaptée) du récepteur RAKE :  $T_f$  (« hard »),  $N_f T_f$  (« soft »).

## Bibliographie

---

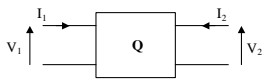
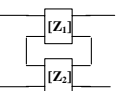
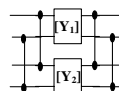
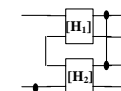
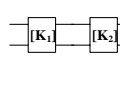
- [B.1] J. Foerster & al., “Channel modeling sub-committee report final”, Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, September 2004.
- [B.2] J. Foerster, Q. Li, “UWB channel modeling contribution from Intel”, Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Network, September 2004.
- [B.3] A.F. Molisch, J. Foerster, “Channel models for Ultrawideband personal area networks”, IEEE Wireless Communications, Vol. 10, No. 6, pp. 14-21, December 2003.
- [B.4] A. Saleh, R. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”, IEEE Journal Selected on Areas Communications, Vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, February 1987.
- [B.5] J.G. Proakis, “Digital Communications”, Mc Graw Hill International, 4<sup>o</sup> édition, 2000.

## Annexe C1. Paramètres S - Rappels

Les rappels mentionnés ci-dessous sont issus des références [C.1]-[C.4].

### C1.1. Caractérisation d'un quadripôle linéaire

Un quadripôle linéaire peut être caractérisé de plusieurs façons différentes selon le choix des grandeurs d'entrée et de sortie considérées. Le tableau suivant résume les quatre représentations matricielles (et leurs propriétés) classiquement utilisées en basses fréquences (inférieures à 100 MHz).

	Matrice impédance [Z]	Matrice admittance [Y]	Matrice hybride [H]	Matrice chaîne [K]
<b>Relation matricielle</b>	$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$
<b>Impédance d'entrée si charge <math>Z_L</math></b>	$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_L + Z_{22}}$	$Y_{in} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_L + Y_{22}}$	$Z_{in} = H_{11} - \frac{H_{12}H_{21}Z_L}{1 + H_{22}Z_L}$	$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D}$
<b>Quadripôle réciproque</b>	$Z_{12} = Z_{21}$	$Y_{12} = Y_{21}$	$H_{12} = -H_{21}$	$AD - BC = 1$
<b>Quadripôle symétrique</b>	$Z_{11} = Z_{22}$	$Y_{11} = Y_{22}$	$H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21} = 1$	$A = D$
<b>Association de quadripôles</b>	<p>Série</p>  $[Z_{eq}] = [Z_1] + [Z_2]$	<p>Parallèle</p>  $[Y_{eq}] = [Y_1] + [Y_2]$	<p>Série-Parallèle</p>  $[H_{eq}] = [H_1] + [H_2]$	<p>Cascade</p>  $[K_{eq}] = [K_1] + [K_2]$
<b>Relations de passage</b>				
<p><b>[Z]</b></p> $\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$	-	$\frac{1}{\Delta Z} \begin{pmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{Z_{22}} \begin{pmatrix} \Delta Z & Z_{12} \\ -Z_{21} & 1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{Z_{21}} \begin{pmatrix} Z_{11} & \Delta Z \\ 1 & Z_{22} \end{pmatrix}$
<p><b>[Y]</b></p> $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$	$\frac{1}{\Delta Y} \begin{pmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{11} \end{pmatrix}$	-	$\frac{1}{Y_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -Y_{12} \\ Y_{21} & -\Delta Y \end{pmatrix}$	$\frac{1}{Y_{21}} \begin{pmatrix} -Y_{22} & -1 \\ -\Delta Y & -Y_{11} \end{pmatrix}$
<p><b>[H]</b></p> $\Delta H = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$	$\frac{1}{H_{22}} \begin{pmatrix} \Delta H & H_{12} \\ -H_{21} & 1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{H_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -H_{12} \\ H_{21} & \Delta H \end{pmatrix}$	-	$\frac{1}{H_{21}} \begin{pmatrix} -\Delta H & -H_{11} \\ -H_{22} & -1 \end{pmatrix}$
<p><b>[K]</b></p> $\Delta K = AD - BC$	$\frac{1}{C} \begin{pmatrix} A & \Delta K \\ 1 & D \end{pmatrix}$	$\frac{1}{B} \begin{pmatrix} D & -\Delta K \\ -1 & A \end{pmatrix}$	$\frac{1}{D} \begin{pmatrix} B & \Delta K \\ 1 & -C \end{pmatrix}$	-

En hautes fréquences, les longueurs d'onde deviennent comparables aux dimensions des circuits ce qui interdit les hypothèses simplificatrices du formalisme employé en basse fréquence. Ceci implique que

- la mesure directe des courants et tensions n'est pas possible (étages de conversion nécessaires) ;
- à chaque mesure doit être associée un plan de référence (grandeurs pouvant varier rapidement sur quelques centimètres) ;
- les références en court-circuit sont difficiles à réaliser (rayonnement difficile à éviter).

La caractérisation des circuits électriques fait souvent appel à des grandeurs qui varient peu en fonction de la position de la sonde de mesure, ce qui est le cas de la tension et du courant aux fréquences basses. Aux fréquences plus élevées, la grandeur invariante est la puissance transportée sur la ligne (sous réserve qu'elle soit correctement dimensionnée).

La puissance transportée  $P$  sera donc la grandeur fondamentale en hyperfréquences (micro-ondes). Elle présente l'avantage de pouvoir être mesurée directement. Par contre, elle s'exprime de façon complexe en fonction des paramètres tension  $V$  – courant  $I$  par :

$$P = \frac{I}{2} R_e(VI^*) \quad (\text{C1.1})$$

Il est donc nécessaire d'introduire de nouveaux paramètres caractéristiques permettant de manipuler aisément les puissances mises en jeu et rendant mieux compte des phénomènes physiques.

## C1.2. Paramètres S

### a) Ondes incidentes et réfléchies

Soit le générateur ( $V_G, Z_0$ ) chargé par l'impédance  $Z_L$  représenté ci-dessous (Fig. C1.1).

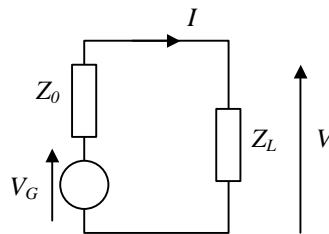


Fig. C1.1. Générateur chargé

La tension aux bornes de la charge  $V$  et le courant qui y circule s'expriment par les relations suivantes :

$$V = \frac{Z_L}{Z_L + Z_0} V_G \quad (\text{C1.2})$$

$$I = \frac{I}{Z_L + Z_0} V_G \quad (\text{C1.3})$$

Le générateur délivre sa puissance maximum s'il est chargé par son impédance conjuguée.

$$Z_L = Z_0^* \quad (\text{C1.4})$$

Alors la puissance maximum délivrée  $P_L$  est égale à :

$$P_L = \frac{|V_G|^2}{8R_0} \quad (\text{C1.5})$$

où  $R_0$  correspond à la partie réelle de l'impédance  $Z_0$ .

En supposant que tout signal électrique (tension  $V$  ou courant  $I$ ) présent sur un circuit dont les dimensions ne sont pas très grandes devant la longueur subit un phénomène de propagation, alors il est possible de le décomposer en un signal incident ( $V_I$  ou  $I_I$ ) et un signal réfléchi ( $V_R$  ou  $I_R$ ). Ainsi,

$$V = V_I + V_R \quad (\text{C1.6})$$

$$I = I_I + I_R \quad (\text{C1.7})$$

Le courant incident est défini comme le courant à l'adaptation et la tension incidente est la tension aux bornes de la charge à l'adaptation.

Ainsi, les signaux incidents et réfléchis sont reliés entre eux par l'impédance interne du



générateur tels que :

$$V_I = Z_0^* I_I \quad (\text{C1.8})$$

$$V_R = Z_0 I_R \quad (\text{C1.9})$$

L'onde incidente  $a$  et l'onde réfléchie  $b$  sont définies par :

$$a = \sqrt{\frac{Z_0 + Z_0^*}{2}} I_I = \sqrt{R_0} I_I = \frac{V_I}{\sqrt{R_0}} \quad (\text{C1.10})$$

$$b = \sqrt{\frac{Z_0 + Z_0^*}{2}} I_R = \sqrt{R_0} I_R = \frac{V_R}{\sqrt{R_0}} \quad (\text{C1.11})$$

Ce qui implique :

$$a + b = \frac{V}{\sqrt{R_0}} \quad (\text{C1.12})$$

$$a - b = \sqrt{R_0} I \quad (\text{C1.13})$$

Les ondes incidentes et réfléchies  $a$  et  $b$  ont pour dimension la racine carrée d'une puissance  $[W^{1/2}]$ .

Par ailleurs, les relations précédentes permettent de relier les grandeurs  $a$  et  $b$  à la tension et au courant par :

$$a = \frac{V + Z_0 I}{2\sqrt{R_0}} \quad (\text{C1.14})$$

$$b = \frac{V - Z_0^* I}{2\sqrt{R_0}} \quad (\text{C1.15})$$

Enfin, il faut noter que les notions présentées sont généralisables dans le cas d'un multipôle à  $N$  accès même si nous nous plaçons souvent dans le cas d'un dipôle ou d'un quadripôle.

## b) Définition des paramètres $S$

Les paramètres  $S$  relient les ondes incidentes  $a_j$  et réfléchies  $b_j$ . Ainsi au  $j^{\text{ème}}$  accès, l'onde sortante s'écrit comme une combinaison linéaire des ondes entrantes à chacun des autres accès :

$$b_j = \sum_{k=1}^N S_{jk} a_k \quad (\text{C1.16})$$

Pour un quadripôle (Fig. C1.2), les ondes incidentes ( $a_1$  et  $a_2$ ) et réfléchies ( $b_1$  et  $b_2$ ) sont ainsi reliées de la façon suivante :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (\text{C1.17})$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

avec les paramètres  $S_{ij}$  définis comme ci-dessous.

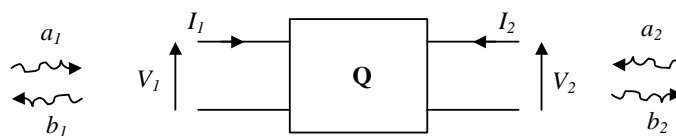


Fig. C1.2. Quadripôle : ondes incidentes et réfléchies

$S_{11}$  est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente (ou coefficient de réflexion) à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle (c'est-à-dire sortie du quadripôle adaptée).

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{C1.18})$$

$S_{21}$  est le « gain » inverse du quadripôle (ou coefficient de transmission de l'entrée à la sortie) lorsque l'onde incidente à l'accès 2 est nulle (c'est-à-dire sortie du quadripôle adaptée).

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{C1.19})$$

$S_{22}$  est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente (ou coefficient de réflexion) à la sortie du quadripôle lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle (c'est-à-dire entrée du quadripôle adaptée).

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{C1.20})$$

$S_{12}$  est le « gain » inverse du quadripôle (ou coefficient de transmission de la sortie à l'entrée) lorsque l'onde incidente à l'accès 1 est nulle (c'est-à-dire entrée du quadripôle adaptée).

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{C1.21})$$

### c) Coefficient de réflexion d'un dipôle

Dans le domaine tension-courant, un dipôle est caractérisé par son impédance  $Z$  (rapport entre tension et courant). Son équivalent dans le formalisme de paramètres  $S$  est le coefficient de réflexion  $\Gamma$  (rapport entre onde réfléchie et onde incidente). Considérons la réflexion sur un dipôle comme représenté en Fig. C1.3.

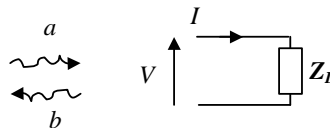


Fig. C1.3. Réflexion sur un dipôle

Le passage dans les deux domaines est immédiat. Le rapport des relations (C1.14) et (C1.15) conduit en effet à :

$$\Gamma = \frac{b}{a} = \frac{V - Z_0^* I}{V + Z_0 I} = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \quad (\text{C1.22})$$

Le coefficient de réflexion quantifie, en amplitude et en phase, l'énergie réfléchie par le dipôle.

### d) Coefficient de réflexion d'un quadripôle chargé

Le coefficient  $\Gamma_{in}$  (ou bien noté  $S'_{11}$ ) à l'entrée d'un quadripôle chargé (Fig. C1.4) par un coefficient de réflexion  $\Gamma_L$  s'écrit :

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} \text{ avec } \Gamma_L = \frac{b_2}{a_2} \quad (\text{C1.23})$$

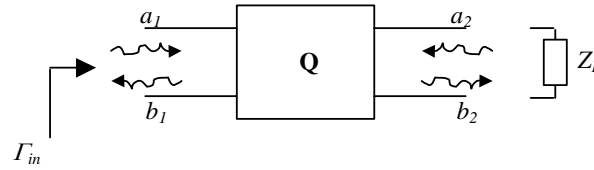


Fig. C1.4. Quadripôle chargé

De (C1.17) combiné avec la définition de  $\Gamma_L$ , l'expression du coefficient de réflexion  $\Gamma_{in}$  se déduit :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (C1.24)$$

Ainsi si la charge est adaptée (c'est-à-dire si elle ne réfléchit aucune puissance,  $\Gamma_L = 0$ ),  $\Gamma_{in}$  se réduit à  $S_{11}$ . Le second terme est un terme correctif tenant compte des réflexions en sortie.

De même, le coefficient de réflexion  $\Gamma_{out}$  (ou  $S'_{22}$ ) à la sortie d'un quadripôle dont l'entrée est  $\Gamma_G$  s'écrit :

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (C1.25)$$

### e) Définition des puissances

Pour un dipôle (Fig. C1.3), dans le formalisme d'onde la puissance délivrée est donnée par :

$$P = \frac{I}{2} (|a|^2 - |b|^2) \quad (C1.26)$$

Cette expression est à comparer avec la définition « classique » donnée par (C1.1). Elle traduit que la puissance dissipée par un dipôle est égale à la différence entre la puissance incidente et la puissance réfléchie par ce dipôle.

Pour un générateur chargé (Fig. C1.5), l'onde incidente  $a$  et l'onde réfléchie  $b$  s'écrivent :

$$a = b_G + \Gamma_G b \quad (C1.27)$$

$$b = \Gamma_L a \quad (C1.28)$$

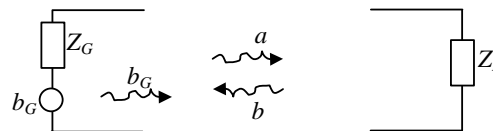


Fig. C1.5. Générateur chargé

Par définition la puissance délivrée  $P_L$  par le générateur à la charge est donnée par :

$$P_L = \frac{I}{2} |a|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (C1.29)$$

La puissance disponible  $P_{av}$  d'un générateur est la puissance maximale qu'il peut délivrer si la

charge est choisie de façon optimale (condition de transfert maximum :  $\Gamma_G = \Gamma_L^*$ ). Dans ce cas, l'onde incidente  $a$  devient :

$$a = \frac{b_G}{1 - \Gamma_G \Gamma_L} = \frac{b_G}{1 - |\Gamma_G|^2} \quad (\text{C1.30})$$

et la puissance disponible s'écrit (puissance égale à celle de (C1.5)):

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_G|^2} \quad (\text{C1.31})$$

#### f) Pertes d'insertion

Les pertes d'insertion d'un quadripôle (Fig. C1.6) sont définies comme le rapport de la puissance délivrée à la charge  $P_L$  sur la puissance disponible du générateur  $P_{av}$ .

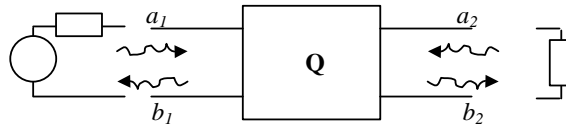


Fig. C1.6. Pertes d'insertion d'un quadripôle

La puissance délivrée  $P_L$  à la charge s'écrit :

$$P_L = \frac{1}{2} (|b_2|^2 - |a_2|^2) \quad (\text{C1.32})$$

et si la charge est adaptée à l'impédance de référence ( $\Gamma_L = 0$ ),

$$P_L = \frac{1}{2} |b_2|^2 \quad (\text{C1.33})$$

De plus si l'impédance du générateur est égale à l'impédance de référence ( $\Gamma_G = 0$ ), la puissance disponible du générateur est :

$$P_{av} = \frac{1}{2} |a_1|^2 \quad (\text{C1.34})$$

Les pertes d'insertion d'un quadripôle inséré entre deux impédances égales à l'impédance de normalisation sont donc égales à :

$$\frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |S_{21}|^2 \quad (\text{C1.35})$$

#### g) Propriétés

##### Réciprocité

Les quadripôles qui présentent un transfert énergétique interne identique dans les deux sens sont dits réciproques. La condition suivante traduit cette propriété :

$$S_{21} = S_{12} \quad (\text{C1.36})$$

En pratique tous les quadripôles passifs ne contenant pas de matériaux ferromagnétiques sont réciproques.

## Symétrie

Les quadripôles qui présentent des propriétés identiques lorsque l'entrée et la sortie sont inversées sont dits symétriques. La symétrie implique la réciprocité, mais l'inverse n'est pas vrai. Une fois les conditions de réciprocité vérifiées, se rajoutent :

$$S_{11} = S_{22} \quad (C1.37)$$

## Idéalité

Un quadripôle est dit idéal lorsqu'il ne dissipe aucune puissance de façon interne. Ainsi pour un quadripôle idéal, la non-transmission d'énergie dans une bande de fréquence donnée ne peut provenir que de la réflexion de cette puissance. Cette propriété se traduit par la relation :

$$\mathbf{S}^T \cdot \mathbf{S}^* = \mathbf{I} \quad (C1.38)$$

où  $\mathbf{I}$  correspond à la matrice unité.

A partir de cette relation, les bilans de puissance dans le sens direct et dans le sens indirect s'écrivent respectivement :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = I \quad (C1.39)$$

$$|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = I \quad (C1.40)$$

De plus, les phases de chacun des paramètres ne sont pas indépendantes car (C1.38) implique :

$$S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22} = 0 \quad (C1.41)$$

## h) Gains en puissance

Les expressions ci-dessous sont données sans démonstration. Fig. C1.7 illustre les différentes puissances mises en jeu.

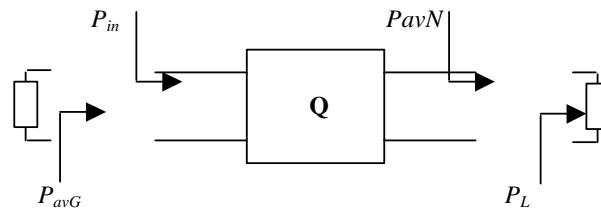


Fig. C1.7. Puissances mises en jeu

Le gain transductique  $G_T$  est défini comme le rapport de la puissance délivrée à la charge  $P_L$  sur la puissance disponible du générateur  $P_{avG}$  et peut s'exprimer par les relations suivantes :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avG}} = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G|^2} \quad (C1.42)$$

$$= \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (C1.43)$$

$$= \frac{(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (C1.44)$$

Le gain en puissance  $G_P$  représente le rapport de la puissance délivrée à la charge  $P_L$  sur la puissance entrant effectivement dans le quadripôle  $P_{in}$ .

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{I}{|I - \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(I - |\Gamma_L|^2)}{|I - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (C1.45)$$

Le gain disponible  $G_A$  se définit comme le rapport de la puissance disponible du quadripôle  $P_{avN}$  sur la puissance disponible du générateur  $P_{avG}$ .

$$G_A = \frac{P_{avN}}{P_{avG}} = \frac{(I - |\Gamma_G|^2)}{|I - S_{11}\Gamma_G|^2} |S_{21}|^2 \frac{I}{|I - \Gamma_{out}|^2} \quad (C1.46)$$

Dans ces expressions, trois termes peuvent être distingués :

- le terme  $G_0 = |S_{21}|^2$  qui représente le gain interne du quadripôle ;
- le terme  $G_I = (I - |\Gamma_G|^2) / |I - S_{11}\Gamma_G|^2$  qui traduit l'adaptation en entrée, dont la valeur maximale  $G_{Im} = I / (I - |S_{11}|^2)$  est atteinte si le quadripôle est adapté à l'entrée ( $S_{11} = \Gamma_G^*$ ) ;
- le terme  $G_2 = (I - |\Gamma_L|^2) / |I - S_{22}\Gamma_L|^2$  qui traduit l'adaptation en sortie, dont la valeur maximale  $G_{2m} = I / (I - |S_{22}|^2)$  est atteinte si le quadripôle est adapté à la sortie ( $S_{22} = \Gamma_L^*$ ).

### i) Mise en cascade de quadripôles

De part sa définition la matrice [S] n'est pas chaînable. Pour résoudre ce problème, il est possible d'introduire une matrice [T] (classiquement utilisée en optique et mécanique quantique), qui possède la propriété de pouvoir être chaînée entre plusieurs quadripôles en cascade. Par définition :

$$b_1 = T_{11}a_2 + T_{12}b_2 \quad (C1.47)$$

$$a_1 = T_{21}a_2 + T_{22}b_2$$

où les ondes incidentes ( $a_1$  et  $a_2$ ) et les ondes réfléchies ( $b_1$  et  $b_2$ ) sont celles définies précédemment (Fig. C1.2).

La relation de passage entre la matrice [S] et la matrice [T] est donnée par :

$$[T] = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{12}} & \frac{I}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (C1.48)$$

Ainsi, si deux quadripôles A et B de matrices  $[T_A]$  et  $[T_B]$  sont mis en cascade, la matrice de l'ensemble est simplement :  $[T] = [T_A][T_B]$ . La matrice [S] de ce quadripôle pouvant être retrouvée par la relation inverse de la précédente :

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ I & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{T_{22}}{T_{22}} & -\frac{T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (C1.49)$$

### C1.3. Graphe de fluence

Les graphes de fluence permettent de représenter et d'analyser le phénomène de réflexion et de transmission dans les circuits micro-ondes.

Les figures suivantes représentent les graphes de fluence d'un quadripôle caractérisé par ses paramètres  $S$ , un générateur et une charge.

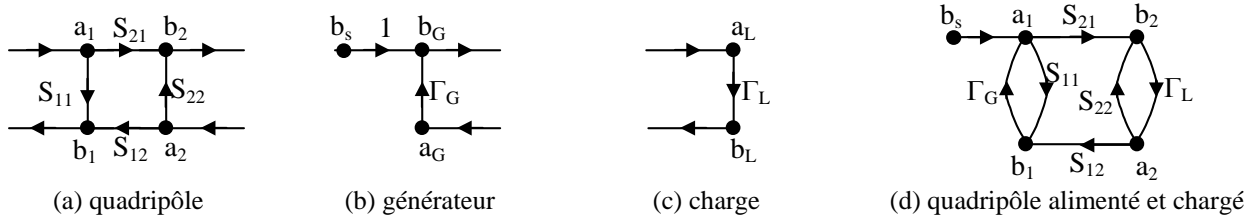


Fig. C1.8. Graphes de fluence

La règle de Mason permet de déterminer la fonction de transfert  $T$  d'une variable dépendante à une variable indépendante par la relation suivante :

$$T = \frac{C_1(1 - \sum L_1^1 + \sum L_2^1 - \dots) + C_2(1 - \sum L_1^2 + \sum L_2^2 - \dots) + \dots}{1 - \sum L_1 + \sum L_2 - \dots} \quad (C1.50)$$

Les termes  $C_i$  sont les différents chemins possibles entre la variable indépendante et la variable dépendante ; un chemin étant défini comme un circuit fermé parcouru dans le sens des flèches sans passer deux fois par le même nœud.

Les termes  $\sum L_i$  représente la somme des boucles du  $i^{\text{ème}}$  ordre. Une boucle du 1<sup>o</sup> ordre est définie comme le produit des branches rencontrées lors du parcours fermé. Une boucle du  $i^{\text{ème}}$  ordre est le produit de  $i$  boucles du 1<sup>o</sup> ordre non adjacentes.

Les termes  $\sum L_i^j$  représentent la somme des boucles d'ordre  $j$  ne touchant pas le chemin  $C_i$ .

L'application de (C1.50) au graphe de fluence représentée en Fig. C1.8 d) conduit à :

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{S_{11}(1 - S_{22}\Gamma_L) + S_{21}\Gamma_L S_{22}}{1 - (S_{11}\Gamma_S + S_{22}\Gamma_L + S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S) + S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L} \quad (C1.51)$$

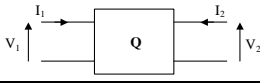
avec  $C_1 = S_{11}$ ,  $C_2 = S_{21}\Gamma_L S_{12}$ ,

$$\sum L_1 = (\Gamma_S S_{11}) + (S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_S), \quad L_2 = S_{11}\Gamma_S S_{22}\Gamma_L,$$

$$\sum L_1^1 = \Gamma_L S_{22}, \quad \sum L_1^2 = 0 \quad \text{et} \quad \sum L_2^1 = 0$$

### C1.4. Relations de passage

Des paramètres  $S$ , il est possible de déduire les autres paramètres par les relations de passage appelées ci-dessous. Par ailleurs, l'inverse est également possible.

	<b>Matrice impédance</b> <b>[Z]</b>	<b>Matrice admittance</b> <b>[Y]</b>	<b>Matrice chaîne</b> <b>[K]</b>
<b>Relation de passage</b>	$[Z] = ([I] + [S])([I] - [S])^{-1}$ $Z_{11} = \frac{(I + S_{11})(I - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(I - S_{11})(I - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(I - S_{11})(I - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(I - S_{11})(I - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Z_{22} = \frac{(I - S_{11})(I + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(I - S_{11})(I - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$[Y] = ([I] - [S])([I] + [S])^{-1}$ $Y_{11} = \frac{(I - S_{11})(I + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(I + S_{11})(I + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(I + S_{11})(I + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(I + S_{11})(I + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$ $Y_{22} = \frac{(I + S_{11})(I - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(I + S_{11})(I + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$A = \frac{(I + S_{11})(I - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $B = \frac{(I + S_{11})(I + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $C = \frac{(I - S_{11})(I - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ $D = \frac{(I - S_{11})(I + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$



## Annexe C2. Antennes UWB - Conception et exemples de réalisation

### C2.1. Généralités à propos de la conception (et vocabulaire associé)

L'objectif de ce paragraphe est de présenter quelques propriétés physiques des antennes et le vocabulaire correspondant. Les illustrations s'appuient sur une antenne conçue au LCIS et utilisée dans les différentes études, antenne que nous avons nommée « Choi\_U ».

Les antennes intégrées (ou imprimées) ont vu le jour d'un point de vue conceptuel en 1953 mais sont apparues seulement dans les années 1970 avec les progrès réalisés sur les techniques de circuits imprimés. Elles sont plutôt de petite taille, appréciées pour leurs fréquences de fonctionnement qui atteint voire dépasse le giga-Hertz et aujourd'hui sont présentes dans de nombreuses applications (voitures, téléphones, satellites, missiles, etc.).

Elles se divisent en deux types appelés monopôles et dipôles. Les dipôles sont constitués de deux éléments radiatifs symétriques et sont alimentés en différentiel. Les monopôles possèdent un élément radiatif et un plan de masse (servant comme référence). Ils présentent l'avantage d'être alimentés avec un signal référencé et de présenter une taille plus petite que les dipôles. Par ailleurs, les monopôles et les dipôles peuvent présenter une géométrie 2D ou 3D. Les antennes 3D présenteront plus facilement un rayonnement omnidirectionnel mais au prix d'un encombrement plus important. Les antennes 2D imprimées peuvent être planaires (élément radiatif et plan de masse sur chacune des faces du PCB, *Printed Circuit Board*) ou coplanaires (élément radiatif et plan de masse situé d'un même côté du PCB). Fig. C2.1 illustre la structure d'une antenne monopôle planaire. Elle est constituée par plusieurs éléments décrits ci-dessous.

Le **substrat** est caractérisé par sa constante diélectrique et son épaisseur. Il en existe diverses sortes, l'un des plus standard est le « FR4 » qui présente une constante diélectrique de type verre époxy égale à 4,4 environ.

La **ligne d'alimentation** par laquelle l'excitation est appliquée à l'antenne. Cette ligne doit être adaptée au circuit qui alimente l'antenne, c'est-à-dire que son impédance soit égale à celle de sortie du générateur, généralement égale à  $50 \Omega$ . L'impédance de la ligne dépend de la distance qui la sépare du plan de masse (ici épaisseur du substrat), de la constante diélectrique du substrat et de la géométrie de la ligne (ici sa largeur).

L'**élément radiatif** (ou forme rayonnante) est communément appelé « patch » et constitue l'élément principal de l'antenne. Il doit réaliser l'adaptation entre les impédances de la ligne de transmission ( $50 \Omega$ ) et de l'air ( $377 \Omega$ ), mais aussi garantir peu de réflexion au niveau des différentes transitions. Pour cela, il peut présenter n'importe quelle forme. Afin de faciliter les études analytiques des formes régulières sont souvent rencontrées : carrées, rectangulaires, circulaires, triangulaires, elliptiques, etc. Cependant, un profil monotone (sans rupture ni angle) permettra d'obtenir une meilleure circulation du flux d'énergie et ainsi minimiser la puissance réinjectée dans l'antenne. Dans l'exemple proposé, le monopôle ne vérifie pas cette propriété puisqu'il est initialement de forme carrée. Le découpage des angles inférieurs est présent pour améliorer les transitions.

Le **plan de masse** sert à référencer le signal par rapport à l'air par effet capacitif. Sa forme agit également sur l'adaptation.

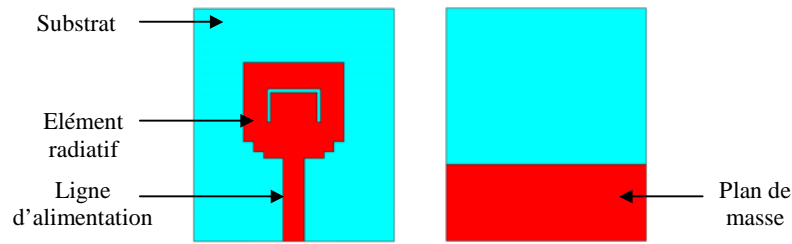


Fig. C2.1. Exemple de la structure d'une antenne monopôle planaire

## C2.2. Challenges de la conception

La principale difficulté pour concevoir une antenne UWB vient directement de sa bande de fonctionnement parce que les contraintes classiques d'adaptation et de transmission de l'énergie énoncées ci-dessus, doivent être vérifiées sur l'ensemble de la bande de fonctionnement de l'antenne. De plus, la taille de l'antenne entraîne également plusieurs difficultés. Classiquement pour dimensionner une antenne, il faut s'accorder sur la fréquence la plus basse  $f_{min}$  à transmettre. Une règle pour déterminer la plus grande côte de l'antenne  $D$  est la suivante :

$$D = \frac{\lambda_{max}}{4} = \frac{c}{4f_{min}} \quad (C2.1)$$

où  $\lambda_{max}$  est la longueur d'onde correspondant à  $f_{min}$  et  $c$  la célérité de la lumière. Ainsi pour émettre une fréquence égale à  $3\text{ GHz}$ , l'antenne présente au moins une dimension égale à  $25\text{ mm}$ .

Mais la petite taille de l'antenne est aussi une limitation à l'élargissement de bande (critère de Chu-Wheeler). En effet, pour une petite antenne seuls les modes sphériques d'ordre les plus faibles du rayonnement électromagnétique sont susceptibles de se coupler aux courants de l'antenne et donc de contribuer au rayonnement ; et ces modes présentent un fort facteur de qualité et sont donc peu favorables à l'obtention d'une large bande. Enfin, les antennes sont également plus directives à hautes qu'à basses fréquences. Pour les rendre plus omnidirectionnelles, il faudrait diminuer leur taille et cela conduit à une contradiction avec ce qui précède.

La conception des antennes UWB est donc plus délicate que pour des antennes à bande limitée. Il est nécessaire de fixer convenablement les performances à atteindre tout en tenant compte des contraintes d'utilisation des antennes pour arriver au meilleur compromis possible.

## C2.3. Aperçu de quelques antennes UWB

D'une façon générale, les antennes peuvent être classées en trois catégories en fonction de leur comportement vis-à-vis de la fréquence : les antennes bande étroite, les antennes indépendantes de la fréquence et les antennes UWB. Nous donnons un aperçu des deux dernières catégories.

Les antennes indépendantes de la fréquence sont issues du principe d'équivalence de Babinet<sup>1</sup> et de la théorie de Rumsey<sup>2</sup>. Ces antennes présentent des structures équi-angulaires et log-périodiques

<sup>1</sup> Le produit des impédances d'entrée  $Z_1$  et  $Z_2$  de deux antennes planaires complémentaires est égal à un quart du carré de l'impédance caractéristique  $\eta$  de l'espace libre, soit :  $Z_1 Z_2 = \eta^2 / 4$ .

<sup>2</sup> Une antenne dont la géométrie est décrite par une expression fonction seulement des angles en coordonnées sphériques est indépendante de la fréquence.

(Fig. C2.2). Elles possèdent de très large bande passante<sup>3</sup> (BP > 150 %) et des impédances d'entrée fonction de leur géométrie (de 50 à 200  $\Omega$ ). Elles présentent un rayonnement unidirectionnel ou bidirectionnel dispersif et elles peuvent être réalisées en technologie imprimée. Leur taille fixe les limites basses de la bande passante et dépend du substrat utilisé. Pour les applications UWB, ces antennes présentent les inconvénients d'être dispersives et souvent de taille assez importante.



a) Antenne spirale conique



b) Antenne spirale logarithmique



c) Antenne log-périodique trapézoïdale

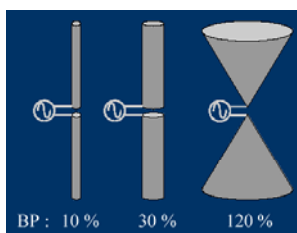
Fig. C2.2. Exemples d'antennes UWB indépendantes de la fréquence

Les antennes « cornet » TEM sont des antennes directives de référence pour les applications UWB (Fig. C2.3). Elles opèrent dans de larges bandes de 1 à 20 GHz dans lesquelles leur gain est étalonné en fonction de la fréquence. Antennes optimales pour transmettre et recevoir des impulsions large bande, elles sont très utilisées pour réaliser des mesures et caractériser d'autres types d'antennes.

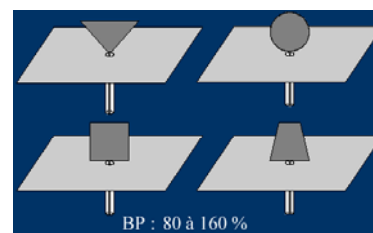


Fig. C2.3. Exemple d'antenne cornet TEM

Des antennes « élémentaires » qui sont chargées résistivement et dont la surface est augmentée peuvent offrir également de grandes bandes passantes au détriment respectivement de leur efficacité et de leur encombrement (Fig. C2.4). Elles présentent les principales caractéristiques suivantes : une bande passante qui peut atteindre jusqu'à 160 %, un rayonnement omnidirectionnel et peu dispersif, des structures tri-dimensionnelles.



a) Dipôles et bicône



b) Monopôles triangulaire, circulaire, carré, et trapézoïdal

Fig. C2.4. Exemples d'antennes UWB élémentaires

Les antennes à transition progressive (Fig. C2.5) présentent une bande passante qui est typiquement supérieure à 120 %. Elles sont constituées avec une forme évasive afin de s'adapter progressivement à l'impédance de l'espace libre. Elles sont adaptables à 50  $\Omega$  et leur rayonnement est généralement directif et peu dispersif.

<sup>3</sup> La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquences pour laquelle le taux d'onde stationnaire est supérieur ou égal à deux ; elle s'exprime en pourcentage par rapport à sa fréquence centrale.

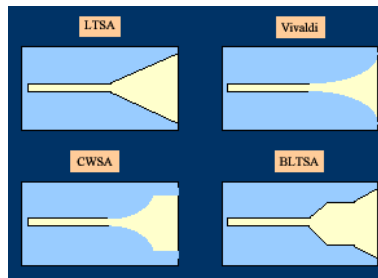


Fig. C2.5. Exemples d'antennes UWB à transition progressive

Les informations ci-dessus ont été extraites principalement de [C.5] et [C.6]. Une présentation très complète des différents types d'antennes est disponible dans [C.7] qui détaille en particulier les propriétés de dispersion et propose des règles pour concevoir des antennes peu dispersives. Par ailleurs, l'auteur de ce livre a publié de nombreux articles sur le sujet dont par exemple [C.8] qui présente des généralités sur les antennes UWB et donne quelques éléments fondamentaux sur leur conception.

## Bibliographie

---

- [C.1] P.L.D. Abrie, “Design of RF and microwave amplifiers and oscillators”, Artech House, 1999.
- [C.2] HP Hewlett Packard Company, “S-Parameter techniques for faster, more accurate network design”, Test and Measurement, Application Note 95-1, 1997.
- [C.3] L. Chusseau, “Hyperfréquence : Paramètres S – Antennes”, Centre d’Electronique et de Microélectronique de Montpellier, Université de Montpellier, Janvier 2005.
- [C.4] D. Courivaud, “Micro-ondes”, SIGTEL, Groupe ESIEE, 2002.
- [C.5] I. Opperman, M. Hämäläinen, J. Iinatti, , “UWB theory and applications”, John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [C.6] N. Fortino, G. Kossiavas, J.Y. Dauvignac, R. Staraj, C. Delaveaud, J. Keignart, “Conception d’antennes pour systèmes de communication ultra large bande”, Journée SEE, Télécommunications Ultra Large Bande, Grenoble, Octobre 2005.
- [C.7] H. G. Schantz, “The art and science of ultrawideband antennas ”, Artech House, 2005.
- [C.8] H.G. Schantz, “Introduction to Ultra-Wideband antennas”, in Proc. IEEE Conference on Ultra WideBand Systems and Technologies, Virginia, USA, November, 2003, pp. 1-9.

## Annexe D1. Extrait de l'essai de Prony

Les méthodes paramétriques modernes reposent sur des fondements introduits en 1795 par Gaspard Riche, baron de Prony, pour modéliser l'expansion de gaz par des exponentielles décroissantes. Dans son essai, Prony posait alors le problème en ces termes [D.1] :

« ... **l'explication des effets**, dont le grand avantage est de simplifier la science, et d'en coordonner les différentes parties, par l'analyse et la décomposition des phénomènes composés, a un complément essentiel dans la mesure de ces mêmes effets qui est toujours très utile, et souvent indispensable, lorsqu'on veut appliquer les découvertes théoriques aux besoins de la société. L'expérience peut seule fournir les premières données sur la **mesure des effets** physiques ; mais le calcul s'y applique ensuite avec beaucoup d'avantages, soit pour obtenir les résultats intermédiaires à ceux trouvés par le fait, soit pour en corriger les anomalies. La méthode qu'on emploie dans le cas, est connue sous le nom d'**interpolation** ; elle a pour objet de trouver une équation entre deux ou trois variables, telle que si on donne des valeurs déterminées à une ou deux de ces variables, il en résulte des valeurs pareillement déterminés pour la 2<sup>ème</sup> ou la 3<sup>ème</sup>.

Le problème considéré sous cet aspect, peut se résoudre d'une infinité de manières, parce qu'il y a une infinité de fonctions qui peuvent s'évanouir par les mêmes substitutions ; mais ce serait une grande erreur de penser que toutes ces solutions sont également applicables à un cas proposé. La nature, quoique soumise à des lois générales, vraisemblablement très simples et très peu nombreuses, a autant de modifications particulières dans ses procédés, que de variétés dans ses formes, et chaque phénomène considéré sous l'aspect mesurable se rapporte toujours à une certaine fonction qui doit le représenter exclusivement.

Le problème de l'**interpolation** a donc deux parties très distinctes ; dans l'une, on se propose de satisfaire à des nombres donnés ; dans l'autre, on cherche parmi toutes les fonctions qui remplissent cette condition, quelle est celle qui convient à l'espèce particulière des phénomènes qu'on traite.

J'ai donné, n° 19 de mes leçons d'analyse, une solution de la première partie du problème qu'on emploie très souvent, principalement comme méthode de correction ; ...

La solution de la seconde partie ne paraît pas, dans l'état actuel de nos connaissances, susceptibles d'être soumise à des règles générales, surtout lorsque les observations sont peu nombreuses, et n'embrassent pas une grande étendue ; un examen attentif de tous les détails et de la marche des expériences, des essais réitérés, l'analogie, semblent être les seuls guides qu'on ait dans cette pénible recherche ; et ces difficultés jointes à celles de la précision dans les expériences rendent les déterminations exactes des lois des phénomènes très rares en physique. ... »

## Annexe D2. Décomposition en valeurs singulières

La décomposition en valeurs singulières (SVD, *Singular Value Decomposition*) est une généralisation de la décomposition en valeurs propres pour inclure les matrices rectangulaires.

Soit  $A$  une matrice rectangulaire ( $m \times n$ ). Alors, il existe deux matrices unitaires<sup>1</sup>  $U$  ( $m \times m$ ),  $V$  ( $n \times n$ ) et une matrice  $S$  ( $m \times n$ ) telles que :

$$A = USV^H = \sum_{k=1}^p \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^H \quad (\text{D2.1})$$

avec

$$S = \begin{pmatrix} D & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & & \\ & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \sigma_p \\ & & & 0 \\ & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$S$  est la matrice des valeurs singulières.  $U$  et  $V$  sont les matrices modales. Les  $\sigma_k$  sont les valeurs singulières,  $p$  correspondant au rang de  $A$ . Elles sont ordonnées, la plus grande se trouvant dans le coin supérieur gauche de la matrice. La décomposition en valeurs singulières de  $A$  est étroitement liée à la décomposition en valeurs propres de  $A^H A$  ou  $AA^H$ . En fait, il existe les relations suivantes :

$$A^H A \mathbf{v}_k = \sigma_k^2 \mathbf{v}_k, \quad k \in [1, p] \quad (\text{D2.2})$$

$$AA^H \mathbf{u}_k = \sigma_k^2 \mathbf{u}_k, \quad k \in [1, p]$$

Les  $\mathbf{v}_k$  (resp.  $\mathbf{u}_k$ ) sont donc les vecteurs propres de  $A^H A$  (resp.  $AA^H$ ) associés aux valeurs propres  $\sigma_k$ . Autrement dit, les valeurs singulières de  $A$  sont les racines carrées (non négatives) des valeurs propres de  $A^H A$  ou  $AA^H$ . De même, il est possible de montrer que :

$$A \mathbf{v}_k = \sigma_k \mathbf{u}_k, \quad k \in [1, p] \quad (\text{D2.3})$$

$$A^H \mathbf{u}_k = \sigma_k \mathbf{v}_k, \quad k \in [1, p]$$

### Propriétés

#### a) Théorème d'Eckart et Young

Soit une matrice  $A$  ( $m \times n$ ) à approximer par une matrice  $A_r$  de rang inférieur  $r$ . Alors la matrice  $A_r$  se calcule par l'expression suivante :

$$A_r = U_r S_r V_r^H \quad (\text{D2.4})$$

<sup>1</sup> Une matrice  $A$  carrée à coefficients complexes est une matrice unitaire si elle vérifie l'une des propriétés suivantes (propriétés équivalentes) :  $A^H A = I$ ,  $AA^H = I$ ,  $A$  est inversible et  $A^{-1} = A^H$ .

où  $\mathbf{S}_r = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_r)$  est la matrice diagonale des  $r$  premières valeurs singulières,  $\mathbf{U}_r = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_r]$  et  $\mathbf{V}_r = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_r]$  sont les matrices extraites de  $\mathbf{U}$  et  $\mathbf{V}$ .

b) Relation avec les moindres carrés

Résoudre le système surdimensionné  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b}$  au sens des moindres carrés, c'est-à-dire chercher  $\mathbf{x}_{MC}$  qui minimise  $\|\mathbf{e}\| = \min \|\mathbf{A} \mathbf{x} - \mathbf{b}\|$ , revient à calculer :

$$\mathbf{x}_{MC} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{b} = \mathbf{A}^+ \cdot \mathbf{b} \quad (\text{D2.5})$$

La pseudo-inverse peut être définie à partir de la SVD de  $\mathbf{A}$  par :

$$\mathbf{A}^+ = \mathbf{U} \mathbf{S}^+ \mathbf{V}^H = \sum_{k=1}^r \frac{1}{\sigma_k} \mathbf{v}_k \mathbf{u}_k^H \quad (\text{D2.6})$$

avec

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix}$$

3) La SVD permet d'avoir accès aux quatre sous-espaces associés à  $\mathbf{A}$ . En effet, supposons que  $\mathbf{A}$  soit de rang  $r$ , sa SVD s'écrivant sous la forme :

$$\mathbf{A} = [\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 & \\ & \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \quad (\text{D2.7})$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_1 &= [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_r], & \mathbf{U}_2 &= [\mathbf{u}_{r+1}, \dots, \mathbf{u}_m], \\ \mathbf{V}_1 &= [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_r], & \mathbf{V}_2 &= [\mathbf{v}_{r+1}, \dots, \mathbf{v}_m], \\ \mathbf{S}_1 &= \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_r). \end{aligned}$$



## Annexe D3. Compléments sur les estimateurs

L'objectif de cette annexe n'est pas de présenter un cours complet sur l'estimation paramétrique, mais de proposer une approche rapide permettant d'en comprendre la problématique et ses enjeux. Des références et des indications complémentaires resituent cette présentation particulièrement dans le cadre des méthodes de Prony et Matrix Pencil.

### D3.1. Généralités

La modélisation paramétrique repose sur l'idée qu'il existe un modèle générateur qui décrit l'évolution des données observées (le signal) et elle en propose une description interne. Les modèles générateurs peuvent être très divers mais tous sont paramétrés. Autrement dit, ils incluent dans leur définition un vecteur de paramètres  $\theta$  qui permet d'ajuster le modèle au signal. L'approche repose donc sur deux étapes : le choix du modèle et l'estimation des paramètres de ce modèle.

Le choix d'un modèle en adéquation avec le signal est un problème difficile qui relève la plupart du temps d'une expertise plutôt que d'une démarche théorique parce qu'il n'existe pas de solution générale au problème.

L'estimation paramétrique consiste alors à déterminer un estimateur  $\hat{\theta}$  de  $\theta$  à partir des données observées.

Par exemple dans le cas des méthodes de Prony et Matrix Pencil, le modèle est un modèle exponentiel et le vecteur de paramètres est un quadruplet qui s'écrit sous la forme suivante :  $\theta_n = (\alpha_n, f_n, G_n, \varphi_n)$  avec  $n = 1, \dots, N$  et  $N$  l'ordre du modèle.

### D3.2. Propriétés d'un estimateur

Un *estimateur* est dit *consistant* si l'estimation est exacte lorsque le nombre d'observations tend vers l'infini. Les propriétés d'un estimateur sont évaluées par son biais  $B(\hat{\theta})$  et sa variance  $\text{var}(\hat{\theta})$ .

Le *biais* d'estimation indique la valeur moyenne de l'erreur d'estimation  $e = \hat{\theta} - \theta$  et est défini par :

$$B(\hat{\theta}) = E[\hat{\theta}] - \theta \quad (\text{D3.1})$$

où l'opérateur  $E[\cdot]$  est l'espérance mathématique. L'*estimateur* est dit *non biaisé* si le biais est nul.

La *variance* de l'estimateur s'interprète comme la mesure des fluctuations autour de sa moyenne. Elle indique donc la dispersion possible des valeurs autour de  $E[\hat{\theta}]$ . Elle est définie par l'expression suivante :

$$\text{var}(\hat{\theta}) = E\left[(\hat{\theta} - E[\hat{\theta}])^2\right] \quad (\text{D3.2})$$

Il existe une variance minimale théorique appelée borne de Cramer-Rao pour tout estimateur non biaisé d'un paramètre donné. La variance est donc toujours supérieure ou égale à cette limite. Un *estimateur* est dit *efficace* si sa variance est égale à la borne de Cramer-Rao.

En général, il est malheureusement impossible de calculer analytiquement le biais et la variance. Cependant certains résultats asymptotiques ont pu être obtenus grâce à la théorie des perturbations. Dans le cas des méthodes qui nous intéressent, il faut noter les points suivants.

Avec soit l'hypothèse d'un nombre infini d'informations ( $K \rightarrow +\infty$ ) soit l'hypothèse d'un rapport

signal à bruit infini ( $RSB \rightarrow +\infty$ ) il a été démontré que la méthode de Prony était non biaisée et sa variance a été calculée [D.2]-[D.3]. La méthode de Prony s'avère très inefficace au sens statistique du terme car sa variance est très supérieure aux bornes de Cramer-Rao et de plus augmente plus vite que les bornes de Cramer-Rao lorsque le rapport signal à bruit augmente.

Les travaux présentés dans [D.4] ont montré que l'estimateur Matrix Pencil est non biaisé au premier ordre, qu'il est consistant et présente de meilleures performances en terme de variance que les méthodes polynomiales. Sa variance peut être déterminée analytiquement lorsque l'ordre est égal à un et estimée numériquement dans un cas général.

### D3.3. Théorème de Cramer-Rao

Le théorème de Cramer-Rao s'énonce de la façon suivante. Si  $\hat{\theta}$  est un estimateur non biaisé de  $\theta$ , alors la matrice de covariance  $C$  de  $\hat{\theta}$  est minimisée par l'inverse de la matrice de Fisher, soit :

$$C = E\left[(\hat{\theta} - \theta)(\hat{\theta} - \theta)^H\right] \geq J^{-1} \quad (D3.3)$$

où l'opérateur «<sup>H</sup>» désigne la transposition-conjugaison.

Ainsi, (D3.3) montre en particulier l'existence d'une borne inférieure pour la variance de l'estimateur  $\hat{\theta}_i$  telle que :

$$\text{var}(\hat{\theta}_i) \geq (J^{-1})_{ii} \quad (D3.4)$$

La borne inférieure de la variance du paramètre  $\hat{\theta}_i$  est la borne de Cramer-Rao relative à ce paramètre. D'une façon générale, les bornes d'estimation de Cramer-Rao pour l'ensemble des paramètres scalaires s'obtiennent en trois étapes : calcul de la matrice de Fisher, inversion de cette matrice et extraction des éléments diagonaux.

La définition de la matrice d'information de Fisher  $J$  (rappelée ci-dessous) indique que cette borne est fonction de la densité de probabilité du vecteur d'observations  $p_\theta(y)$  où  $y$  est un vecteur aléatoire de dimension  $K$  qui représente les données issues de l'expérience.

$$J(\theta) = E\left[\frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \log(p_\theta(y)) \right)\right] \quad (D3.5)$$

Ainsi les différentes études qui s'intéressent à la qualité des estimateurs utilisent très fréquemment la limite inférieure de la variance donnée par la borne de Cramer-Rao. Dans le cas où le modèle est constitué d'une somme d'exponentielles amorties complexes, [D.5] propose notamment un développement permettant de calculer la borne de Cramer-Rao dans le cas général et en donne une expression analytique dans le cas d'une seule composante.

### D3.4. Estimation de l'ordre de modélisation

L'ensemble des méthodes de modélisation paramétrique repose sur une connaissance a priori de l'ordre du modèle  $N$ . Cependant en pratique, il n'est généralement pas connu et il est donc nécessaire de l'estimer préalablement. De nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature. Les plus classiques sont la méthode du maximum de vraisemblance et les critères issus de la théorie de l'information.

La méthode du maximum de vraisemblance consiste à évaluer l'énergie de chaque composante calculée à partir des amplitudes et des phases obtenues par une technique de moindres carrés linéaires. Si le rapport signal à bruit est important, alors il est possible de distinguer facilement les composantes signal des composantes bruit.

Le plus ancien des critères de sélection d'ordre est le critère AIC (*Akaike's Information-theoretic Criterion*) développé par Akaike [D.6] dans le cas de la modélisation AR. En partant du constat que la variance de l'erreur de prédiction diminue toujours lorsque l'ordre de prédiction augmente, l'idée est de chercher le nombre de coefficients du modèle à partir duquel en ajouter un autre ne réduit pas sensiblement la variance d'erreur. En particulier le critère AIC s'écrit :

$$AIC(N) = K \log(\text{var}(\varepsilon)) + 2N \quad (\text{D3.6})$$

où  $N$  est l'ordre de prédiction,  $K$  le nombre de données et  $\varepsilon$  l'erreur de prédiction.  $AIC(N)$  est la somme d'une fonction décroissante de  $N$  et d'une fonction croissante. L'ordre du modèle sera estimé au minimum de la valeur du critère AIC.

Les critères les plus connus hormis le critère AIC sont le MDL (*Minimum Description Length*), le CAT (*Criterion Autoregressive Transfert*) et le FPE (*Final Prediction Error*). Ils sont en général exprimés en terme de variance d'erreur de prédiction ou de fonction log-vraisemblance.

A partir de cette dernière formulation, Wax et Kailath ont proposé une expression du AIC et du MDL pour estimer le nombre de composantes dans un signal multiple [D.7]. Ces deux méthodes consistent à minimiser une fonction de coût composée d'un premier terme commun et d'un second terme qui constitue un terme de pénalisation telle que :

$$AIC(N) = -M(K - N) \ln(\mathfrak{R}(N)) + N(2K - N) \quad (\text{D3.7})$$

$$MDL(N) = -M(K - N) \ln(\mathfrak{R}(N)) + \frac{1}{2} N(2K - m) \ln(M) \quad (\text{D3.8})$$

où  $M$  est le nombre de vecteurs d'observations.

La quantité  $\mathfrak{R}(N)$  s'exprime en terme de valeurs propres  $\lambda_i$  de la matrice d'autocorrélation des données comme le rapport de leur moyenne géométrique et de leur moyenne arithmétique :

$$\mathfrak{R}(N) = \frac{\left( \prod_{i=N+1}^K \lambda_i \right)^{\frac{1}{K-N}}}{\frac{1}{K-N} \sum_{i=N+1}^K \lambda_i} \quad (\text{D3.9})$$

Ces critères conduisent à maximiser le rapport de la moyenne géométrique des valeurs propres de l'espace bruit sur leur moyenne arithmétique. Or ce rapport est égal à un lorsque toutes ces valeurs propres sont égales ; il mesure donc la blancheur du bruit. Le terme de pénalisation permet d'éviter de surestimer  $N$ . Dans le cas où le bruit est coloré, ces méthodes tendent à surestimer l'ordre du modèle.

Ces critères reposent donc sur la similarité des valeurs propres dans l'espace bruit et non sur l'existence d'une cassure entre les espaces signal et bruit. Ainsi, une autre manière de distinguer ces différentes composantes est de considérer l'ordre de grandeur des valeurs singulières de la matrice de données : les valeurs les plus fortes correspondant à du signal et une variation importante traduit le passage entre les valeurs signal et les valeurs bruit.

## Bibliographie

---

- [D.1] G. Riche de Prony, “Essai expérimental et analytique sur les lois de la dilatabilité de fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur d’eau et de la vapeur d’alkool, à différentes températures”, Journal de l’Ecole Polytechnique Floréal et Plairial, an III (1795), Vol. 1, Cahier 22.
- [D.2] P. Stoica, A. Nehorai, “Study of the statistical performance of the Pisarenko harmonic decomposition method”, IEE Proceedings Radar and Signal Processing, Vol. 135, No. 2, pp. 161-168, April 1988.
- [D.3] A. Kot, S. Parthasarathy, D. Tufts, R. Vaccaro, “The statistical performance of state-variable balancing and Prony’s method in parameter estimation”, in Proc. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, April 1987, Vol.12, pp. 1549-1552.
- [D.4] Y.Hua, T.K. Sarkar, “Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise”, IEEE Transactions on Acoustics, Vol. 38, No. 5, pp. 814-824, May 1990.
- [D.5] R. Kumaresan, R.W. Tufts, “Estimation the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise”, IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 30, No. 6, pp. 833-840, December 1982.
- [D.6] H. Akaike, “Information theory and an extension of the maximum likelihood principle”, in Proc. 2<sup>nd</sup> International Symposium on Information Theory, 1973.
- [D.7] M. Wax, T. Kailath, “Detection of signals by information theoretic criteria”, IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 32, No. 2, pp. 387-392, 1985.

*Repose-toi d'avoir bien fait,  
et laisse les autres dire de toi ce qu'ils veulent*  
Pythagore

## Liste des Publications



\* : en relation directe avec les travaux de recherche présentés dans cette thèse

\*\* : autres collaborations de l'équipe sur la technologie UWB

### Revue internationale à comité de lecture

\***Y. Duroc**, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "UWB Antennas : Systems with transfer function and impulse response", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 5, May 2007.

\***Y. Duroc**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Realistic and effective modeling of ultra wideband antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, publication acceptée.

\***Y. Duroc**, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "On the modelization of Ultra-Wideband antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, publication acceptée sous réserve de révisions mineures.

\*\*T.P. Vuong, A. Ghiotto, **Y. Duroc**, S. Tedjini, "Design and characteristics of a small U-slotted planar antenna for IR-UWB", Microwave and Optical Technology Letters, publication acceptée.

*En soumission*

\***Y. Duroc**, A. Ghiotto, T.P. Vuong, S. Tedjini, "On the characterization of Ultra-Wideband antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, soumis en décembre 2006.

### Congrès internationaux avec comité de sélection et actes

\***Y. Duroc**, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Realistic modeling of antennas for ultra wideband systems", IEEE Radio and Wireless Symposium, San Diego, US, janvier 2006, (sessions orale et poster - « *Student Paper Finalist* »).

\*\*A. Serres, **Y. Duroc**, T.P. Vuong, J.E.P. de Farias, G. Fontgalland, "A new simple UWB monocycle pulse generator", IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, France, décembre 2006 (session orale).

\*\*T.P. Vuong, **Y. Duroc**, S. Tedjini, G. Fontgalland, "Co-design planar antenna for UWB", Progress In Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, 2006 (session poster).

\*\*T.P. Vuong, **Y. Duroc**, D. Bechevet, F. Roudet, S. Tedjini, G. Fontgalland, "Conception d'une antenne ultra large bande", 18ème colloque international Optique Hertzienne et Diélectrique, Hammamet, Tunisie, septembre 2005 (session orale).

*En soumission*

\***Y. Duroc**, R. Khouri, V. Beroulle, T.P. Vuong, S. Tedjini, "Considerations on the Characterization and the Modelization of Ultra-Wideband Antennas", IEEE International Conference on UWB, septembre 2007.

### Congrès internationaux avec comité de sélection et actes

\*\*J.E.P. de Farias, A. Serres, G. Fontgalland, **Y. Duroc**, T.P. Vuong, "Gerardor de pulsos monociclo para um sistema radio UWB", XXII Symposio Brasileiro de telecomunicacoes, Campinas, Brasil, 2005 (session orale).

\***Y. Duroc**, T.P. Vuong, R. Khouri, V. Beroulle, S. Tedjini, "Modélisation des antennes UWB et co-design", Séminaire à l'Ecole d'automne ULB, GdR Ondes, Valence, octobre 2006.



## **Contribution au développement de modèles orientés système pour les antennes des communications Ultra Large Bande**

### **Mots-clés :**

Antennes, fonction de transfert, modélisation paramétrique, radio impulsionnelle, réponse impulsionnelle, systèmes de communications, technologie Ultra Large Bande (ULB).

### **Résumé :**

L'Ultra Large Bande constitue une technologie très prometteuse pour les futures communications sans fil à courte distance : débits très importants et fonctionnalités de localisation.

Dans cette thèse, nous nous intéressons aux antennes ULB et plus particulièrement à leur caractérisation et modélisation. Les propriétés spécifiques des antennes ULB sont soulignées comparativement aux antennes des systèmes à bande étroite. Nous montrons l'intérêt de considérer les antennes ULB comme des systèmes linéaires et invariants et proposons de nouvelles approches pour définir les fonctions de transfert et réponses impulsionnelles associées. Cette caractérisation « système » est alors complétée en lui associant une modélisation paramétrique dans le but de réduire le nombre de données requises mais aussi d'intégrer les modèles d'antennes dans des environnements de simulation variés. Les modélisations proposées s'appuient sur des simulations électromagnétiques et des mesures fréquentielles, et considèrent différents types d'antennes ULB.

## **Contribution to the development of antennas system models for Ultra Wideband communications**

### **Keywords:**

Antennas, transfer function, parametric modelization, impulse radio, impulse response, communication systems, Ultra-Wideband (UWB).

### **Abstract:**

Ultra-Wideband is a promising technology for future short-range wireless communications with high data rates as well as radar and localisation.

In this thesis, we are interested to UWB antennas and especially to their characterization and modelization. The characteristics of the UWB antennas are emphasized compared to antennas of the narrow band systems. We show that a relevant representation is to model the UWB antennas as linear and time invariant systems. We propose new definitions for the transfer functions and associated impulse responses. The "system" characterization is completed adding parametric modelization to reduce the number of required data and also to integrate the models of the antennas in various simulation systems. The proposed modelings are issued to electromagnetic simulations and measurement in the frequency domain. Moreover, several UWB antennas are considered.