



# Mémoire de stage master 2 recherche STIC RCA.

Mémoire de stage master 2 recherche STIC RCA  
Projet MIMO : étude statistique du canal déterministe en  
vue d'une communication numérique MIMO

PEREIRA Carlos

30 mars 2006

Mémoire effectué sous la direction de

M. Rodolphe Vauzelle

M. Yannis Pousset

Au laboratoire SIC (Signal Image Communication) à Poitiers.



---

---

# TABLE DES MATIÈRES

---

<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1 Théorie</b>	<b>7</b>
1.1 Théorie du canal MIMO . . . . .	7
1.2 Évolution de la capacité en fonction des critères de corrélations . . . . .	9
<b>2 Les outils</b>	<b>13</b>
2.1 Le logiciel de simulation de canal . . . . .	13
2.2 Le logiciel de caractérisation de canal . . . . .	15
<b>3 Contextes et résultats</b>	<b>17</b>
3.1 Contextes de travail . . . . .	17
3.1.1 Les termes et les démarches de simulation . . . . .	17
3.1.2 Nouveau mode opératoire . . . . .	18
3.2 Contextes de simulation . . . . .	18
3.2.1 Environnement pico cellulaire . . . . .	18
3.2.2 Environnement macro cellulaire . . . . .	20
3.2.3 Diversité de polarisation . . . . .	21
3.2.4 Interprétation des corrélations et capacité . . . . .	22
3.3 Résultats . . . . .	22
3.3.1 Les nouveaux scénarii . . . . .	23
3.3.2 La diversité de polarisation . . . . .	24
3.3.3 Le cas outdoor . . . . .	25
3.3.4 Le cas indoor . . . . .	28
<b>4 Modélisation circuit d'antenne couplé</b>	<b>30</b>
4.1 Les paramètres S . . . . .	30
4.1.1 Caractérisation d'un quadripôle . . . . .	30
4.1.2 Caractérisation d'un réseau d'antennes . . . . .	32
4.2 Les outils utilisés . . . . .	35
4.2.1 Le logiciel FEKO . . . . .	35
4.2.2 Le logiciel Microwave studio . . . . .	36
4.3 Les simulations . . . . .	39
4.3.1 Le couplage entre antennes . . . . .	39
4.3.2 Modélisation d'un réseau . . . . .	39
4.4 Les mesures . . . . .	44

4.4.1	Résultats . . . . .	46
	<b>Conclusion</b>	<b>48</b>
	<b>Perspective</b>	<b>49</b>
<b>A</b>	<b>Mise en relation de la capacité et du critère de corrélation</b>	<b>50</b>
A.1	Mise en équation . . . . .	50
A.2	Développement de la matrice $HH^H$ . . . . .	51
A.3	Mise en forme de la matrice de critère de corrélation . . . . .	51
A.4	Généralisation . . . . .	53
<b>B</b>	<b>Prise en main des logiciels existant et optimisations</b>	<b>55</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>60</b>

---

---

# REMERCIEMENT

---

Tout au long de mon stage j'ai été aidé, soutenu et encouragé par des personnes auxquels je tiens à faire référence. Leur encadrement, leur patience et leur aide ont beaucoup compté dans la réussite de ce stage. C'est pour cette raison que je tiens à remercier M.Yannis Pousset et M.Rodolphe Vauzelle, tous deux enseignants-chercheurs au laboratoire S.I.C. <sup>1</sup>.

Une partie de ce stage a fait l'objet d'un séjour à l'ENSTB<sup>2</sup>. Je remercie donc mes encadrants de Brest du laboratoire LEST <sup>3</sup> M.François Le Pennec et Mme Yuping Huang , respectivement enseignant-chercheur et doctorante, pour leur accueil et leur effort d'intégration au sein de leur établissement. Leur soutien dans un domaine nouveau pour moi m'a été d'un grand secours. Ce séjour a été, pour moi, une véritable ouverture d'esprit sur le plan technique.

Mon travail est le fruit de la collaboration entre ces deux laboratoires qui m'ont, tous deux, offerts cette expérience très enrichissante. Je les remercie donc de m'avoir proposé ce sujet de stage de recherche ainsi que de m'avoir ouvert leurs portes.

Mon stage s'est appuyé sur le travail que M.Yannick Chartois a fourni tout au long de sa thèse et de son stage DEA. Pour sa patience, sa disponibilité, son amabilité, ses conseils avisés, sa bonne humeur et son aide indispensable je lui voue toute ma gratitude.

Je tiens à exprimer mes remerciements envers mes collègues stagiaires pour l'excellente ambiance dans notre salle de travail, et plus particulièrement Sébastien Bavouzet, Ambdiladi Naïlani et Mathieu Rafaël pour leur excellent thé préparé avec de l'eau bouillante. Je n'oublie pas non plus leur aide pour avoir relu ce rapport et m'avoir aidé à préparer ma présentation. Je tiens à remercier mes deux ordinateurs sans qui tout ceci n'aurait pas été possible (malgré leur lenteur) et qui ont bien failli, à maintes reprises passer par la fenêtre.

---

<sup>1</sup>Signal Image Communication

<sup>2</sup>École National Supérieur des Télécom - Bretagne

<sup>3</sup>Laboratoire d'Électronique et Systèmes de Télécommunications

---

# INTRODUCTION

---

Les techniques de communication numérique sans fil suscitent un grand intérêt de la part des consommateurs et des industriels. Les avantages qu'ils procurent sont nombreux : la mobilité, la facilité de mise en place ou bien encore les prix attractifs. L'émergence de la 3G, de la TNT (Télévision Numérique Terrestre) ou encore de l'internet sans fil WiFi (Wireless Fidelity) témoigne de cet engouement. Les avantages et les perspectives offerts par ces technologies font que la demande, dans ce secteur, augmente de jour en jour.

Pour répondre à cette exigence toujours croissante, les industriels et les chercheurs innovent sans cesse pour améliorer les débits et la fiabilité de leur systèmes de communication.

Les transmissions par canal MIMO (Multi Input Multi Output) s'inscrivent dans ce contexte comme une technologie très prometteuse. Le principe est d'utiliser non pas une, mais plusieurs antennes à l'émission comme à la réception. L'objectif est de lutter contre les phénomènes d'interférences et, ainsi d'augmenter la capacité (c'est à dire le débit maximum du canal). De la même manière, il est possible d'améliorer la fiabilité tout en gardant la même bande passante.

Les systèmes MIMO exploitent la diversité spatiale du canal MIMO. En effet, lorsque l'onde se propage dans l'environnement, elle est soumise à de multiples interactions comme la réflexion, la diffraction et la transmission sur des obstacles tels que les bâtiments, les véhicules etc... Ces interactions produisent des phénomènes de multi trajets qui induisent des interférences constructives ou destructives [4]. Ces interférences sont dues à la somme vectorielle des signaux déphasés lors de la réception. Lorsqu'elles sont destructives, ces dernières pénalisent fortement les communications.

Pour les systèmes SISO (Single Input Single Output), "plus" il y a de trajets à la réception, plus il y a d'interférences et plus la capacité diminue. Les technologies MIMO innovent car contrairement aux systèmes uni antennes SISO, ils tirent parti de ce phénomène de multi trajet. En élevant la diversité de ces derniers, la capacité du canal augmente.

La diversité et la capacité sont l'un des objets d'étude de ce stage de recherche. En effet, le but est d'observer de manière statistique, le comportement du canal MIMO par le biais d'un simulateur de propagation d'ondes et d'un logiciel de caractérisation de canal. L'objectif étant de quantifier la relation entre la capacité du canal et les corrélations des différentes liaisons.

Le deuxième objectif est d'observer l'influence de la proximité entre deux antennes sur les caractéristiques du canal. Effectivement, deux antennes proches l'une de l'autre induisent un effet de couplage. L'étude consiste donc à caractériser ce couplage.

Pour clarifier le travail et les résultats de ce stage, le rapport définit en premier chapitre la théorie associée au canal MIMO.

En second chapitre les outils informatiques sont présentés ainsi que leur association.

Le troisième chapitre traite, dans une première partie, des contextes choisis et des procédures suivies pour les simulations : environnement, fréquence porteuse, écartement entre antennes, diversité de polarisation des antennes...

Enfin, dans la deuxième partie, les résultats et les différentes interprétations associés clôturent la caractérisation de canal MIMO pour laisser place à la caractérisation électromagnétique d'antennes en réseaux.

Cette partie reprend, dans un seul chapitre, la démarche de la caractérisation de canal. En premier lieu, la théorie nécessaire à cette caractérisation d'antennes est décrite. Puis, dans une deuxième partie, les logiciels utilisés et les résultats associés sont présentés. Enfin, les mesures sont illustrées dans une dernière partie.

# THÉORIE

## 1.1 Théorie du canal MIMO

Le canal radioélectrique est le support de nombreuses télécommunications : radio, télévision, GSM (Global System for Mobile communication). À cela s'ajoute les nouvelles applications qui encombrant de plus en plus le spectre radio. Pour cette raison les efforts sont concentrés dans l'amélioration de l'efficacité spectrale des canaux de communication en s'appuyant notamment sur des systèmes multi-antennes.

La figure 1.1 illustre le contexte de travail qui met en oeuvre 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception. Le canal MIMO est modélisé à travers ses réponses impulsionnelles ou ses fonctions de transfert exprimées par des vecteurs ou des matrices.

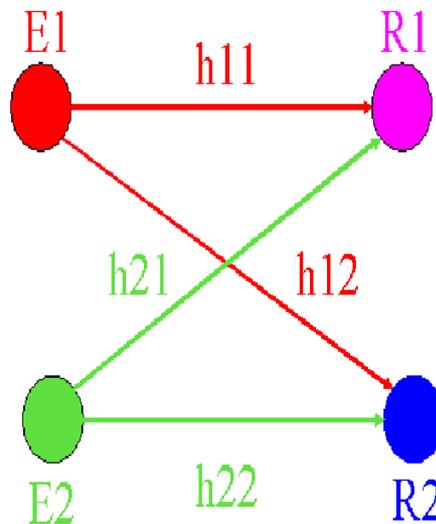


FIG. 1.1 – Mode de transmission.

Cette modélisation peut être mise en forme par l'expression 1.1 qui met en relation les différents signaux émis et reçus, les réponses impulsionnelles du canal MIMO ainsi que les expressions des bruits de l'environnement intervenant dans la transmission [1].

$$R = H * E + B \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Où :

- $M$  est le nombre d'antennes à l'émission ;
- $N$  est le nombre d'antennes réceptrices ;
- $R$  et  $E$  sont respectivement l'ensemble des expressions temporelles des signaux reçus et émis de dimension  $N \times 1$  et  $M \times 1$  ;
- $H$  est la matrice de réponses impulsionnelles du canal MIMO de dimension  $N \times M$  ;
- $B$  est le vecteur contenant le bruit, généralement gaussien, de chaque sous canal de dimension  $M \times 1$  ;

La matrice de réponses impulsionnelles est déclinée sous deux formes différentes :

- l'expression en puissance bande large où chaque élément de la matrice est une réponse impulsionnelle des différents sous canaux (Cf : 1.3) ;

$$\begin{bmatrix} h_{11}(\tau) & h_{12}(\tau) & \cdots & h_{1n}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & h_{22}(\tau) & \cdots & h_{2n}(\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1}(\tau) & h_{n2}(\tau) & \cdots & h_{nn}(\tau) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

- l'expression en puissance bande étroite où chaque élément est la somme vectorielle des réponses impulsionnelles (Cf : 1.4) ;

$$\begin{bmatrix} \sum_{\tau} h_{11}(\tau) & \sum_{\tau} h_{12}(\tau) & \cdots & \sum_{\tau} h_{1n}(\tau) \\ \sum_{\tau} h_{21}(\tau) & \sum_{\tau} h_{22}(\tau) & \cdots & \sum_{\tau} h_{2n}(\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\tau} h_{n1}(\tau) & \sum_{\tau} h_{n2}(\tau) & \cdots & \sum_{\tau} h_{nn}(\tau) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Le canal MIMO est étudié à travers les fonctions caractéristiques de capacité et de corrélation. Le débit maximum du canal est exprimé en bit/s/Hz par l'équation 1.5 :

$$C = \log_2(\det(I_M + \frac{\rho}{N} \cdot (HH^H))) \quad (1.5)$$

La formule de la capacité peut être également mise sous la forme 1.6 [6] :

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2(\lambda_i) \quad (1.6)$$

Où :

- $\rho$  est le rapport signal sur bruit (SNR : Signal Noise Ratio) en dB ;
- $H$  est la matrice de réponses impulsionnelles exprimée en puissance bande étroite normalisée ;
- $H^H$  est la matrice hermitienne de  $H$ , c'est à dire la matrice transposée conjuguée de  $H$  ;

–  $I_M$  est la matrice identité de dimension  $M \times M$  qui s'exprime dans ce contexte d'étude par 1.7 :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

–  $\lambda_i$  désigne la valeur propre du canal  $i$  (voir l'annexe A) [5].

Pour obtenir des valeurs cohérentes de débit maximum, les réponses impulsionnelles doivent être normalisées. L'étude menée tout au long de ce stage a démontré que ces réponses impulsionnelles devaient être pondérées par leur puissance exprimée selon 1.8 :

$$Norm = \sqrt{E[|h_{ij}|^2]} \quad (1.8)$$

La matrice  $H$  devient donc :

$$H_{norm} = \begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{\sqrt{E[|h_{11}|^2]}} & \frac{h_{12}}{\sqrt{E[|h_{12}|^2]}} \\ \frac{h_{21}}{\sqrt{E[|h_{21}|^2]}} & \frac{h_{22}}{\sqrt{E[|h_{22}|^2]}} \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

La normalisation est une étape importante dans l'acquisition des résultats. En effet, celle ci permet d'obtenir des résultats cohérents et exploitables. L'opérateur espérance apparaît dans ce procédé. Cela s'explique par le fait que le calcul des caractéristiques de canal repose sur un ensemble de tirage aléatoire des positions de réception. Ce point est plus développé dans la troisième partie.

La formule de corrélation est exprimée en 1.10 sous sa forme heuristique.

$$\rho_{h_{ij}h_{kl}} = \frac{\max[h_{ij}h_{kl}^*]}{\sqrt{E[h_{ij}h_{ij}^*]E[h_{kl}h_{kl}^*]}} \quad (1.10)$$

Ce critère exprime le niveau de corrélation normalisé entre chaque réponse impulsionnelle de  $H$ . Les  $h_{ij}$  et  $h_{kl}$  en sont les éléments exprimés en puissance bande large. Les corrélations de tous les sous canaux du système MIMO sont répertoriés dans une matrice  $R_x$  montré en 1.11.

$$R_x = \begin{pmatrix} \rho h_{11}h_{11} & \rho h_{12}h_{11} & \cdots & \rho h_{nn}h_{11} \\ \rho h_{11}h_{12} & \rho h_{12}h_{12} & \cdots & \rho h_{nn}h_{12} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho h_{11}h_{nn} & \rho h_{12}h_{nn} & \cdots & \rho h_{nn}h_{nn} \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

## 1.2 Évolution de la capacité en fonction des critères de corrélations

La quantification de l'influence des critères de corrélation sur la capacité a fait l'objet d'un développement mathématique en annexe A. Ce développement a donné la formule de la capacité 1.12 exprimée non plus en fonction du produit  $HH^H$  mais en fonction de la matrice  $R_x$ .

$$C = \log_2(\det(I_M + \frac{\rho}{N} \cdot [(I_M \otimes U_{1N}) \cdot ((U_M \otimes I_N) \cdot R_x) \cdot (I_M \otimes U_{1N})'])). \quad (1.12)$$

Où :

- $U_{1N}$  est une matrice unité de dimension  $1 \times N$  ;
- $U_M$  est une matrice unité de dimension  $M \times M$  ;
- le symbole  $\otimes$  représente le produit de Kronecker qui se calcule de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a. \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} & b. \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} \\ c. \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} & d. \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix} \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

- le symbole  $\cdot$  représente le produit élément par éléments de deux matrices ;

Ainsi, comme le montre l'annexe A, tous les critères de corrélation n'interviennent pas dans le calcul la capacité. En effet, seule la moitié d'entre eux (mis en gras dans l'expression 1.14) sont utiles à ce calcul.

$$R_x = \begin{pmatrix} \rho_{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{11}} & \rho_{h_{12}h_{11}} & \rho_{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{11}} & \rho_{h_{22}h_{11}} \\ \rho_{h_{11}h_{12}} & \rho_{\mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{12}} & \rho_{h_{21}h_{12}} & \rho_{\mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{12}} \\ \rho_{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{21}} & \rho_{h_{12}h_{21}} & \rho_{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{21}} & \rho_{h_{22}h_{21}} \\ \rho_{h_{11}h_{22}} & \rho_{\mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{22}} & \rho_{h_{21}h_{22}} & \rho_{\mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{22}} \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

Dès lors, de cette formule 1.12, il est possible d'observer le comportement de la capacité du canal en fonction de trois paramètres :

- le critère de corrélation ;
- le rapport signal sur bruit ;
- le nombre d'antennes ;

La première figure 1.2 montre l'évolution du débit maximum, pour différents couples d'antennes, en fonction du niveau de corrélation entre les différents sous canaux. Pour acquérir cette figure, une valeur normalisée, variant de zéro à un est attribuée à chaque élément de la matrice  $R_x$ .

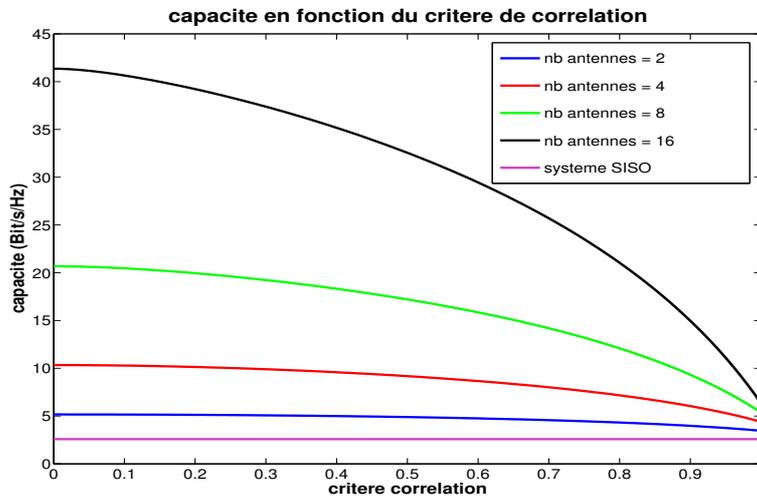


FIG. 1.2 – Capacité pour différents canaux MIMO

De cette figure, deux points se dégagent :

- La capacité décroît de manière logarithmique lorsque le critère de corrélation augmente ;
- Plus le nombre d'antennes est important, plus la capacité est élevée ;

Une deuxième figure (fig : 1.3) montre cette fois l'évolution de la capacité en fonction du SNR. Pour obtenir ces courbes, une valeur fixe (0,5) est attribuée aux corrélations normalisées de la matrice  $R_x$ , le rapport signal sur bruit, quant à lui, varie de 1 à 100 dB, et ce, pour différents nombres d'antennes.

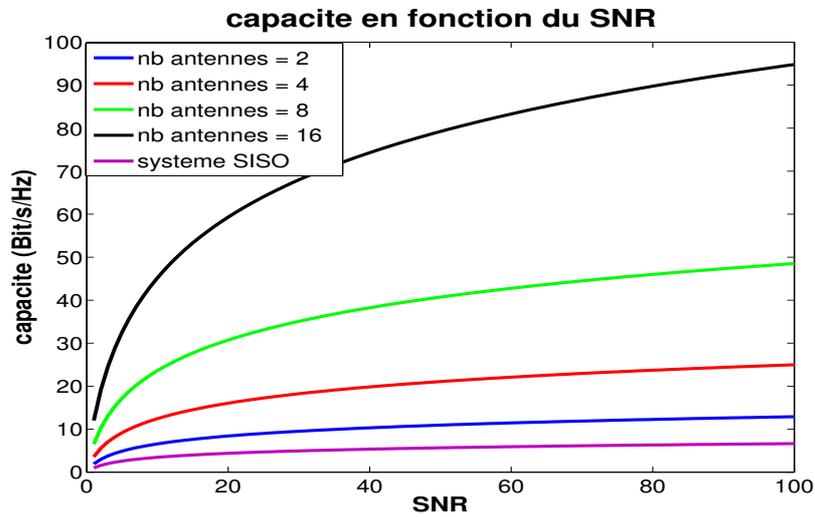


FIG. 1.3 – Évolution de la capacité en fonction du SNR et différents nombres d'antennes

La capacité croît avec la valeur du SNR. La supériorité des canaux MIMO sur les canaux SISO est encore une fois démontrée.

Enfin, dans un dernier cas, l'influence du nombre d'antennes est directement mise en valeur. La figure 1.4 illustre le rapport de proportionnalité existant entre la capacité et le nombre d'antennes et ce, pour plusieurs valeurs de SNR.

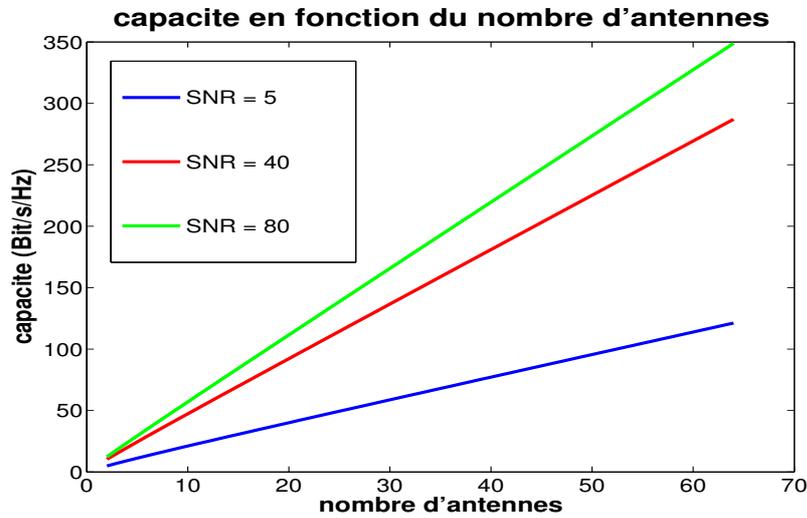


FIG. 1.4 – Évolution de la capacité en fonction du nombre d'antennes

Ainsi, d'un point de vue théorique, plus il y a d'antennes, meilleures sont les performances du canal. Dans la pratique, les coûts, l'encombrement, la mise en oeuvre détermineront le nombre maximal d'antennes.

# LES OUTILS

Ce chapitre présente, l'association des deux logiciels et les entrées/sorties correspondantes (montrée en 2.1), qui ont permis de mener à bien le travail durant ce stage de recherche. Le premier est un simulateur de propagation d'ondes, créé et utilisé par le laboratoire SIC. Ce simulateur alimente en réponse impulsionnelle (RI) et en direction d'angles d'arrivée (DOA) un logiciel de caractérisation de canal SISO/MIMO développé par Yannick Chartois en dernière année de doctorat. Ce dernier caractérise le canal MIMO à partir des réponses impulsionnelles fournies.

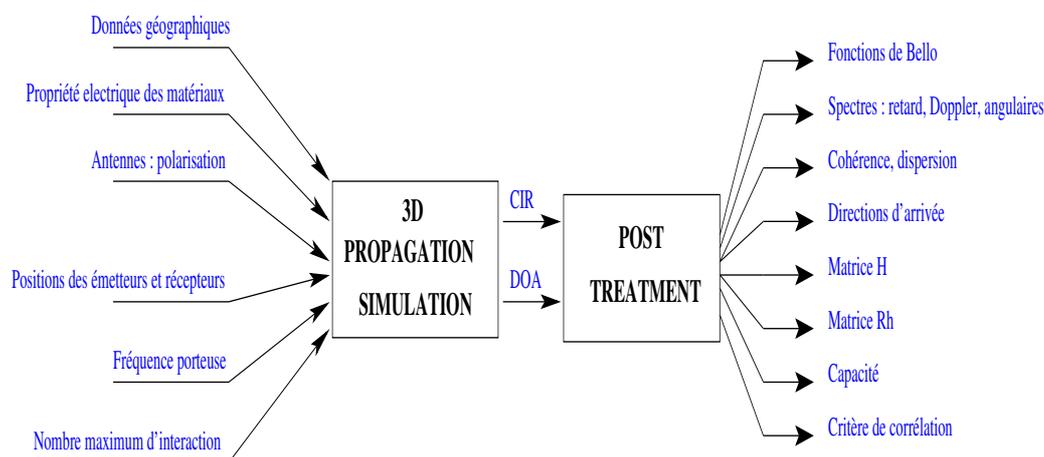


FIG. 2.1 – Association des deux logiciels.

Ce couplage permet d'étudier le comportement de la capacité et des corrélations du canal MIMO. Les positions des récepteurs issues de tirages aléatoire, la modélisation déterministe du canal provenant du simulateur, permettent d'effectuer une étude semi-déterministe plus conforme aux différentes configurations de transmission possibles dans la réalité.

## 2.1 Le logiciel de simulation de canal

Ce simulateur modélise la propagation d'ondes dans un environnement en 3D où les propriétés électrique des matériaux sont définis. La figure 2.2 présente, grâce à un synoptique, le potentiel du simulateur. Celui-ci repose sur une technique de tracé de rayon 3D pour la recherche de trajets associée à l'OG (Optique Géométrique) et à l'TUD (Théorie Uniforme de la Diffraction) pour la partie électromagnétique [3].

Ainsi, les entrées du logiciel sont :

- L'environnement de propagation ;

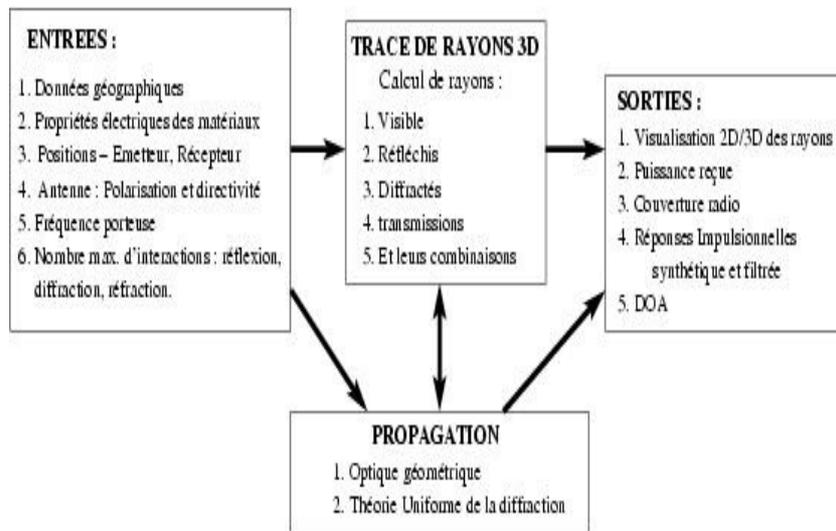


FIG. 2.2 – Synoptique du simulateur de canal radio

- Les positions des émetteurs et des récepteurs ;
- La fréquence porteuse ;
- Les diagrammes d’antennes ;
- Le nombre d’interactions autorisées (nombre maximum de réflexion, de diffraction, de transmission) ;

À l’issue du calcul, une visualisation peut être faite pour observer :

- des trajets dans l’espace virtuel choisi en 3D ou en vue de dessus (voir figure 2.4) ;
- la puissance reçue en un ou plusieurs points dans le cas de calcul de zones de couverture (voir figure 2.3) ;

Le logiciel permet d’obtenir des réponses impulsionnelles synthétiques ou filtrées ainsi que les angles d’arrivée azimutal et d’élévation. Ces derniers résultats peuvent être simplement affichés ou enregistrés dans des fichiers.

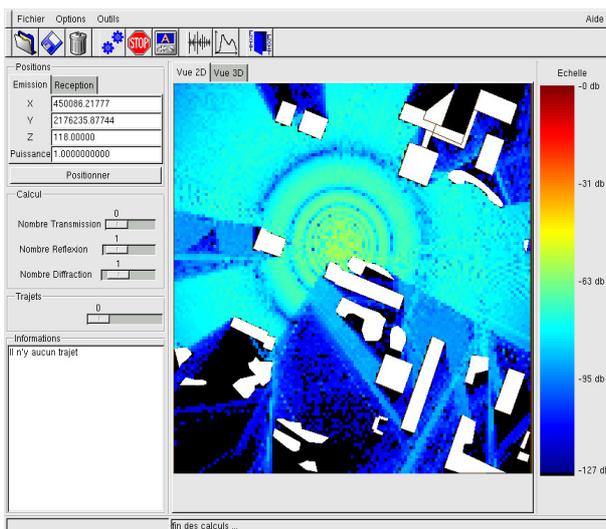


FIG. 2.3 – exemple de zone de couverture.

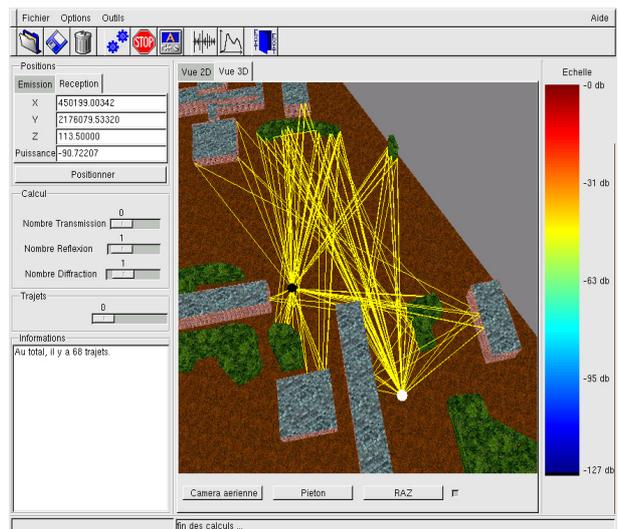


FIG. 2.4 – exemple de calcul en mode SISO.

## 2.2 Le logiciel de caractérisation de canal

Le Logiciel de caractérisation du canal a été conçu par Yannick Chartois au cours de sa thèse co-encadré par le SIC et le LEST. Il répond au cahier des charges fixé par la plateforme PALMYRE dont il fait partie en tant que projet d'accompagnement : EPAR3D (Étude paramétrique tridimensionnelle avancée de canaux de radiocommunication). Cette plate-forme est un ensemble d'infrastructures matérielles et/ou logicielles permettant de mettre au point, de développer, d'évaluer et de démontrer la faisabilité de fonctions de traitement du signal, de sous-ensembles matériels ou de services, par le biais d'une mise en situation expérimentale pour des systèmes SISO et MIMO.

Ce logiciel permet de récupérer des caractéristiques du canal radio issues de mesures ou de simulations. La figure 2.5 en illustre le potentiel.

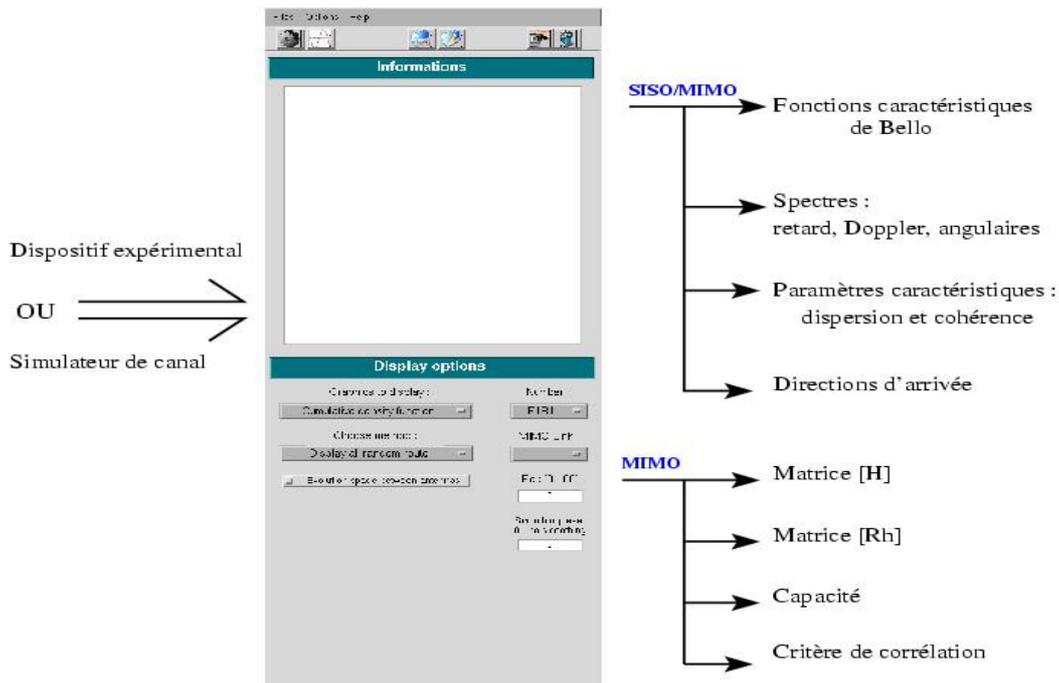


FIG. 2.5 – synoptique du logiciel de caractérisation de canal radio.

Il s'appuie sur la théorie des fonctions de Bello permettant de calculer des fonctions caractéristiques de canal grâce à un jeu de transformée de Fourier [9].

Ainsi, le logiciel de caractérisation est utilisé pour visualiser, entre autres, les matrices de réponses impulsionnelles, les critères de corrélation statistique ou heuristique et la capacité du canal.

# CONTEXTES ET RÉSULTATS

## 3.1 Contextes de travail

L'étude qui suit concerne une analyse semi-déterministe des canaux MIMO. Celle-ci consiste à caractériser de manière statistique la modélisation déterministe de la propagation des ondes, l'objectif étant de prendre en compte des situations réalistes classiques.

Cette partie a pour ambition de préparer la présentation des résultats afin d'en faciliter l'analyse. Pour cela, la suite traite des contextes sur lesquels se base le travail de ce stage. Dans une première partie, des explications sont données quant aux termes utilisés pour faciliter la lecture des résultats. En second lieu, les démarches suivies pour les simulations sont détaillées. Enfin, pour une compréhension plus simple des représentations de résultats, des exemples de figures sont données.

### 3.1.1 Les termes et les démarches de simulation

Pas d'évolution, scénarii, tests, sont autant de mots importants à expliquer de part leur importance et leur fréquence d'apparition.

Le pas d'évolution représente un espacement entre antenne réceptrices. En effet, les simulations mise en place cherchent à montrer l'influence de cet écartement sur la capacité et sur les corrélations [2]. La figure 3.1 montre la méthode employée.

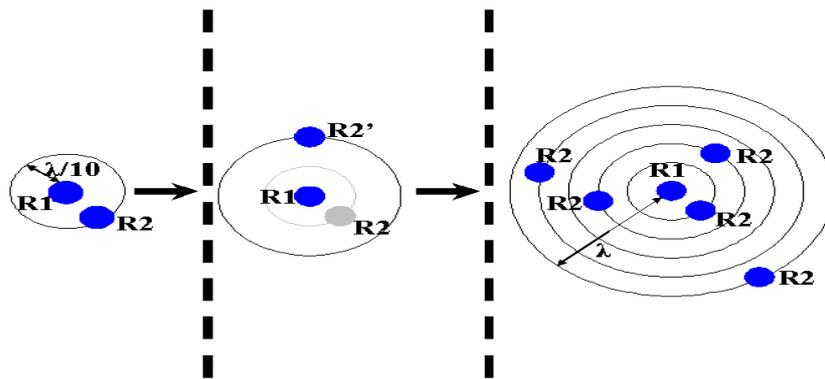


FIG. 3.1 – Synoptique des premiers scénarii.

L'idée est de placer aléatoirement dans une zone spatiale (dite de réception), une première antenne réceptrice R1. Ensuite, l'antenne R2 est placée autour de cette dernière sur des cercles concentriques de rayon croissant et proportionnel au pas d'évolution jusqu'à un écartement maximum fixé par l'utilisateur. Ceci fait, l'antenne R1 et l'ensemble des antennes R2 forment un scénarii. Pour obtenir une grande diversité de positions et une bonne couverture de la zone de réception, plusieurs scénarii sont construits aléatoirement. L'ensemble de ces scénarii forment à leur tour un test.

### 3.1.2 Nouveau mode opératoire

L'une des première tâches de ce stage a été de modifier la méthode employée pour la construction des scénarii, afin d'améliorer la couverture de la zone de réception et la diversité des positions des antennes réceptrices. Pour atteindre cet objectif, un nouveau schéma de raisonnement a été mis en place.

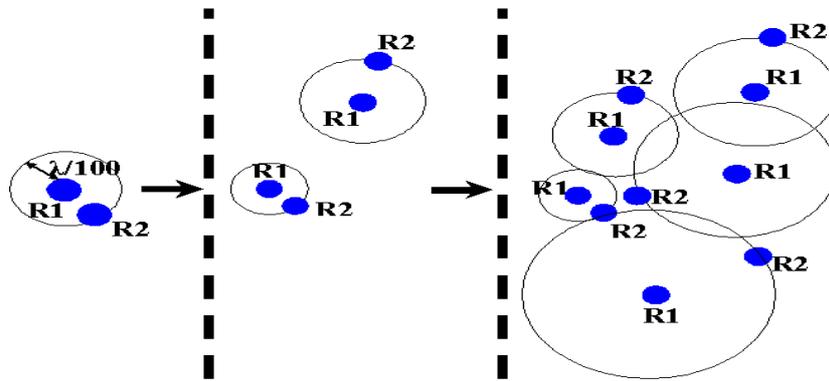


FIG. 3.2 – Synoptique d'un nouveau scénarii.

Comme montré en figure 3.2, la première étape est identique aux anciens scénarii. L'antenne R1 est placée aléatoirement dans une zone de réception, R2 est ensuite positionné aléatoirement sur un cercle concentrique centré sur R1 de rayon égal à un pas d'évolution. Puis, dans un deuxième temps, un nouveau tirage aléatoire de R1 dans la zone de réception est effectué, ensuite seulement, R2 est placé sur un cercle concentrique d'un rayon égal à deux fois le pas d'évolution. Cette opération est répétée jusqu'à ce que le rayon du cercle concentrique soit égal à un nombre de pas d'évolution maximum.

## 3.2 Contextes de simulation

Cette partie présente les divers environnements et conditions de simulations qui ont pour but de mettre en évidence certaines caractéristiques des canaux MIMO.

### 3.2.1 Environnement pico cellulaire

En premier lieu, les canaux sont simulés dans le milieu indoor montré en figure 3.3. Cet environnement est propice aux phénomènes de multi trajet de part la densité des obstacles présent dans la scène. La fréquence de travail est l'une de celles associées aux systèmes WIFI de deuxième génération, soit 5,18 GHz. Le nombre maximum d'interactions est fixé à une réflexion, une diffraction et dix transmissions. La zone de réception, de superficie égale à  $1\text{m} \times 1\text{m}$ , est située dans une pièce mise en valeur dans la figure 3.3. Les antennes réceptrices sont espacées d'un pas d'évolution de  $\frac{\lambda}{100}$  jusqu'à

1 $\lambda$ . Les antennes émettrices sont distantes de  $1\lambda$  et placées dans un premier temps, dans la même pièce que la zone de réception, puis dans le couloir afin d'observer l'influence du trajet en visibilité directe. Les tests sont effectués sur cinquante scénarii et toutes les antennes sont des "dipôles".

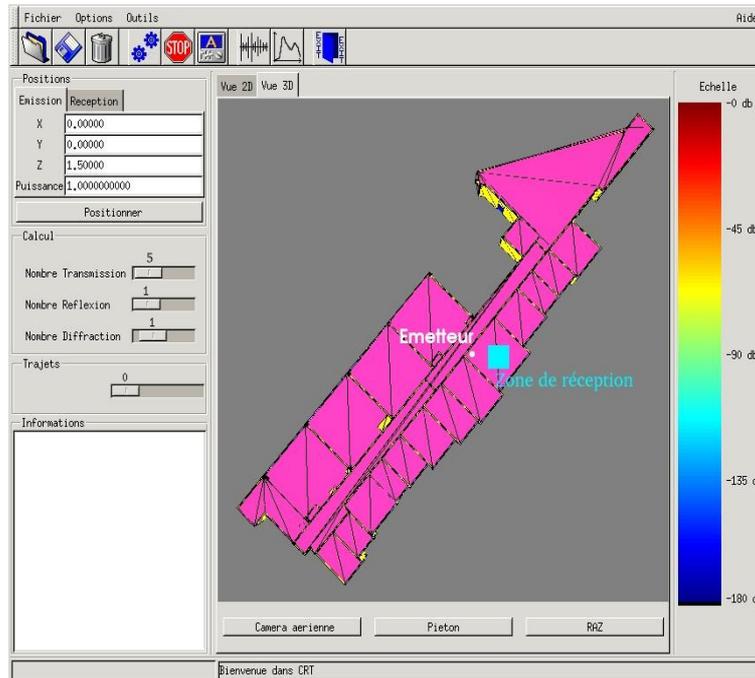


FIG. 3.3 – Scène virtuelle 3D représentant le couloir du laboratoire SIC

### 3.2.2 Environnement macro cellulaire

Le cas outdoor quant à lui, offre un cadre idéal pour étudier les communications à longue portée. Les effets de la distance entre émetteurs et récepteurs sur les caractéristiques de corrélations et de capacité sont ici mis en évidence. La figure 3.4 montre la scène virtuelle utilisée. Les antennes sont des “dipôles” qui émettent toujours à une fréquence basée sur la norme WIFI actuelle, soit 2,4GHz.

Les émetteurs sont espacés de  $10\lambda$ . Les zones de réception ont pour superficie  $6m \times 6m$  et sont placées dans la scène comme le montre la figure 3.4. Les antennes réceptrices évoluent selon un pas d'évolution de  $\frac{\lambda}{8}$  jusqu'à un écartement de  $10\lambda$ .

Ces quatre zones de réception dont deux proches de l'émetteur et deux autres éloignées mettent en évidence l'impact de l'éloignement des émetteurs par rapport aux récepteurs, et ce, en fonction de la présence ou l'absence du trajet direct.

Les interactions maximum sont fixées à une réflexion et une diffraction. Les transmissions ne sont pas prise en compte pour le cas outdoor.

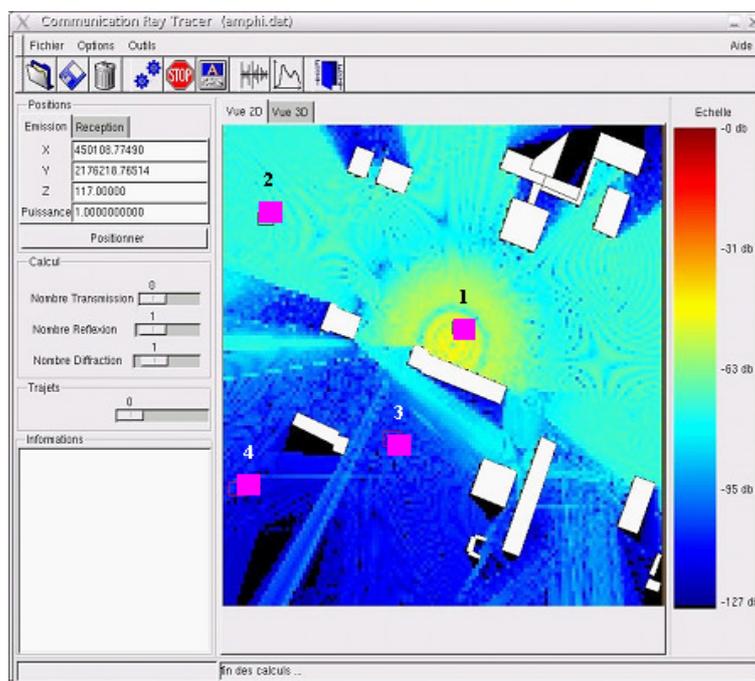


FIG. 3.4 – Scène virtuelle 3D représentant l'amphithéâtre de Poitiers

### 3.2.3 Diversité de polarisation

Dans le cas indoor et outdoor, les antennes “dipôles” sont orientées verticalement (en configuration VVIVV) comme illustré en figure 3.5.

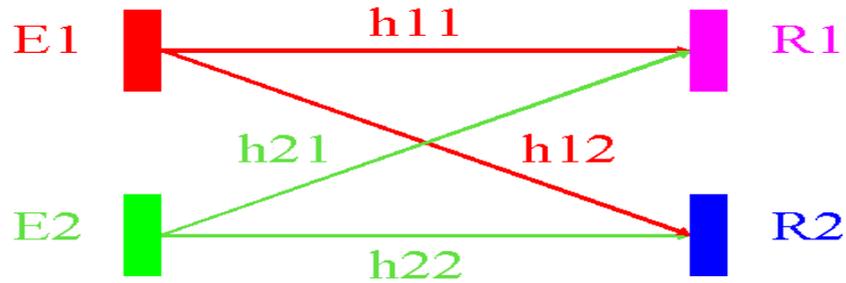


FIG. 3.5 – Schéma de polarisation commune.

Pour diminuer la ressemblance entre les signaux des sous canaux et donc leurs corrélations, la diversité de polarisation des antennes émettrices et réceptrices est mise en place. L'idée est d'orienter une antenne sur deux, en polarisation croisée, selon la configuration VHIVV (montré en 3.6). Ainsi, les signaux sont de nature diverse à l'émission et observés de manière différente à la réception.

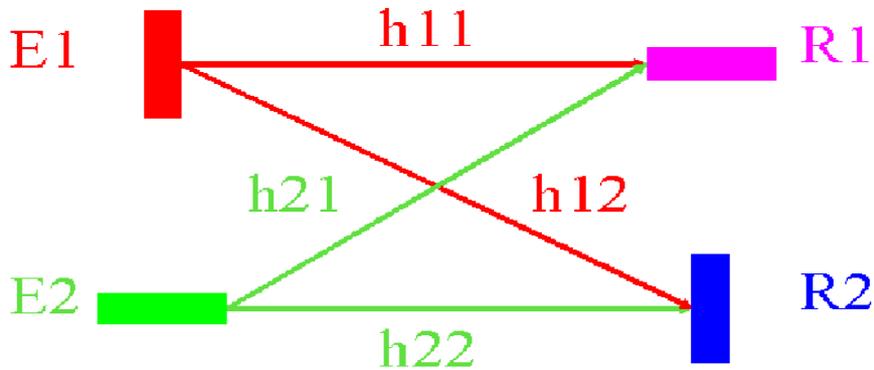


FIG. 3.6 – Schéma de simulation en diversité de polarisation.

### 3.2.4 Interprétation des corrélations et capacité

Avant de présenter les résultats, des explications doivent être apportées quant aux figures associées aux corrélations et capacité.

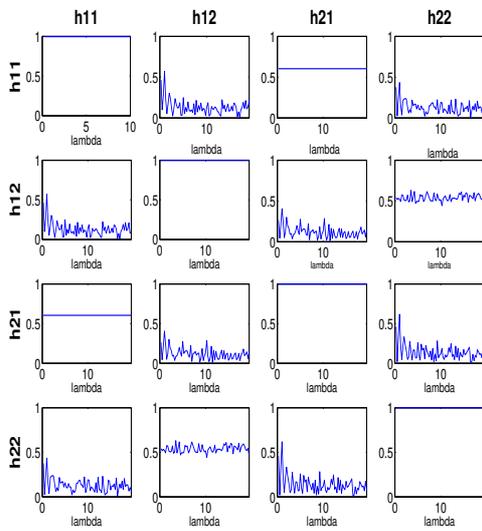


FIG. 3.7 – Matrice du critère de corrélation du canal.

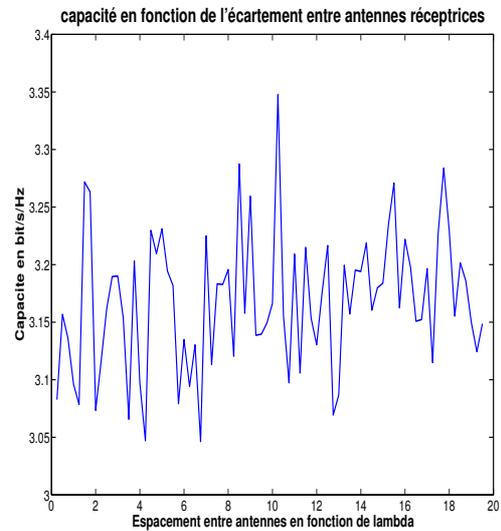


FIG. 3.8 – Capacité du canal.

L'exemple d'une matrice du critère de corrélation montrée en figure 3.7 représente toutes les auto et inter-corrélations des sous canaux composant le canal MIMO. Chaque élément est l'espérance mathématique, sur l'ensemble des scénarii, des corrélations normalisées en fonction de l'espace entre antennes réceptrices exprimée en  $\lambda$ . Selon la disposition traditionnelle des matrices de corrélations, la diagonale représente les auto-corrélations normalisées d'où leur valeur fixe et égale à un. Toujours selon cette disposition, la matrice de corrélation est symétrique par rapport à sa diagonale.

La figure 3.8 quant à elle, représente un exemple de capacités moyennées sur cinquante scénarii en fonction de l'écartement entre antennes réceptrices. Les variations de cette dernière confirment, quant à son lien direct avec la matrice de corrélation, la théorie du paragraphe 1.2.

## 3.3 Résultats

Cette partie présente l'aboutissement des études menées dans les contextes cités ci dessus. Les caractéristiques clés de l'étude sont l'espérance de la capacité et la matrice du critère de corrélation du paragraphe 1.

### 3.3.1 Les nouveaux scénarii

L'élaboration d'un nouveau procédé de mise en oeuvre des scénarii a fait l'objet d'un travail aboutissant à une amélioration de la couverture de zone et une diversification des positions de récepteurs. Les figures 3.9 et 3.10 montrent les scénarii obtenus sur une zone de couverture faisant  $1m \times 1m$  selon les deux méthodes. La répartition du nouveau scénarii, est meilleure. Par comparaison, les scénarii "ancienne version", restent très localisés.

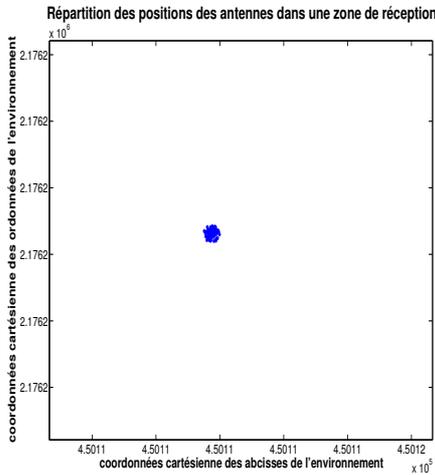


FIG. 3.9 – Couverture d'un ancien scénarii.

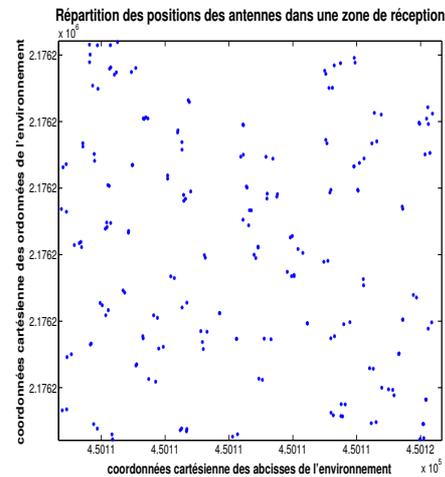


FIG. 3.10 – Couverture d'un nouveau scénarii.

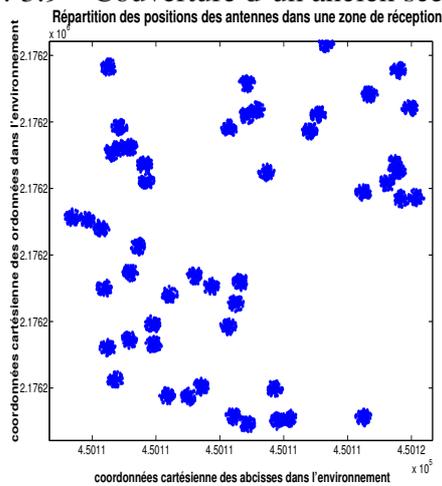


FIG. 3.11 – Couverture de 50 scénarii selon la première méthode.

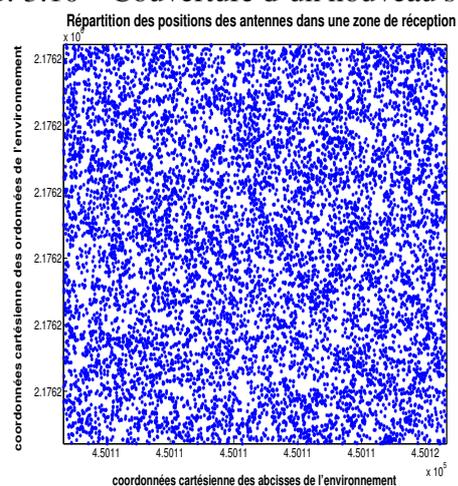


FIG. 3.12 – Couverture de 50 scénarii selon la deuxième méthode.

Les figures 3.11 et 3.12 montrent ce qui se passe pour un test, c'est à dire sur cinquante scénarii. Ces observations confirment l'objectif attendu. La couverture de la zone de réception est plus homogène.

la figure 3.13 met en valeur l'effet des nouveaux scénarii sur les corrélations.

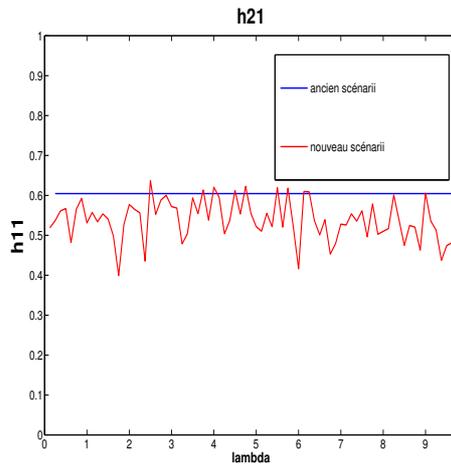


FIG. 3.13 – corrélation heuristique entre  $h_{11}$  et  $h_{21}$  anciens et nouveaux scénarii.

Cette dernière évolue entre le canal  $h_{11}$  et  $h_{21}$  dans le cas des nouveaux scénarii car auparavant, E1, E2 et R1 étaient fixe, donc la corrélation entre  $h_{11}$  et  $h_{21}$  était constante.

### 3.3.2 La diversité de polarisation

La polarisation croisée des émetteurs et récepteurs à pour effet de diversifier les signaux afin d’obtenir un impact bénéfique sur les performances du canal. Les différents niveaux de corrélation sont diminués comme montré en figure 3.14. Par conséquent la capacité présentée en figure 3.15 augmente.

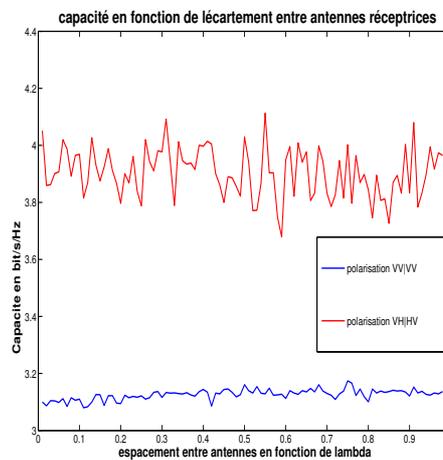
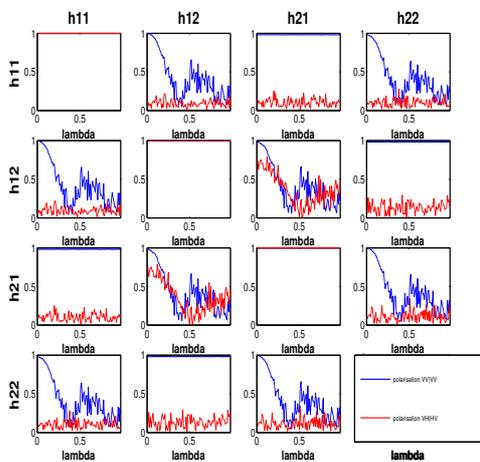


FIG. 3.14 – Matrice de critère de corrélation avec et sans diversité de polarisation. FIG. 3.15 – Capacité avec et sans diversité de polarisation.

La théorie a démontré que plus les canaux et sous canaux sont corrélés entre eux, plus la capacité est faible. L'étude de la polarisation a montré qu'un moyen de diminuer ce niveau de corrélation et donc de maximiser la capacité du canal, est d'utiliser la diversité de polarisation d'antenne à l'émission et à la réception.

### 3.3.3 Le cas outdoor

Les corrélations et la capacité évoluent ici selon deux critères :

1. la présence ou l'absence de trajet direct ;
  2. la distance entre émission et réception ;
- Le trajet direct est le plus puissant et le plus représentatif de tous, comme montré en figure 3.16. Il garanti la différence avec les autres réponses impulsionnelles et diminue ainsi le critère de corrélation. À l'inverse, son absence rend les réponses impulsionnelles plus diffuses (voir figure 3.17). Les trajets qui la compose sont plus ressemblant d'où un niveau de corrélation plus élevé.

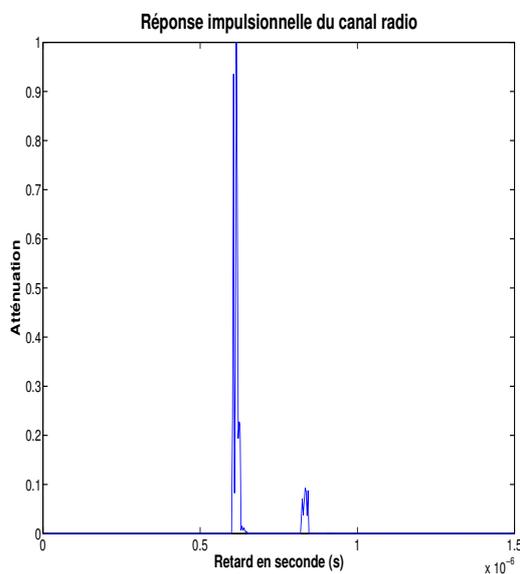


FIG. 3.16 – Réponse impulsionnelle dans le cas de la visibilité.

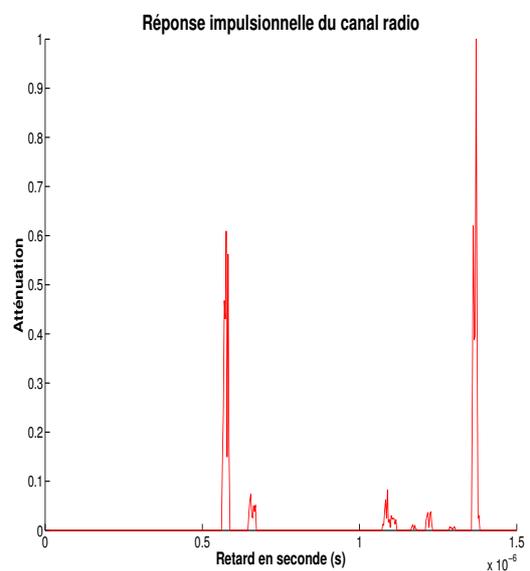


FIG. 3.17 – Réponse impulsionnelle dans le cas sans trajet direct.

- La distance, quant à elle, joue un rôle important. L'éloignement diminue la puissance des trajets. Ceci a pour effet de rendre les liaisons plus ressemblantes, d'où un niveau de corrélation plus fort. Les figures 3.18 et 3.19 illustre l'impact de la distance sur les corrélations et donc sur la capacité. Plus la distance entre émetteurs et récepteurs est grande au vue de la distance entre antennes de même nature, plus les corrélations sont de niveau élevé et plus la capacité est faible.

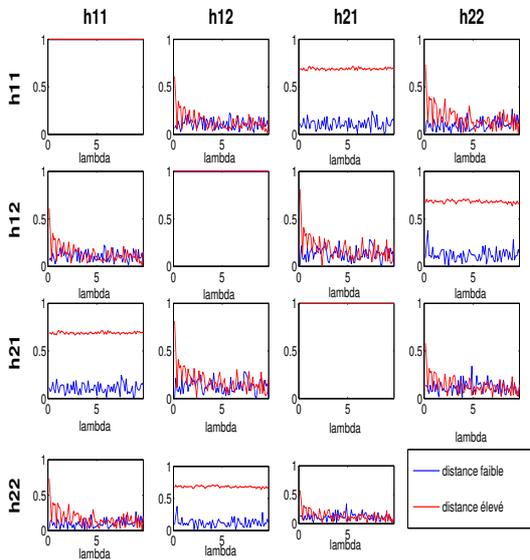


FIG. 3.18 – Matrice de corrélation pour plusieurs distances.

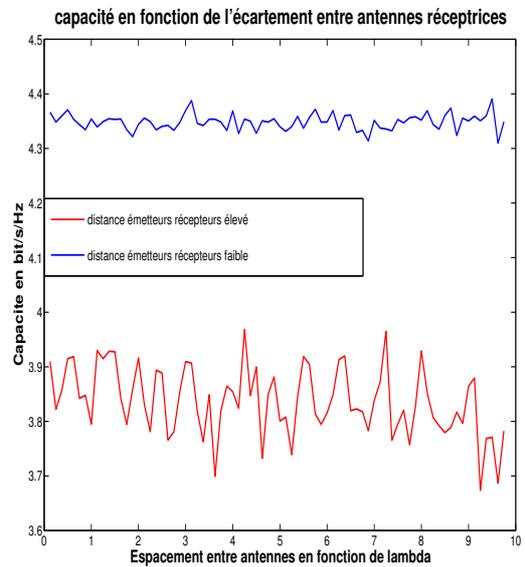


FIG. 3.19 – Capacité pour plusieurs distances.

Le contexte outdoor suburbain peu dense offre relativement peu d'obstacles à la propagation ; cependant, il permet de voir leur évolution face aux phénomènes à grande échelle. Ce type de communications macro-cellulaire montre l'effet pénalisant de la distance et de l'absence du trajet direct qui diminue les puissances mise en jeu et augmente les corrélations des canaux. Une solution consiste à utiliser la diversité de polarisation sur ce genre de système pour palier ce problème.

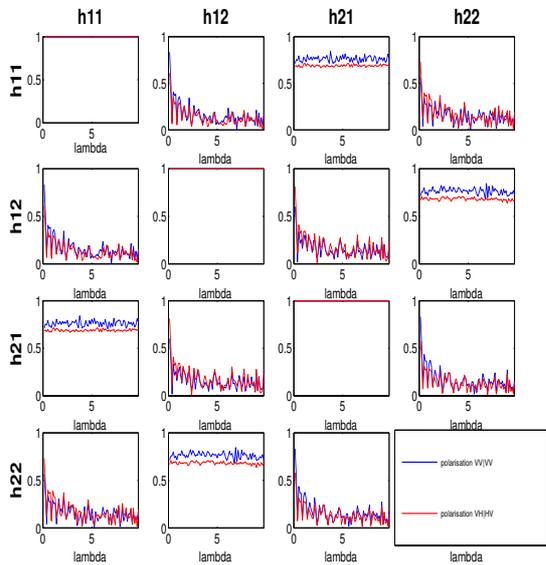


FIG. 3.20 – Corrélations avec et sans diversité de polarisation.

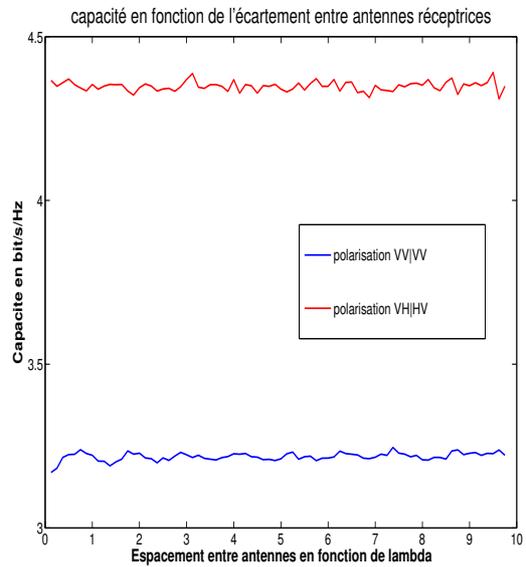


FIG. 3.21 – Capacités avec et sans diversité de polarisation.

La figure 3.20 montre une diminution du niveau de corrélation entre  $h_{11}/h_{21}$  et  $h_{12}/h_{22}$  pour la diversité de polarisation, ce qui profite à la capacité (Cf : 3.21).

La capacité dépend des conditions de transmission comme la distance, la visibilité directe. Ces conditions sont plus ou moins contrôlables. Cependant, un moyen efficace d'intervenir sur les corrélations, et de les diminuer, est l'utilisation de la diversité de polarisation. Ainsi, il est possible d'améliorer simplement et de manière économique, les performances du système.

### 3.3.4 Le cas indoor

Les figures 3.22 et 3.23 présentent les résultats issus des tests où l'absence de trajet direct montre un effet corrélateur. En effet, le trajet direct est le plus prépondérant de tous, c'est ce trajet qui caractérise la réponse impulsionnelle du canal. Tout comme le cas outdoor, le comportement du canal MIMO reste le même face à l'absence de trajet direct.

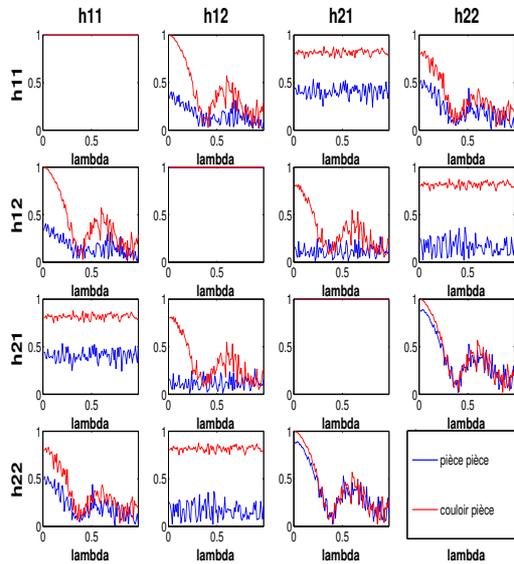


FIG. 3.22 – Matrice de corrélation pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception.

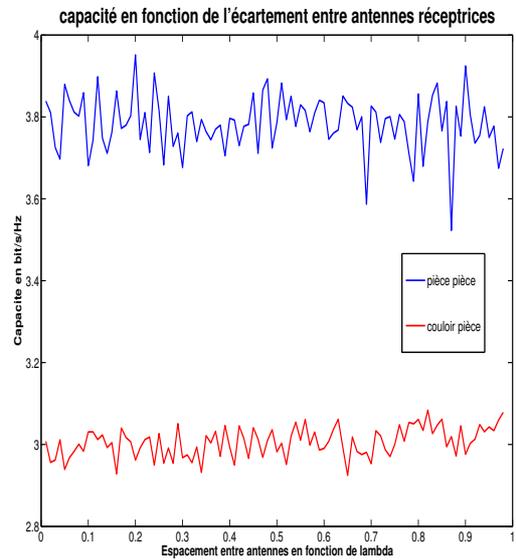


FIG. 3.23 – Capacité pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception.

En observant le comparatif des résultats, les corrélations entre  $h_{21}/h_{11}$  et  $h_{22}/h_{21}$  démontrent le constat déjà fait dans le chapitre théorique (Cf : 1) : plus les liaisons ont un niveau de corrélation faible, meilleure est la capacité, et inversement.

L'effet de la diversité de polarisation a été testé. Les figures 3.24 et 3.25 montrent les résultats.

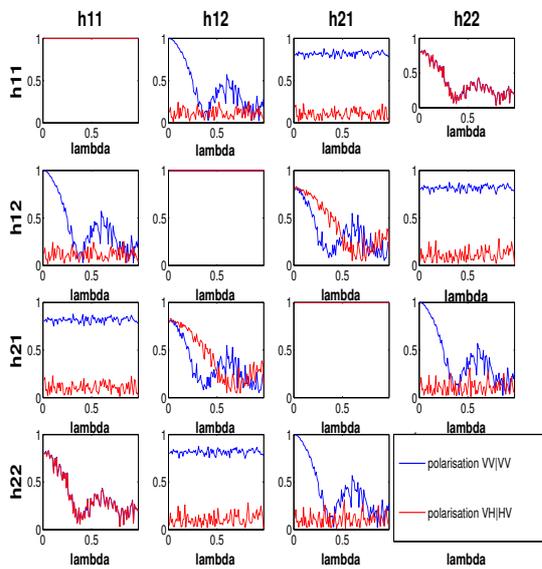


FIG. 3.24 – Matrice de corrélation pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception avec et sans diversité de polarisation.

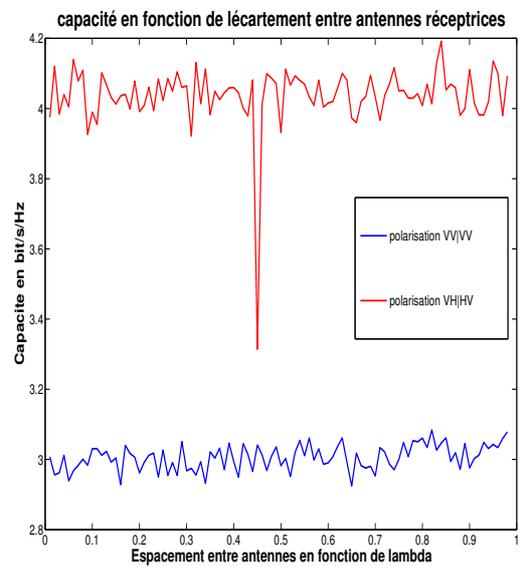


FIG. 3.25 – Capacité pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception avec et sans diversité de polarisation.

Les résultats obtenus dans la section précédente sont confirmés. La diversité de polarisation a un effet bénéfique sur la capacité du canal. Effectivement, en maximisant la diversité des signaux, les critères de corrélation sont minimisés.

---

# MODÉLISATION CIRCUIT D'ANTENNE COUPLÉ

---

Une partie du stage a eu lieu à Brest dans le cadre d'un séjour de quatre jours où la caractérisation d'antennes couplée dans un contexte MIMO, a été effectuée. Des études ont montré que le couplage entre antennes avait une influence sur les corrélations des sous canaux et donc sur les performances du système de transmission numérique [7].

En effet, une antenne rayonnant sur une autre ajoute des trajets et crée donc de la diversité. À priori le couplage favorise la diminution des critères de corrélation. Or une antenne emprunte les trajets issus de l'antenne voisine et vis versa. Donc ces trajets sont ressemblants.

L'influence du couplage n'apparaît donc pas comme une constante. Des études montrent que pour des liaisons fortement corrélées, le couplage favoriserait le système en diminuant cette corrélation [7]. À l'inverse lorsque les liens sont faiblement corrélés, le couplage amplifierait ce dernier et deviendrait donc pénalisant.

Le couplage entre antennes est donc un phénomène variable selon les contextes de transmission et mérite d'être pris en compte dans les simulations déjà effectuées.

## 4.1 Les paramètres S

La caractérisation circuit des antennes passe par la détermination des paramètres S également appelés paramètres de répartition. Ces derniers sont des outils d'analyse issus de la théorie des circuits hyperfréquence. En effet, les fréquences utilisées induisent des longueurs d'ondes de l'ordre des dimensions des composants.

Les paramètres S sont communément utilisés en hyperfréquence car ils permettent de modéliser les dispositifs linéaire (filtres, coupleurs, lignes,...) ou linéarisé (amplificateur petit signal). Ils prennent en compte les effets de propagation, comme la variation d'impédance le long des lignes par exemple.

Les paramètres S sont définis dans le régime harmonique, c'est à dire que le signal ne contient aucune information. Ceci explique que les paramètres S sont des coefficients complexes traduisant une amplitude et un déphasage.

### 4.1.1 Caractérisation d'un quadripôle

Le schéma 4.1 montre un circuit électronique constitué de quatre entrées/sorties caractérisées par les courants entrants et sortants.

Dans le cas de l'hyperfréquence ce dispositif peut être modélisé par un quadripôle, à deux ports, excité par des ondes entrantes  $a_1$  et  $a_2$  et sortant des ondes réfléchies  $b_1$  et  $b_2$  comme montré en figure

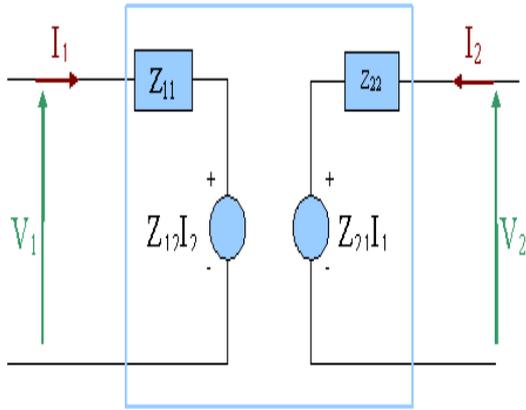


FIG. 4.1 – Circuit électronique en basse fréquence.

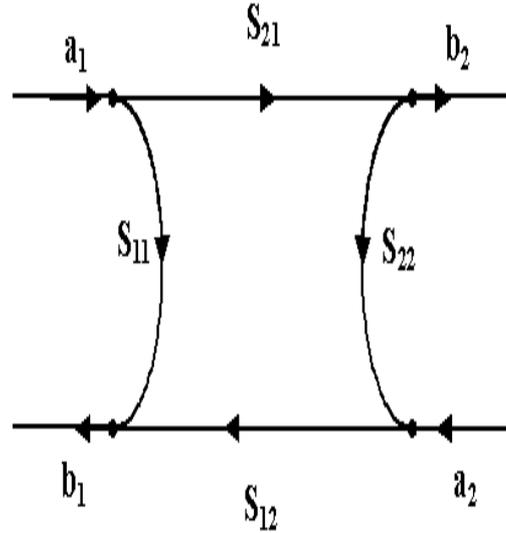


FIG. 4.2 – Modèle haute fréquence.

#### 4.2.

Ces ondes peuvent être définies comme suit :

$$a_i = \frac{(V_i + Z_{ci}I_i)}{2\sqrt{R_{ci}}} \quad (4.1)$$

$$b_i = \frac{(V_i + Z_{ci}^*I_i)}{2\sqrt{R_{ci}}} \quad (4.2)$$

Où :

- $V_i$  est la tension électrique du port  $i$  ;
- $I_i$  est le courant électrique du port  $i$  ;
- $Z_{ci}$  est le paramètre impédance caractéristique du circuit ;
- $R_{ci}$  est la résistance du port  $i$ , elle désigne la partie réelle du circuit ;

$Z_{ci}$  est un paramètre dépendant de la fréquence. Ce paramètre possède trois composantes dont une résistance, une inductance, une capacité qui eux, ne dépendent pas de la fréquence.

$a_i$  et  $b_i$  sont des coefficients complexes sans dimension, généralement appelé ondes réduites. Ils permettent de décrire précisément une onde électromagnétique guidée, à partir des modes de référence du guide (un mode est caractérisé par sa carte de champs et un diagramme de dispersion).

Les paramètres S répertorient dans une matrice de dimension  $2 \times 2$  tous les rapports d'ondes d'un quadripôle :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Où chaque  $S_{ij}$  est le rapport de l'onde réfléchi  $i$  sur l'onde incidente  $j$  lorsque le port  $j$  est adapté.

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_j = 0} \quad (4.4)$$

L'ensemble des rapports d'ondes de la matrice S décrit complètement le quadripôle.

L'équation régissant ce système s'écrit donc :

$$B = S.A \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} b1 \\ b2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a1 \\ a2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Chaque  $S_{ij}$  est le coefficient de transmission direct entre les accès  $i$  et  $j$ . Chaque  $S_{ii}$  est le coefficient d'entrée du port  $i$  quand tous les autres ports sont adaptés, c'est à dire quand  $S_{jj}$  est nul. L'adaptation se traduit par la valeur nulle de l'onde réfléchi. L'onde incidente est entièrement transmise. La matrice de paramètres  $S$  devient alors :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Donc pour résumer,  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont les coefficients de réflexion de chacun des accès, et  $S_{12}$  et  $S_{21}$  sont les coefficients de propagation du signal à travers le quadripôle.

Finalement, l'intérêt des paramètres  $S$  est de caractériser complètement un multipole linéaire en fonction de la fréquence et en prenant en compte les phénomènes de propagation.

## 4.1.2 Caractérisation d'un réseau d'antennes

Avant de traiter la caractérisation électromagnétique des antennes, deux notions importantes des paramètres  $S$  doivent être explicitées. Tout d'abord, la matrice  $S$  est réciproque pour des systèmes passifs comme des antennes. Ainsi, les mêmes paramètres seront retrouvés lors de la permutation des accès.

Ceci n'est en revanche pas vrai pour des composants tels que : les mélangeurs ou les amplificateurs.

En second lieu, une matrice  $S$  peut s'appliquer à des systèmes à plus de deux ports. Cette matrice définit alors un réseau. C'est dans ce contexte que la suite de l'étude prend effet. L'analyse des paramètres de répartition commence par une caractérisation d'une antenne pour enfin aboutir à une caractérisation de réseau d'antennes. Ainsi les rapports d'ondes et les couplages entre antennes peuvent être observés.

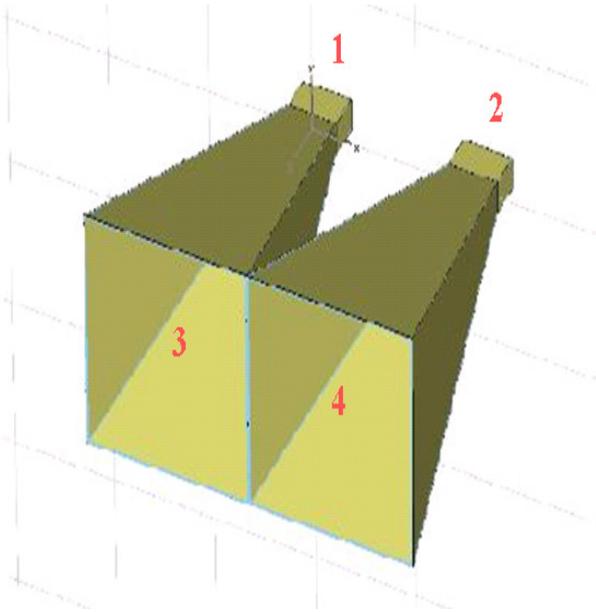


FIG. 4.3 – Réseau d’antennes cornet .

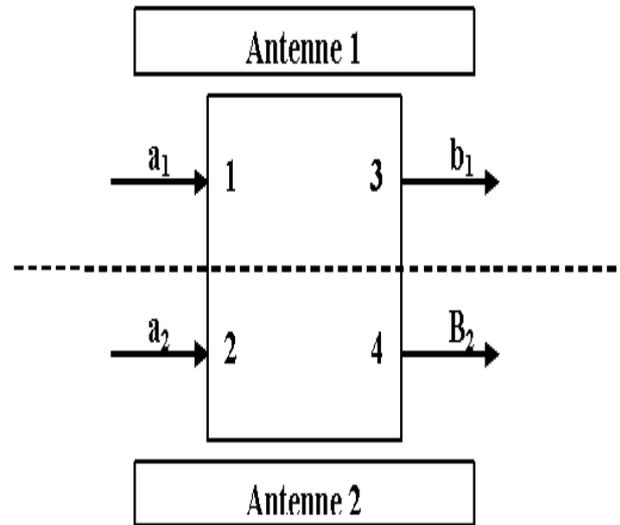


FIG. 4.4 – Modélisation circuit d’un réseau MIMO .

La figure 4.3 présente l’exemple d’un réseau d’antennes constitué de deux cornets. Ce réseau peut être modélisé par un quadripôle montré en figure 4.4 où les excitations des antennes sont les ports 1 et 2. Les sorties de cornets sont les ports 3 et 4.

Dans ce cas précis, tous les rapports d’ondes de ce réseau sont répertoriés par la matrice  $S$  qui s’exprime comme suit :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Une fois l’ensemble des paramètres  $S$  défini le couple d’antennes est complètement caractérisé. Un réseau MIMO peut être alors modélisé comme l’illustre la figure 4.5.

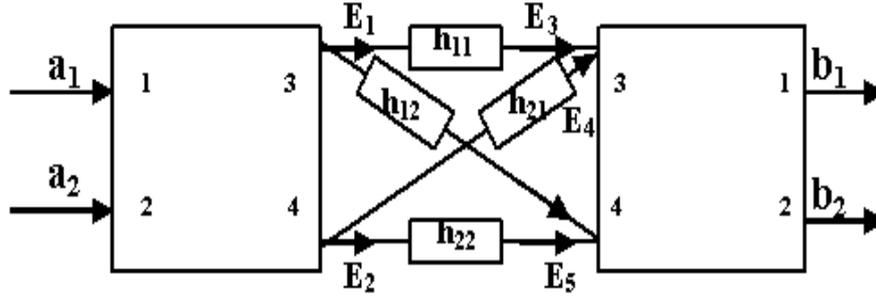


FIG. 4.5 – Modélisation circuit d'un réseaux MIMO.

En considérant le même couple d'antennes à la réception, une transmission MIMO peut alors être caractérisée par une matrice  $S$  englobant les deux couples d'antennes ainsi que le canal. Les entrées et les sorties de ce système sont des ondes réduites (port 1 et 2) alors que les entrées sorties de canal sont des champs électromagnétiques établis. L'objectif qui consiste à prendre en compte l'effet de couplage entre antennes dans la caractérisation de canal est atteint en suivant ce procédé. Cette méthode de travail permet d'analyser en une seule fois le canal et les antennes, bien que l'état physique des ondes soit différent.

La matrice  $S$  globale peut être décomposée en trois parties bien distinctes et interchangeable. C'est à dire que pour un même canal, plusieurs réseaux d'antennes peuvent être étudiés et inversement. C'est ainsi qu'une étude statistique peut être menée.

$$S_E = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\exp -jkd_1}{d_1} & \frac{\exp -jkd_2}{d_2} \\ 0 & 0 & \frac{\exp -jkd_2}{d_2} & \frac{\exp -jkd_1}{d_1} \\ \frac{\exp -jkd_1}{d_1} & \frac{\exp -jkd_2}{d_2} & 0 & 0 \\ \frac{\exp -jkd_2}{d_2} & \frac{\exp -jkd_1}{d_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$S_R = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Les parties 4.9 et 4.11 décrivent respectivement les matrices de couplage à l'émission et à la réception. La partie 4.10 désigne les paramètres  $S$  du canal. L'exemple donné considère un canal idéal sans effet de multi-trajets où les éléments non nuls caractérisent l'atténuation en espace libre.

Des réponses impulsionnelles de canal simulées ou bien mesurées peuvent prendre place dans cette matrice 4.10. Ces différentes matrices sont liées par une opération de transposition. Une fois transposées, elles sont simplement multipliées.

## 4.2 Les outils utilisés

L'effet de couplage avec différentes formes d'antennes a été étudié avec plusieurs logiciels commerciaux disponibles au LEST.

Le laboratoire de l'ENSTB dispose des logiciels qui permettent la caractérisation d'antennes dont deux ont été utilisés pour l'étude associée au stage. Le premier est CST Microwave Studio (MWS) qui résoud des problèmes électromagnétiques en 3D à partir d'une méthode FDTD (Finite-Difference Time-Domain). Le second est FEKO qui se base sur la méthode des Moments (en fréquence), mais également sur l'optique physique et l'UTD (Théorie Uniforme de la Diffraction) pour étudier toute sorte de problèmes électromagnétiques.

Ils permettent d'observer les caractéristiques électromagnétiques de nombreux types d'antennes, et ce, pour différentes configurations : Par exemple, des simulations avec deux antennes en émission, en polarisation commune ou croisée, ou bien encore des simulations avec une antenne en émission et une autre en réception... Dans le cadre de mon stage trois types d'antennes ont été étudiés : les antennes "cornets" pour leur directivité, les "patches" et les "dipôles" pour leur diversité de direction. Toutes les antennes n'ont pas été simulées ou mesurées. Un choix a été fait en fonction du matériel à disposition, de la complexité de modélisation des antennes sur ordinateur et du temps qui était imparti. Les antennes "cornet" ont ainsi pu être modélisées et mesurées en chambre anéchoïque. Les antennes "patches" n'ont été que mesurées. Enfin, l'étude des antennes "dipôle" est basée sur des simulations déjà effectuées dans le laboratoire.

Les fichiers issus des mesures et des simulations permettent de ressortir tous les paramètres S.

### 4.2.1 Le logiciel FEKO

Ce logiciel, très performant, a servi pour modéliser des antennes "cornet" seules, ou dans de multiples configurations. La figure 4.6 montre un exemple d'application.

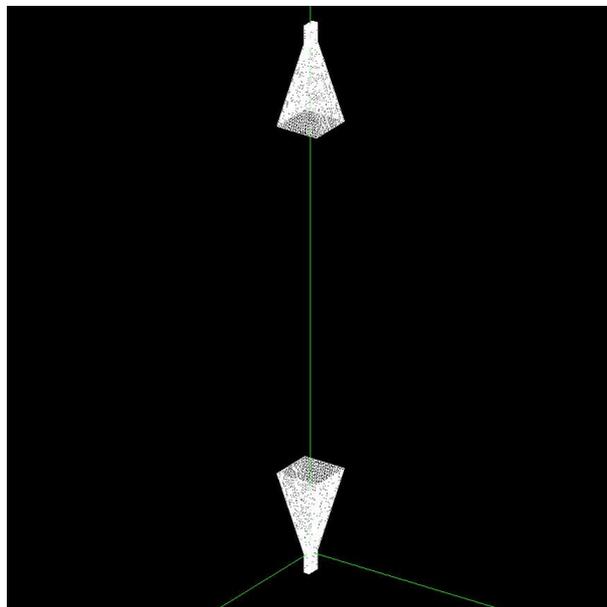


FIG. 4.6 – Antennes cornet à l'émission et à la réception.

La première étape de la simulation consiste à modéliser en 3D des antennes qui peuvent s'inspirer des exemples fournis. Cette modélisation se fait par l'intermédiaire d'un programme où sont décrits les coordonnées cartésiennes des extrémités composant l'antenne. Des astuces permettent de représenter l'antenne par symétrie en ne construisant uniquement le quart de celle-ci. Une fois l'antenne créée, le programme source peut calculer les paramètres S et permet aussi de visualiser les distributions de champs proches et lointains. Ces visualisations peuvent être statiques ou dynamiques.

Des méthodes permettent d'optimiser le temps de calcul et de diminuer les ressources nécessaires. Par exemple, si l'antenne est constituée uniquement de métal, les ressources utilisées diminuent par l'intermédiaire de certaines options (FMM, Fast Multipole technique). Si la modélisation de l'antenne se fait par symétrie alors le calcul des champs électromagnétiques peut l'être également, diminuant ainsi le temps de calcul de manière considérable.

Il faut savoir que l'espace entre antennes, quelle que soit la configuration, n'influe pas sur le temps de calcul contrairement à Micro Wave Studio qui procède à un maillage de l'espace. Cette information est importante car elle peut être décisive quant au choix de l'outil de simulation, compte tenu des conséquences sur les ressources informatiques nécessaires.

Cet outil fournit donc une palette riche en possibilités et permet une étude approfondie de l'ingénierie qu'il faut déployer pour la création d'antennes.

#### 4.2.2 Le logiciel Microwave studio

Contrairement à FEKO où l'antenne se construit avec un éditeur de texte où sont décrites les coordonnées cartésiennes des extrémités de l'antenne, CST utilise une CAO avancée et conviviale pour sa modélisation. Ainsi les antennes sont construites de manière purement graphique et sont entièrement paramétrables. Ces paramètres, ajustables, déterminent les dimensions des antennes. Cette démarche est plus intuitive et permet de gagner du temps dans cette étape de modélisation.

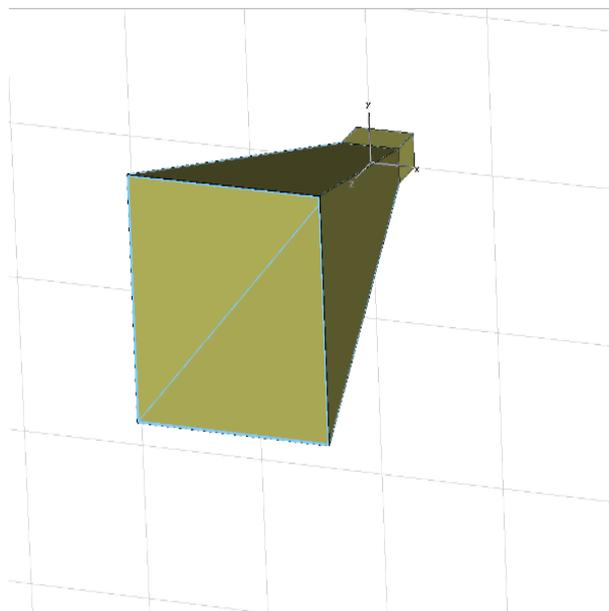


FIG. 4.7 – Modélisation d'une antenne cornet par CST Microwave Studio.

L'excitation de ces antennes est également très simple car des sources adaptées existent pour les structures en guide. Elle est également faite de manière graphique. Cet outil permet une visualisation en 2D ou 3D de diagrammes de rayonnement (voir figures 4.8, 4.9, 4.10 et 4.11 ). Il peut également

afficher la direction et l'intensité des champs, statiquement ou dynamiquement. Les paramètres S peuvent être également affichés.

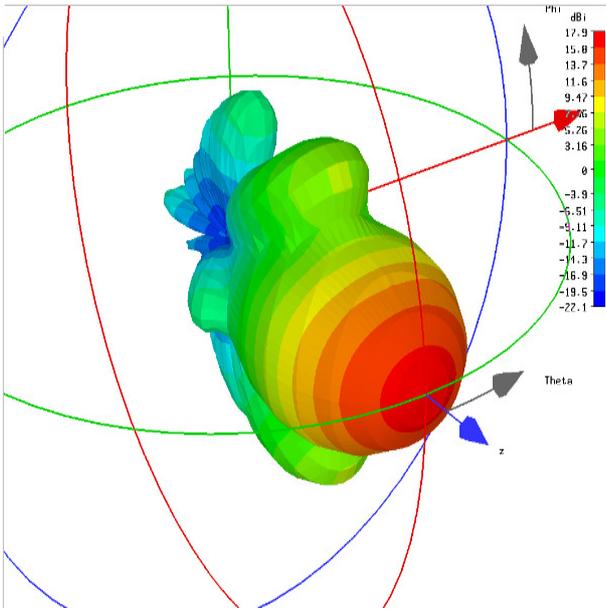


FIG. 4.8 – Diagramme de rayonnement de l’antenne cornet en 3D.

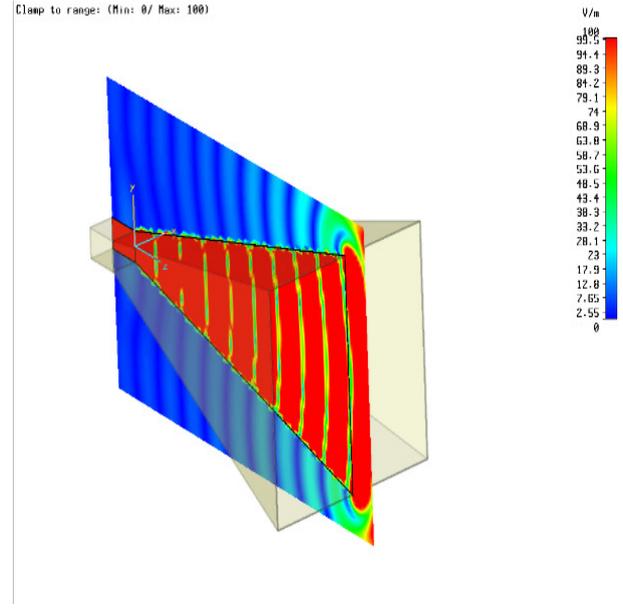


FIG. 4.9 – Propagation des ondes dans l’antenne selon un plan vertical.

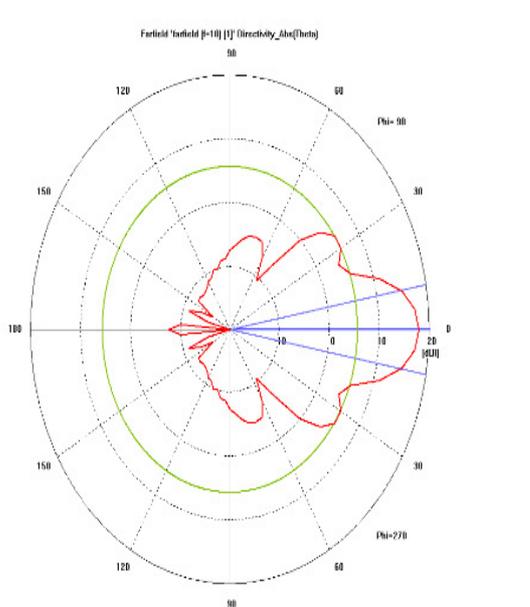


FIG. 4.10 – Diagramme de rayonnement selon le plan vertical.

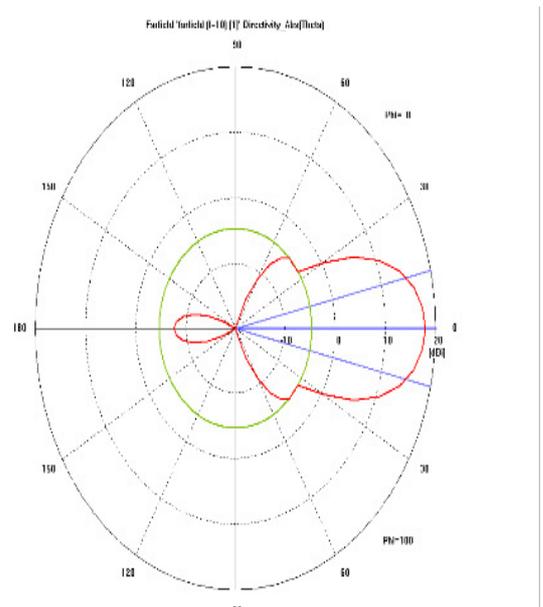


FIG. 4.11 – Diagramme de rayonnement selon le plan horizontal.

En somme, cet outil présente de nombreux avantages comme l’intuitivité et la convivialité de son interface, par contre le procédé de maillage de l’espace a un inconvénient : plus l’espace est grand, plus le nombre de points à calculer est important. Ainsi, pour un écartement entre antennes très grand, le logiciel se révèle gourmand en temps de calcul. Pour cela, CST Microwave Studio a été utilisé uniquement pour observer le niveau du couplage entre antennes émettrices.

Ce programme a été également choisi pour observer le comportement électromagnétique des antennes, car celui-ci les présente avec un réalisme surprenant (voir figure 4.8), mais aussi parce qu’il offre une plus grande précision dans le calcul des couplages aux accès guidés, grâce aux excitations parfaitement adaptées aux technologies en guide (waveguide port).

Finalement ces deux outils ont chacun leurs avantages et leurs inconvénients. Ils trouvent leur place dans beaucoup de problématiques. Le choix de l'un ou de l'autre voire même des deux résulte d'un compromis en temps de calcul.

## 4.3 Les simulations

Le logiciel FEKO a été choisi pour faire la plupart des tests en raison de l'éloignement conséquent du récepteur par rapport aux émetteurs.

Le logiciels MWS, quant à lui, a servi à visualiser le couplage entre antennes en fonction de l'évolution de l'écartement entre celles ci.

### 4.3.1 Le couplage entre antennes

Le couplage entre antennes, ou plus particulièrement le couplage entre excitations a été simulé tout d'abord par Microwave Studio. Après conception du réseau d'antenne cornet, le logiciel calcule le paramètre  $S_{21}$  exprimant le couplage entre antennes pour différentes distances dans une plage de fréquence comprise entre 8GHz et 12GHz.

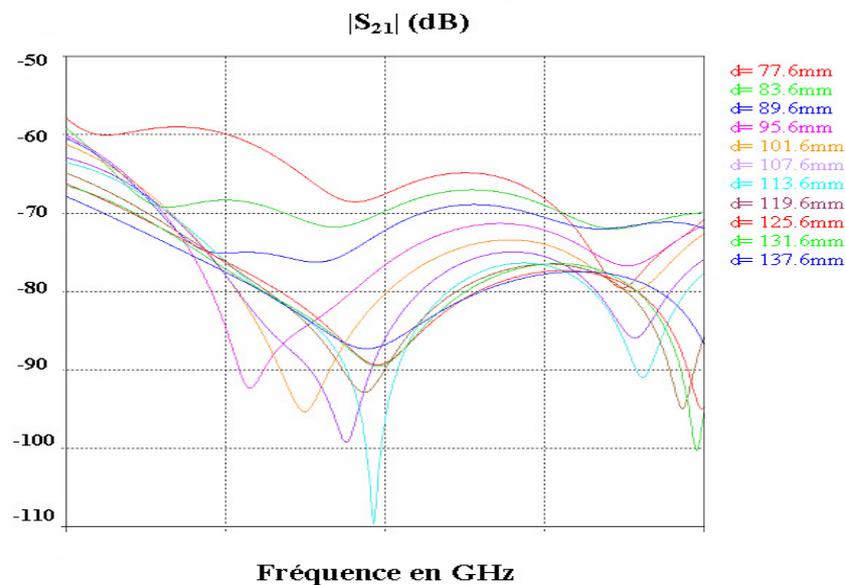


FIG. 4.12 – Couplage entre deux antennes cornets.

La figure 4.12 montre que plus la distance entre antennes est élevée, plus le paramètre  $S_{21}$  est faible. Or pour des cornets qui se touchent, le paramètre  $S_{21}$  est déjà très faible. Effectivement, les antennes “cornet” sont très directives. Ainsi l'étude d'un grand nombre d'espacement n'a que peu d'intérêt.

### 4.3.2 Modélisation d'un réseau

La première étape de la modélisation sous FEKO est l'adaptation de l'excitation de l'antenne. En effet, le diamètre du dipôle d'alimentation, son impédance et sa position dans le guide détermine l'efficacité de la propagation des ondes dans l'antenne. L'adaptation s'effectue par l'observation du paramètre  $S_{21}$  qui doit être minimisée pour une bonne adaptation. Cette étape est importante car

l'impédance ramenée par le guide (voir 4.13) et le cornet sur l'excitation n'est pas connue à l'avance.

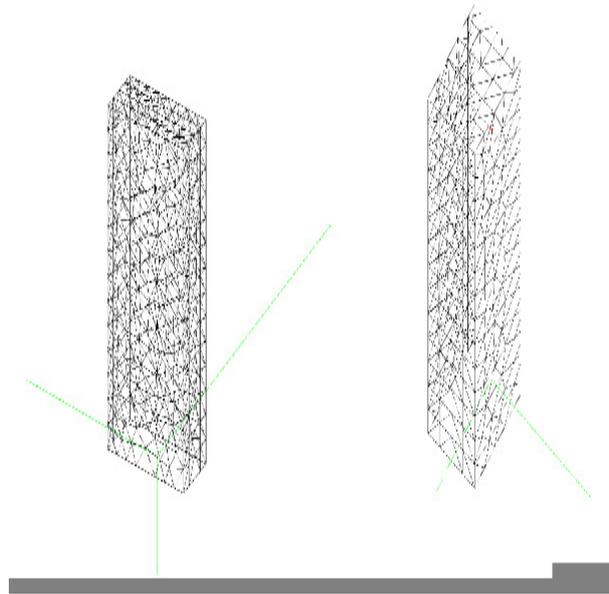


FIG. 4.13 – Guide d'onde et dipôle d'alimentation sous deux angles différents.

Il est cependant nécessaire d'obtenir les conditions d'adaptation entre source et antenne avant de procéder à la caractérisation du couplage.

Les antennes cornets sont prévues pour une utilisation à 10GHz.

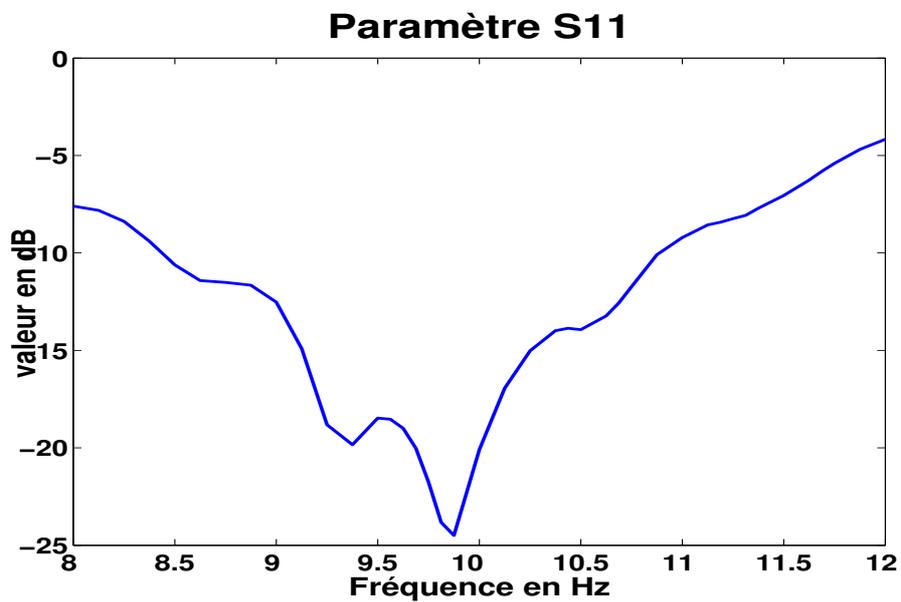


FIG. 4.14 – Adaptation de l'antenne.

La figure 4.14 montre, une fois les réglages d'excitation effectués, l'évolution du paramètre  $S_{11}$  dans la bande de fréquence comprise entre 8 et 12 GHz. Cette courbe montre tout d'abord que le niveau d'ondes réfléchies  $|S_{11}|$  est faible à 10GHz. Or une bonne adaptation à une fréquence donnée n'est pas vraie pour d'autres fréquences. Donc autour de 10GHz le coefficient de réflexion devient de plus en plus important. Après plusieurs tests, l'évolution de  $|S_{11}|$  en fonction des fréquences a montré que la minimisation de celui ci sur une fréquence donnée augmente le clivage avec les fréquences environnante. Ainsi il faut connaître l'occupation spectrale de la transmission : une très bonne adaptation rend l'évolution de  $|S_{11}|$  très sélective donc une communication en ultra large bande sera détérioré par la sélectivité d'une antenne trop bien adaptée. L'adaptation résulte donc d'un compromis entre efficacité de transmission et sélectivité.

Une fois l'antenne modélisée et ses paramètres réglés, le réseau d'antennes peut être étudié. Pour y parvenir, un complément de théorie doit être apporté.

Les modes de propagation étant différents dans le guide et le cornet, la matrice S désigne des rapport d'ondes de nature différentes, d'où une considération de pseudo modes :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & r_2 & c \\ S_{21} & S_{22} & c & r_2 \\ r_2 & c & 0 & 0 \\ c & r_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Comme dit en partie théorie, une antenne est un système passif, donc la matrice S est symétrique. Chaque matrice par bloc  $2 \times 2$  représente les couplages entre chaque port. La première matrice par bloc représente les couplages des excitations. La seconde fait apparaître  $r_2$  et  $c$  qui sont les couplages excitation à cornet. Enfin, la troisième est nulle car le couplage cornet à cornet est considéré comme négligeable (comme vue par l'étude avec Microwave Studio). Pour déterminer le réseau compatible il faut déterminer  $r_2$  et  $c$  définis par :

$$r_2 = \frac{\alpha S_{13} - \beta S_{23}}{(\alpha^2 - \beta^2) - r} \quad (4.13)$$

$$c = \frac{-\beta S_{13} - \alpha S_{23}}{(\alpha^2 - \beta^2) - r} \quad (4.14)$$

Où :

$$\alpha = \exp -jkd_1 \quad (4.15)$$

$$\beta = \frac{\exp -jkd_2}{d_2} \quad (4.16)$$

$$r = \sqrt{S_{21}d \exp -jkd} \quad (4.17)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.18)$$

- $d$  est la distance entre émetteur et récepteur ;
- $d_1$  est la distance entre l'émetteur 1 et le récepteur ;
- $d_2$  est la distance entre l'émetteur 2 et le récepteur ;
- avec  $d_1$  est différent  $d_2$  ;

Ce complément théorique fait ressortir la démarche de simulation :

- tout d'abord, la détermination de  $r$  avec  $d = 20\lambda$  (cette distance est nécessaire pour l'établissement du mode de propagation et éviter le couplage entre les deux antennes).
- ensuite, la détermination de  $r_2$  et  $c$  en utilisant la configuration suivante :

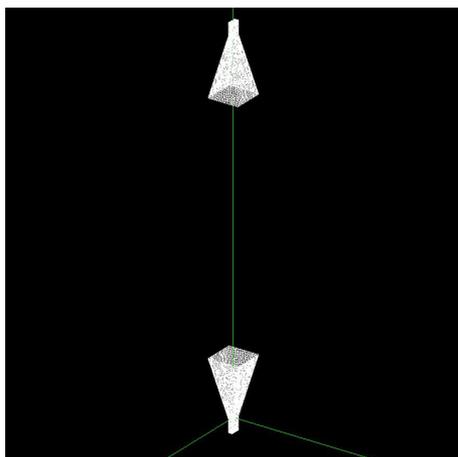


FIG. 4.15 – Première simulation.

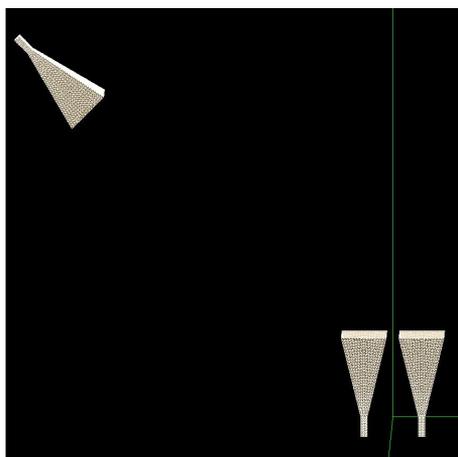


FIG. 4.16 – Configuration de simulations en fonction de l'angle du récepteur.

Les paramètres S sont différents pour chaque écartement entre antenne et chaque angle de réception d'où une étude sur un ensemble de configuration. Différentes distances entre antenne émettrices (0mm et 22mm) ont été simulées avec différents angles de réception de  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $75^\circ$ .

Les résultats donnent :

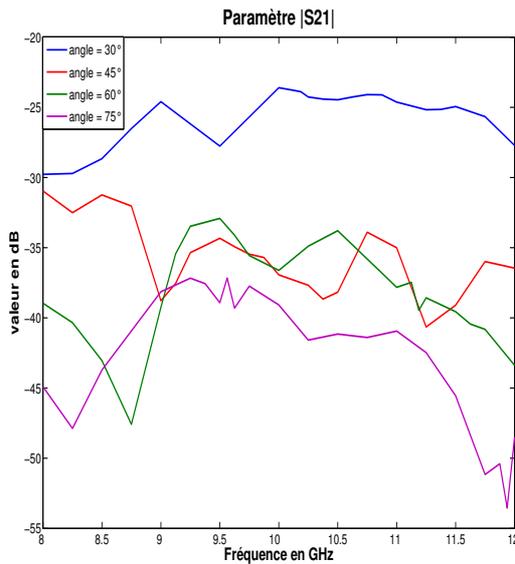


FIG. 4.17 – Évolution du couplage entre cornet.

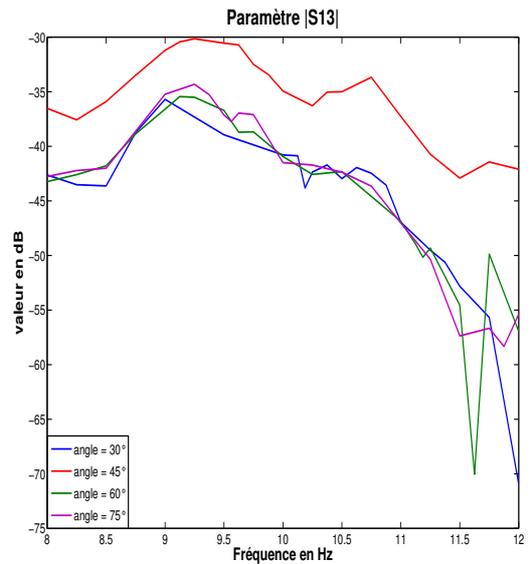


FIG. 4.18 – Évolution du coefficient de transmission.

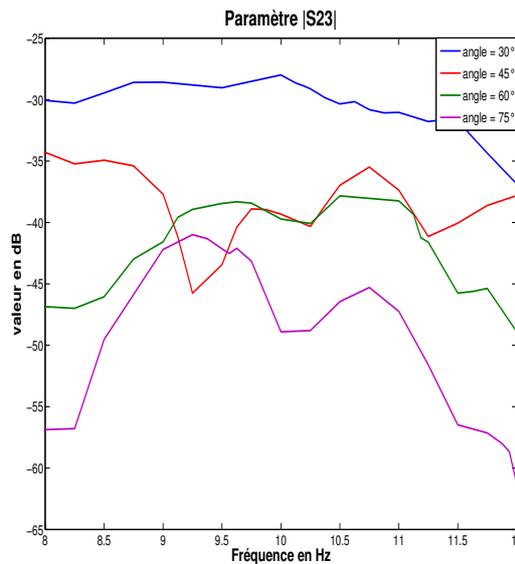


FIG. 4.19 – Évolution du couplage entre cornet.

Les figures présentent les résultats pour un écartement de cornet à cornet de 22 mm. Les résultats à 0mm sont très similaires et ne sont donc pas représentés pour une meilleure clarté des figures. Les courbes représentent les paramètres S pour différents angles de l'antenne réceptrice et donc différentes longueur de  $d_1$  et de  $d_2$ .

Les figures montrent donc que plus l'angle de réception est élevé, plus les coefficients de couplages entre excitation/excitation et excitation/cornet est faible. Les coefficients de transmission ne sont pas vraiment affectés par cet angle d'observation. pour des raisons de temps, les paramètres  $r_2$  et  $c$  restent à calculer.

## 4.4 Les mesures

Les mesures constituent le meilleur moyen de valider la cohérence des simulations. Toutefois, la grande différence qui s'en dégage est la présence de bruit et de trajets multiples. Grâce à la chambre anéchoïque montrée sur la figure 4.20, il est possible de mesurer les paramètres S, et ce, grâce à l'analyseur de réseau.



FIG. 4.20 – Chambre anéchoïque servant aux mesures.

La première étape consiste à calibrer l'analyseur en suivant une procédure de tests qui vise à connaître les caractéristiques des connecteurs, afin de rendre ces parties complètement transparentes sur les résultats et de ne mesurer que les caractéristiques des antennes.

Le matériel de mesure permet de stocker les données numériques sur une disquette. Celles-ci peuvent être reprises ultérieurement par des logiciels tel que Matlab, Scilab...

Les tests ont porté sur plusieurs types d'antennes dans différentes configurations :

- antennes “patch” en polarisation commune (voir figure 4.21) ;
- antennes “cornet” en polarisation commune (voir figure 4.22) ;
- antennes “cornet” en polarisation croisé (voir figure 4.23) ;

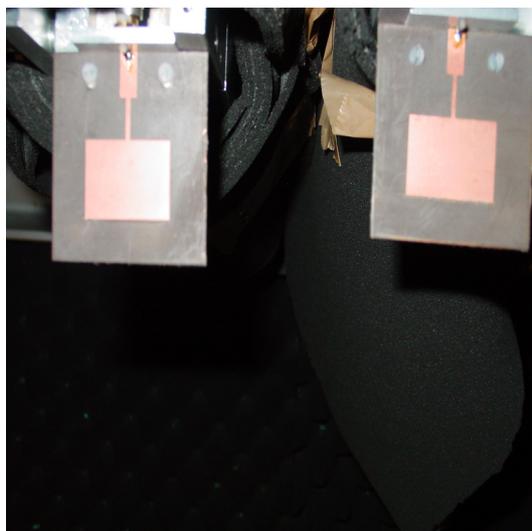


FIG. 4.21 – Mesure de la transmission entre deux antennes patches.

La figure 4.21 montre les conditions de mesures du couplage entre antennes patches. Pour cette expérimentation les antennes sont progressivement écartées d'un pas de  $\frac{\lambda}{5}$  jusqu'à  $2\lambda$ . À chaque écartement, et après stabilisation des paramètres S observés, l'analyseur enregistre les données sur les caractéristiques électromagnétiques des antennes. Cette opération est réitérée jusqu'à un écartement maximum de  $2\lambda$ .

Cette démarche de mesure est répétée pour les antennes "cornet" montrées en figure 4.22 et 4.23.

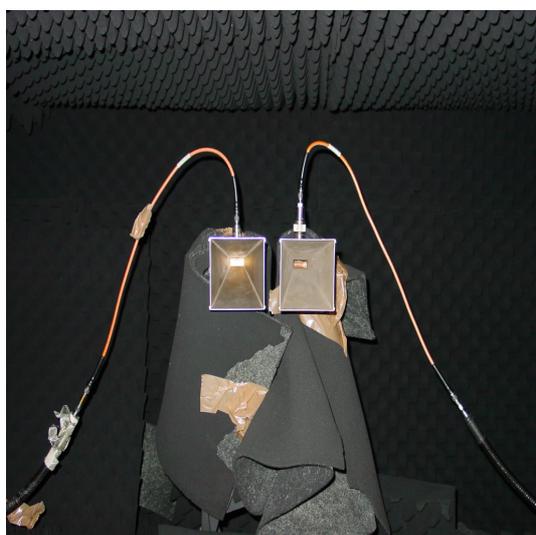


FIG. 4.22 – Mesure du couplage entre cornet.

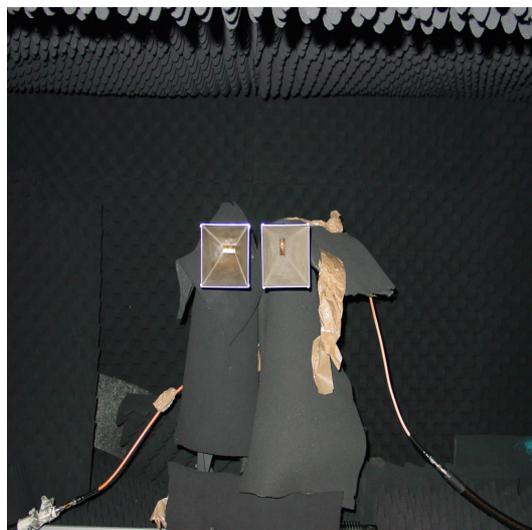


FIG. 4.23 – Couplage entre cornet en polarisation croisé.

Les résultats une fois enregistrés peuvent être comparés aux simulations effectuées avec les logiciels décrits au chapitre précédent.

#### 4.4.1 Résultats

- Patches : La figure montre l'évolution des paramètres en fonction de la fréquence sur une plage de 4GHz à 6GHz et selon plusieurs écartements.

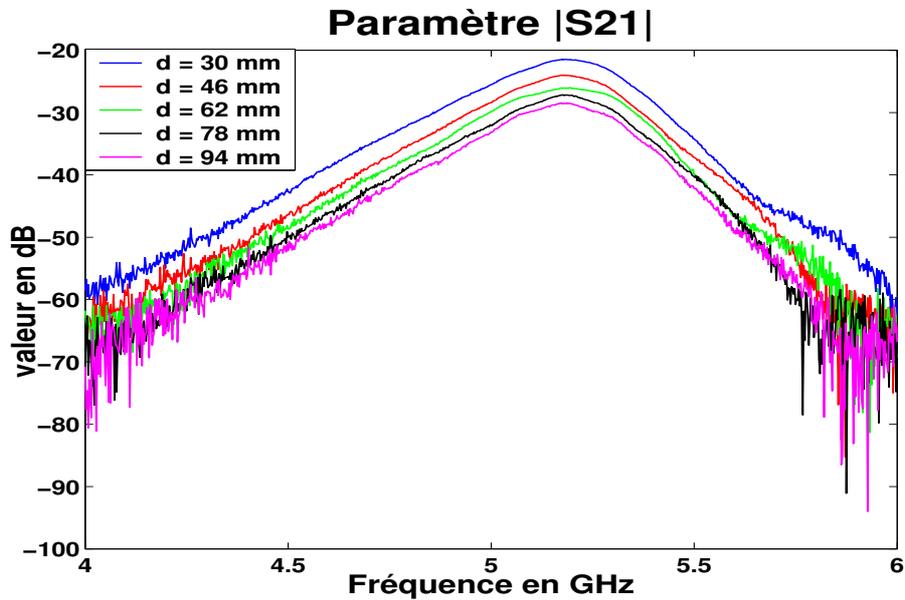


FIG. 4.24 – Mesure de la transmission entre deux antennes patchs.

La disposition des antennes vue sur la figure 4.21 montre un alignement de celles-ci discutable. Pour une mesure encore plus efficace, il faut imprimer non pas une mais deux antennes patchs sur la même plaque et pour chaque écartement entre antennes, une plaque doit être imprimée. Néanmoins, une appréciation des résultats est possible. La distance entre antennes diminue le couplage (voir 4.24). Ce couplage est plus élevé autour de 5.2GHz. En effet, les antennes cornets sont adaptés autour de cette fréquence. C'est à cette fréquence que les antennes transmettent le mieux, c'est donc à cette fréquence que les diagrammes s'interfèrent le plus.

- Cornet : Les résultats du couplage entre antennes cornets en polarisation commune sont présentés en 4.25 :

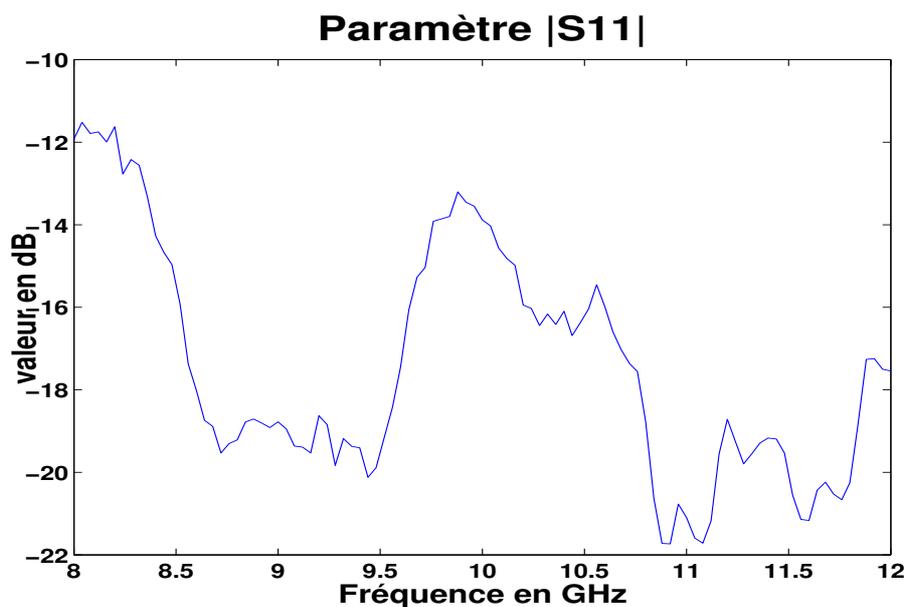


FIG. 4.25 – Mesure du couplage entre cornet.

Comme vue dans les simulations, le couplage entre antennes est très faible d'où le besoin de mesures fines et sensibles. La disposition des cornets n'étant pas parfaite, les mesures présentent des résultats erronés où le bruit et les connectiques apportent une grande contribution.

Un réglage plus fin de l'analyseur et un nouveaux calibrage de ce dernier aurait été souhaitable.

La partie mesure a montré au combien il faut être minutieux et ne rien laisser au hasard dans cette démarche. À travers cette campagne de mesure ont pu être observés tous les moyens technique, logistique nécessaire et toutes les difficultés associées pour obtenir des résultats fiables.

---

## CONCLUSION

---

L'objectif de ce stage était de faire une étude semi déterministe du canal MIMO en vue d'une mise en relation entre la capacité du canal et la matrice du critère de corrélation des canaux SISO équivalents. Cette étude a permis de montrer de manière théorique et expérimentale cette relation.

Dans un premier temps, une batterie de tests dans de multiples configurations et sous diverses conditions, ont montré que pour maximiser la capacité du canal, il faut minimiser certains critères de corrélation bien particuliers. Ces critères sont directement dépendant des conditions de communication. Ainsi la distance émetteurs-récepteurs, l'absence éventuelle de trajet direct entre les émetteurs et les récepteurs jouent un rôle certain sur ces derniers et donc sur les performances du canal MIMO. Cette étude a été complétée par un développement mathématique qui a confirmé ces constatations.

Dans un deuxième temps, un moyen de minimiser les critères de corrélation a été étudié. Ce moyen est la diversité de polarisation à l'émission comme à la réception. Ce procédé permet de décorréler les sous canaux de manière simple et efficace et donc de maximiser la capacité.

Grâce au séjour à l'ENSTB le couplage entre antennes en configuration MIMO a pu être analysé. En effet, la proximité des antennes induit un phénomène de couplage où les diagrammes de rayonnement des uns interviennent dans la transmission des autres. Ce couplage est parfois pénalisant, parfois bénéfique. Cette influence est variable, selon les conditions de transmission mais également en fonction de la distance entre antennes.

Les études ont montré que les antennes directives avaient un couplage mutuel très faible. À l'inverse, des antennes très directives ont un effet de couplage important d'où une influence importante de l'écartement entre celles-ci.

Finalement, ce stage est complet de part la multitude de résultats qu'il a apporté et la complémentarité de ceux-ci. Le partenariat existant entre le LEST et le SIC a pu agrémente ce travail par d'autres aspects, qui ont permis de mettre en oeuvre une diversité de compétences.

---

---

## PERSPECTIVES

---

Le travail effectué au cours de ce stage montre des résultats intéressants qui ne demande qu'à être confirmés par des campagnes de mesures. Afin de valider d'une part la modélisation déterministe du canal MIMO et dans un second temps de vérifier les comportements de la capacité en fonction des corrélations.

Ce stage, bien qu'ayant beaucoup de résultats, peut être complété par l'intégration des données de couplages entre antennes dans les données de canal. L'influence du couplage sur les corrélations et donc sur la capacité permettra de confronter ces résultats avec ceux de la littérature [7].

A l'inverse, les réponses impulsionnelles peuvent être intégrées dans la modélisation électromagnétique d'un système MIMO afin d'alimenter une chaîne de transmission simulée.

Toujours dans un contexte de caractérisation de couplage entre antennes, des méthodes de découplages peuvent être étudiées, et ce, de manière électrique ou bien numérique en jouant sur l'enveloppe complexe des ondes électromagnétiques. Ainsi des méthodes numériques de pré-couplage pourront être mises en place afin d'enrayer ce phénomène.

Or dans un système de transmission et dans un systèmes électrique en général tout corps conducteurs rayonne. L'idée serait donc de découplés non seulement les antennes mais également les câbles d'alimentation ainsi que les circuits en général.

Le but recherché dans la poursuite de ce stage serait donc de partir d'une étude de canal MIMO et de se diriger progressivement sur une étude "système" afin de caractériser l'ensemble d'un système MIMO par des simulations confrontées à des mesures.

# MISE EN RELATION DE LA CAPACITÉ ET DU CRITÈRE DE CORRÉLATION

## A.1 Mise en équation

Cette annexe traite du développement mathématique qui met en relation la capacité du canal et la matrice de corrélation  $R_x$ . En effet, tout au long de ce stage les résultats obtenus par la visualisation de la capacité et de la matrice de critères de corrélation ont montré que plus les sous canaux étaient corrélés, plus la capacité était faible et inversement. Le travail présenté ci-après est important dans la mesure où les résultats expliquent très bien le comportement du canal MIMO. La formule développée permet de vérifier la validité de certaines simulations.

Voici un rappel des formules qui serviront de base à ce développement. Celles-ci sont respectivement la formule de la capacité, de la corrélation et du critère de corrélation statistique :

$$C = \log_2(\det(I_M + \frac{\rho}{N}(HH^H))) \quad (\text{A.1})$$

$$R_{h_{ij}h_{kl}} = E[h_{ij}h_{kl}^*] \quad (\text{A.2})$$

$$\rho_{h_{ij}h_{kl}} = \frac{E[h_{ij}h_{kl}^*]}{\sqrt{E[h_{ij}h_{ij}^*] * E[h_{kl}h_{kl}^*]}} \quad (\text{A.3})$$

La capacité se base sur le produit  $HH^H$  et peut être calculer sur l'ensemble des produits  $HH^H$  qui donnent le résultat suivant [?] :

$$E[HH^H] = \begin{pmatrix} E[h_{11}h_{11}^*] + E[h_{12}h_{12}^*] & E[h_{11}h_{21}^*] + E[h_{12}h_{22}^*] \\ E[h_{21}h_{11}^*] + E[h_{22}h_{21}^*] & E[h_{21}h_{21}^*] + E[h_{22}h_{22}^*] \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

La formule A.5 montre la matrice de corrélation pour le même système :

$$R_H = \begin{pmatrix} E[h_{11}h_{11}^*] & E[h_{12}h_{11}^*] & E[h_{21}h_{11}^*] & E[h_{22}h_{11}^*] \\ E[h_{11}^*h_{12}] & E[h_{12}h_{12}^*] & E[h_{21}h_{12}^*] & E[h_{22}h_{12}^*] \\ E[h_{11}^*h_{21}] & E[h_{12}^*h_{21}] & E[h_{21}h_{21}^*] & E[h_{22}h_{21}^*] \\ E[h_{11}^*h_{22}] & E[h_{12}^*h_{22}] & E[h_{21}^*h_{22}] & E[h_{22}h_{22}^*] \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

La comparaison entre A.4 et A.5 montre le lien évident entre corrélation et capacité. En effet, certains des éléments de  $R_H$  apparaissent dans le produit  $HH^H$ . Ces éléments sont mis en valeurs en A.6

$$R_H = \left( \begin{array}{cc|cc} \mathbf{E}[h_{11}h_{11}^*] & E[h_{12}h_{11}^*] & \mathbf{E}[h_{21}h_{11}^*] & E[h_{22}h_{11}^*] \\ E[h_{11}^*h_{12}] & \mathbf{E}[h_{12}h_{12}^*] & E[h_{21}h_{12}^*] & \mathbf{E}[h_{22}h_{12}^*] \\ \mathbf{E}[h_{11}^*h_{21}] & E[h_{12}^*h_{21}] & \mathbf{E}[h_{21}h_{21}^*] & E[h_{22}h_{21}^*] \\ E[h_{11}^*h_{22}] & \mathbf{E}[h_{12}^*h_{22}] & E[h_{21}^*h_{22}] & \mathbf{E}[h_{22}h_{22}^*] \end{array} \right) \quad (\text{A.6})$$

D'après la disposition des corrélations et les sommes présentées en A.4,  $HH^H$  est le résultat des produits des éléments diagonaux de chaque matrices par bloque de dimensions  $M \times N$  ( $M$  étant le nombre d'antenne à l'émission et  $N$  le nombre d'antenne à la réception).

## A.2 Développement de la matrice $HH^H$

Le calcul de la capacité se base sur un ensemble de matrices  $H$  issus d'un tirage aléatoire de positions de réception. Ainsi son calcul peut se faire sur la moyennes de ces tirages comme suit :

$$E[HH^H] = \begin{pmatrix} E[h_{11}h_{11}^*] + E[h_{12}h_{12}^*] & E[h_{11}h_{21}^*] + E[h_{12}h_{22}^*] \\ E[h_{21}h_{11}^*] + E[h_{22}h_{21}^*] & E[h_{21}h_{21}^*] + E[h_{22}h_{22}^*] \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Or comme indiqué en partie théorie, la matrice  $H$  est normalisé comme suit :

$$H = \begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{\sqrt{E[|h_{11}|^2]}} & \frac{h_{12}}{\sqrt{E[|h_{12}|^2]}} \\ \frac{h_{21}}{\sqrt{E[|h_{21}|^2]}} & \frac{h_{22}}{\sqrt{E[|h_{22}|^2]}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{h_{11}}{\sqrt{E[h_{11}h_{11}^*]}} & \frac{h_{12}}{\sqrt{E[h_{12}h_{12}^*]}} \\ \frac{h_{21}}{\sqrt{E[h_{21}h_{21}^*]}} & \frac{h_{22}}{\sqrt{E[h_{22}h_{22}^*]}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Donc le produit  $E[HH^H]$  devient finalement :

$$\begin{pmatrix} \frac{E[h_{11}h_{11}^*]}{E[\sqrt{E[h_{11}h_{11}^*]}]} + \frac{E[h_{12}h_{12}^*]}{E[\sqrt{E[h_{12}h_{12}^*]}]} & \frac{E[h_{11}h_{21}^*]}{E[\sqrt{E[(h_{11}h_{11}^*)E[(h_{21}h_{21}^*)]}]} + \frac{E[h_{12}h_{22}^*]}{E[\sqrt{E[(h_{12}h_{12}^*)E[(h_{22}h_{22}^*)]}]} \\ \frac{E[h_{21}h_{11}^*]}{E[\sqrt{E[(h_{21}h_{21}^*)E[(h_{11}h_{11}^*)]}]} + \frac{E[h_{22}h_{12}^*]}{E[\sqrt{E[(h_{22}h_{22}^*)E[(h_{12}h_{12}^*)]}]} & \frac{E[h_{21}h_{21}^*]}{E[\sqrt{E[h_{21}h_{21}^*]}]} + \frac{E[h_{22}h_{22}^*]}{E[\sqrt{E[h_{22}h_{22}^*]}]} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

La formule du critère de corrélation A.3 permet de mettre le produit A.9 de la manière suivante :

$$E[HH^H] = \begin{pmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} + \rho_{h_{12}h_{12}} & \rho_{h_{11}h_{21}} + \rho_{h_{12}h_{22}} \\ \rho_{h_{21}h_{11}} + \rho_{h_{22}h_{12}} & \rho_{h_{21}h_{21}} + \rho_{h_{22}h_{22}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Le liens entre capacité et corrélation est donc direct :

$$R_x = \begin{pmatrix} \rho_{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{11}} & \rho_{h_{12}h_{11}} & \rho_{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{11}} & \rho_{h_{22}h_{11}} \\ \rho_{h_{11}h_{12}} & \rho_{\mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{12}} & \rho_{h_{21}h_{12}} & \rho_{\mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{12}} \\ \rho_{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{21}} & \rho_{h_{12}h_{21}} & \rho_{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{21}} & \rho_{h_{22}h_{21}} \\ \rho_{h_{11}h_{22}} & \rho_{\mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{22}} & \rho_{h_{21}h_{22}} & \rho_{\mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{22}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

## A.3 Mise en forme de la matrice de critère de corrélation

Pour inclure la matrice A.11 dans la formule de capacité il faut procéder en plusieurs étapes. La première consiste à isoler les corrélations qui entrent en jeu. Pour se faire, la matrice  $R_x$  est multiplié éléments par éléments à :

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Cette matrice résulte du produit :

$$(U_M \otimes I_N) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} & 1 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ 1 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} & 1 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

La multiplication de A.12 avec  $R_x$  donne la matrice de critère de corrélation suivante :

$$R'_x = \begin{pmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} & 0 & \rho_{h_{21}h_{11}} & 0 \\ 0 & \rho_{h_{12}h_{12}} & 0 & \rho_{h_{22}h_{12}} \\ \rho_{h_{11}h_{21}} & 0 & \rho_{h_{21}h_{21}} & 0 \\ 0 & \rho_{h_{12}h_{22}} & 0 & \rho_{h_{22}h_{22}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Les corrélations utiles au calcul de la capacité doivent être additionnées correctement. Ces additions concernent les diagonales de chaque bloc  $M \times N$ . Afin d'y parvenir les opérations suivantes doivent être faites :

1) La première étape est d'additionner les lignes impaires avec les lignes paires les succédant comme suit :

$$(I_M \otimes U_{1N}) \cdot R'_H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} & 0 & \rho_{h_{21}h_{11}} & 0 \\ 0 & \rho_{h_{12}h_{12}} & 0 & \rho_{h_{22}h_{12}} \\ \rho_{h_{11}h_{21}} & 0 & \rho_{h_{21}h_{21}} & 0 \\ 0 & \rho_{h_{12}h_{22}} & 0 & \rho_{h_{22}h_{22}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Cette opération donne :

$$R''_x = \begin{bmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} & \rho_{h_{12}h_{12}} & \rho_{h_{21}h_{11}} & \rho_{h_{22}h_{12}} \\ \rho_{h_{11}h_{21}} & \rho_{h_{12}h_{22}} & \rho_{h_{21}h_{21}} & \rho_{h_{22}h_{22}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

2) La seconde étape consiste à additionner les colonnes impaires avec les colonnes paires qui les succède :

$$(I_M \otimes U_{1N})' \cdot R''_x = \begin{bmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} & \rho_{h_{12}h_{12}} & \rho_{h_{21}h_{11}} & \rho_{h_{22}h_{12}} \\ \rho_{h_{11}h_{21}} & \rho_{h_{12}h_{22}} & \rho_{h_{21}h_{21}} & \rho_{h_{22}h_{22}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

La matrice résultante de cette opération est :

$$\begin{pmatrix} \rho_{h_{11}h_{11}} + \rho_{h_{12}h_{12}} & \rho_{h_{21}h_{11}} + \rho_{h_{22}h_{12}} \\ \rho_{h_{11}h_{21}} + \rho_{h_{12}h_{22}} & \rho_{h_{21}h_{21}} + \rho_{h_{22}h_{22}} \end{pmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Ces deux étapes peuvent être effectuées en une seul :

$$(I_M \otimes U_{1N}) \cdot R'_x \cdot (I_M \otimes U'_{1N}) \quad (\text{A.19})$$

Pour résumer, toutes ces opérations peuvent être réunies :

$$E[HH^H] = (I_M \otimes U_{1N}) \cdot [(U_M \otimes I_N) \cdot \times R_x] \cdot (I_M \otimes U'_{1N}) \quad (\text{A.20})$$

La formule de la capacité devient donc :

$$C = \log_2(\det(I_M + \frac{\rho}{N} [(I_M \otimes U_{1N}) \cdot [(U_M \otimes I_N) \cdot \times R_x] \cdot (I_M \otimes U'_{1N})])). \quad (\text{A.21})$$

Ce qui est important de voir dans ce développement, c'est le fait que toutes les corrélations n'interviennent pas dans le calcul (voir formule :A.11). D'après la figure A.1 il est facile de s'apercevoir que les critère de corrélations utilisés sont les plus élevés. De plus l'évolution de ces corrélations sont constante ou variant peu autour d'une constante d'où la forme de l'évolution de la capacité en . Pour être plus précis, ces corrélations comparent les réponses impulsionnelles entre les liens émetteur E1|R1 et E2|R1 et ce, pour chaque récepteur.

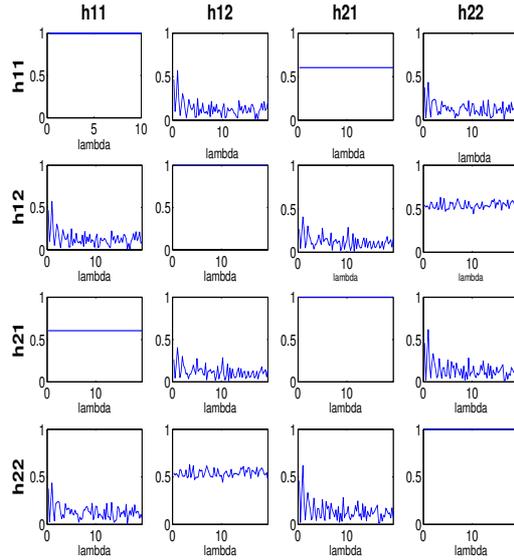


FIG. A.1 – matrice de critère de corrélation.

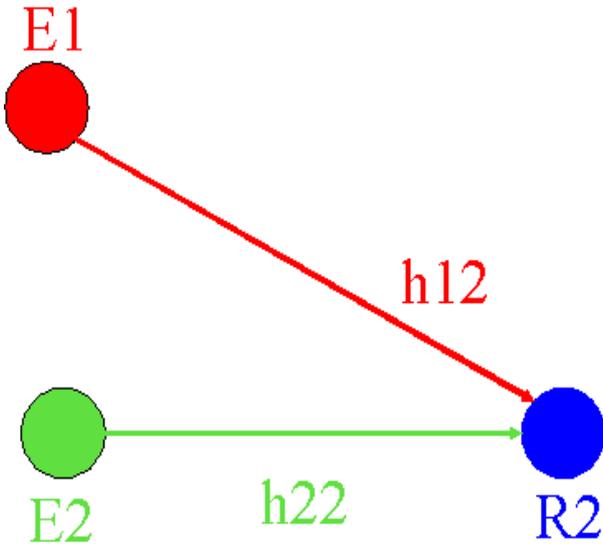


FIG. A.2 – sous canaux mis en jeu dans les corrélations utile à la capacité.

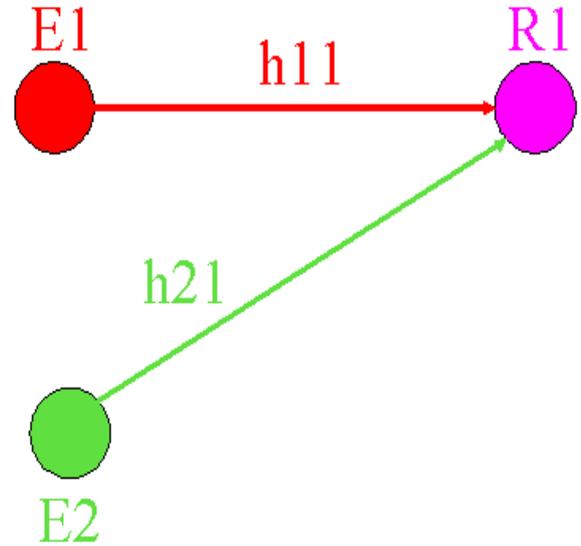


FIG. A.3 – sous canaux mis en jeu dans les corrélations utile à la capacité.

## A.4 Généralisation

Pour des systèmes MIMO n'utilisant pas le même nombre d'antennes à l'émission et à la réception la formule A.21 se transforme de la manière suivante :

Pour  $M > N$  :

$$C = \log_2(\det(I_{M \times N} + \frac{\rho}{M}[(I_N \otimes U_{1M}) \cdot (U_N \otimes I_M) \cdot \times R_H \cdot (I_N \otimes U_{1M})^t])). \quad (\text{A.22})$$

Pour  $N > M$  :

$$C = \log_2(\det(I_{N \times M} + \frac{\rho}{N}[(I_M \otimes U_{1N}) \cdot (U_M \otimes I_N) \cdot \times R_H \cdot (I_M \otimes U_{1N})^t])). \quad (\text{A.23})$$

Le produit  $\frac{\rho}{N}[(I_M \otimes U_{1N}) \cdot (U_M \otimes I_N) \cdot \times R_H \cdot (I_M \otimes U_{1N})']$  (appelé X) donne une matrice carré symétrique. Cette dernière est diagonalisable :  $PDP^{-1}$

Or le déterminant s'applique à :

$$I_{N \times M} + X \quad (\text{A.24})$$

Un exemple de calcul de déterminant pour une somme de matrice  $I_M + AB$  est donné :

$$\det(I_N + AB) = \det(BB^{-1} + AB) \quad (\text{A.25})$$

$$\det(I_N + AB) = \det(B^{-1} + A) * \det(B) \quad (\text{A.26})$$

$$\det(I_N + AB) = \det(B) * \det(B^{-1} + A) \quad (\text{A.27})$$

$$\det(I_N + AB) = \det(BB^{-1} + BA) \quad (\text{A.28})$$

$$\det(I_N + AB) = \det(I_N + BA) \quad (\text{A.29})$$

$$(\text{A.30})$$

Cette démonstration faite, il est possible d'écrire :

$$\det(I_M + X) = \det(I_M + PDP^{-1}) \quad (\text{A.31})$$

$$\det(I_M + X) = \det(I_M + DPP^{-1}) \quad (\text{A.32})$$

$$\det(I_M + X) = \det(I_M + D) \quad (\text{A.33})$$

Sachant que  $I_M$  et  $D$  sont des matrices diagonale ( $D$  est composé des valeurs propres de la matrice X) et que leur déterminant est le produit de leurs éléments diagonaux :

$$\det(I_M + X) = \prod_{i=1}^L (1 + \lambda_i). \quad (\text{A.34})$$

Où,  $L$  désigne le plus grand nombre d'antennes du système.

Ainsi l'équation de la capacité devient :

$$C = \log_2\left(\prod_{i=1}^L (1 + \lambda_i)\right) \quad (\text{A.35})$$

$$C = \sum_{i=1}^L \log_2(1 + \lambda_i) \quad (\text{A.36})$$

Où  $\lambda_i$  est la valeur propre de :

$$I_{N \times M} + \frac{\rho}{N}[(I_M \otimes U_{1N}) \cdot (U_M \otimes I_N) \cdot * R_H \cdot (I_M \otimes U_{1N})']$$

---

# PRISE EN MAIN DES LOGICIELS EXISTANT ET OPTIMISATIONS

---

Tout au long de ce stage il a fallu apprendre à utiliser les différents outils de travail afin d'en comprendre leur fonctionnement et les améliorer.

L'introduction des nouveaux scénarii a permis de revoir tout le fonctionnement du programme de caractérisation ainsi que l'architecture des fichiers d'entrées/sorties.

Une fois ces modifications effectuées, des optimisations ont dû être ajoutées. Ainsi les fichiers d'entrées/sorties qui à l'origine étaient en format texte furent passés en format binaire pour une compression des données. Après plusieurs simulations, il s'avère que les fichiers binaires sont deux fois moins encombrants que les fichiers textes tout en étant plus rapides d'accès. Ces derniers ne sont pas lisibles par un simple éditeur de texte. Ainsi les retards de propagation, les atténuations, les angles d'arrivées ne sont plus visibles. Un programme annexe a donc été créé pour récolter le retard maximum de tous les trajets. Ces informations permettent d'obtenir le temps d'observation et la résolution fréquentielle. Ainsi il ne reste plus qu'à fixer le nombre d'échantillons souhaité. Ce nombre ne doit pas être inférieur à 400 [2].

La démarche de simulation demande l'utilisation de plusieurs fichiers (script, Matlab, c...). Suite à la multitude de paramètres à modifier dans différents fichiers et la confusion qu'il pouvait y avoir lors des paramétrages, un complément d'interface fut inséré afin de faciliter la mise en œuvre des tests. Ainsi plusieurs pages supplémentaires ont été créées pour récolter les paramètres du simulateur de propagation et contrôler ce dernier. La possibilité de programmer plusieurs scénarios de simulations a également été intégrée afin de faciliter les comparaisons.

Pour être plus précis, un premier programme montré en figure B.1 calcule les coordonnées des positions d'antennes réceptrices. Il inscrit la liste des coordonnées dans des fichiers lisibles par le simulateur.

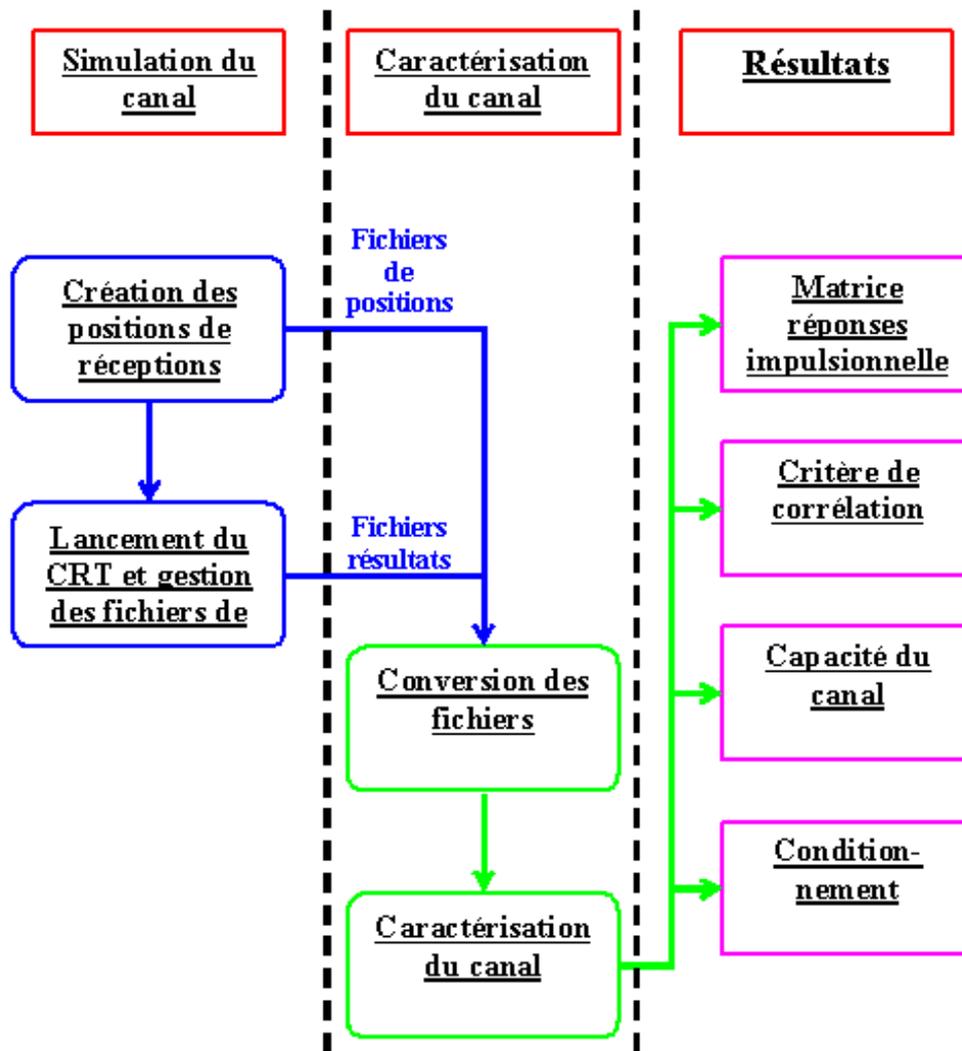


FIG. B.1 – Synoptique complet des simulations.

Le second programme s'occupe de gérer le simulateur et les noms de fichiers résultats. Le simulateur est utilisé en mode non graphique. Ce mode permet d'inscrire les résultats directement dans des fichiers sans les afficher à l'écran.

Le simulateur a sa propre architecture de fichier. Ces derniers ne correspondant pas au format utilisé par le logiciel de caractérisation de canal, il faut procéder à une conversion de fichier.

Remarque : selon les dispositifs de mesures ou de simulations, une conversion différente doit être envisagée.

En dernière étape, le logiciel de caractérisation est lancé pour obtenir toutes les informations désirées.

Cette nouvelle interface n'a rien de formelle, le logiciel de Yannick Chartois est un logiciel de caractérisation qui a pour vocation d'être alimenté par des données de toutes natures, que celle-ci soit issues de simulations ou de mesures. Néanmoins des améliorations peuvent être reprises pour le logiciel original. Les sécurités qui consistent à détecter les fichiers erronés par exemple, ou encore le programme qui donne des informations sur les temps de propagation pour un échantillonnage plus efficace des réponses impulsionnelles...

Le fonctionnement de cette nouvelle interface suit le procédé suivant : La première page B.2 récolte les paramètres du simulateur CRT.

FIG. B.2 – première page de la nouvelle interface.

- nom de la simulation ;
- scène choisi ;
- nombre d'interactions ;
- position de l'émetteur et de la zone de réception ;
- taille de la zone de réception en m ;
- choix des scénarii ;
- choix de la polarisation des antennes (1 : VV|VV, 2 : VV|HV, 3 : VV|HH, 4 : VV|HV) ;
- pas d'écartement entre les antennes réceptrices ;
- écartement entre les antennes émettrices ;

La deuxième page B.3 traite de la caractérisation en elle même. Elle est identique à la page de l'interface initial. Ensuite, la page B.4 reprend les options proposé par le logiciel original. Seul élément rajouté, la possibilité d'afficher les résultats à la fin de la simulation (view).

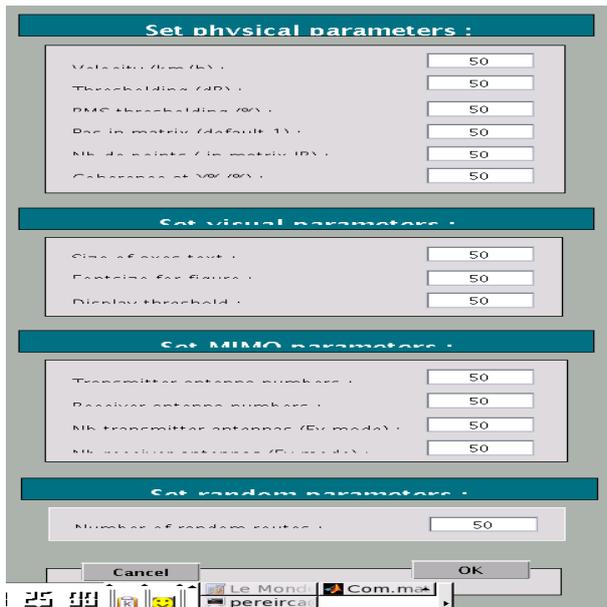


FIG. B.3 – page de post traitement.

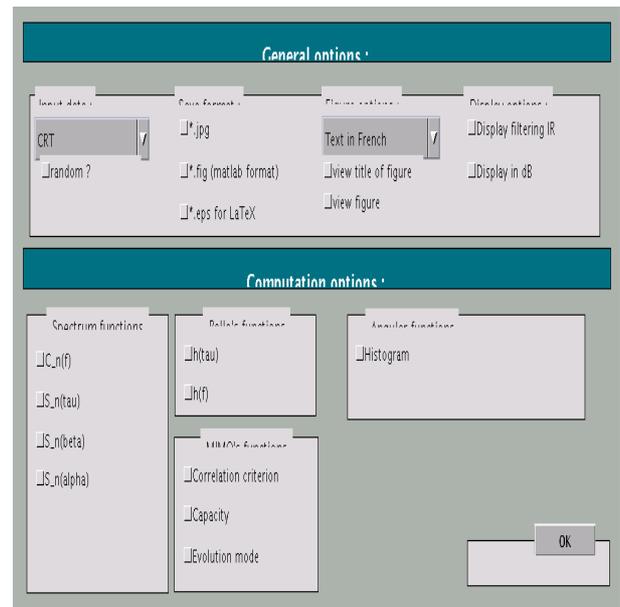


FIG. B.4 – page d’option.

La vraie nouveauté fait apparition à la pages “continuation” B.5. Désormais il est possible de lancer non pas une, mais plusieurs simulations les unes à la suite des autres. Ceci permet d’améliorer le confort d’utilisation : une batterie de test peut être effectué.

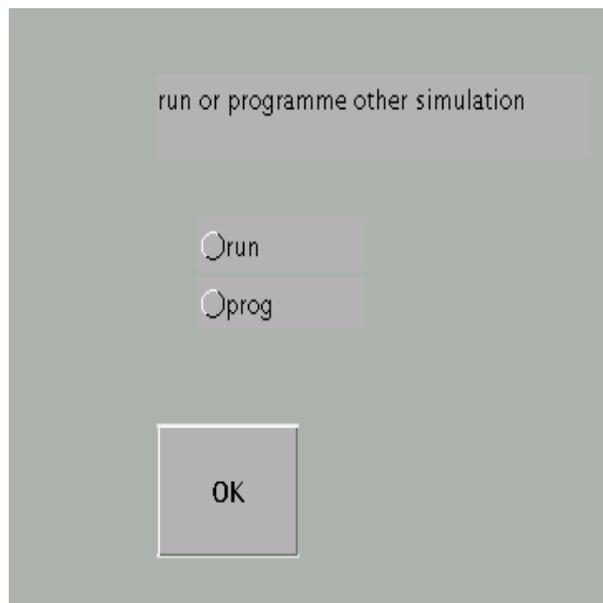


FIG. B.5 – page de décision.

Au vue du nombre de paramètres et de simulation, un cycle de confirmation est lancé. Pour chaque simulation programmé, les paramètres sont affichés et doivent être confirmés.

Un inventaire des problèmes pouvant arrêter le système :

- une simulation donnant une réponse impulsionnelle ayant moins de deux trajet ;
- des matrices de réponses impulsionnelle nulle du à un mauvais échantillonnage ;

Pour le premier cas, une alarme arrête le programme lorsqu’une simulation produit une réponse impulsionnelle avec moins de deux trajets.

Une autre alarme fut programmé. Un mauvais échantillonnage peut produire des réponses impulsionnelle nulle sans trajet qui arrête le programme. Cette alarme détecte ces réponses impulsionsnelles, le programme arrête le calcul et continue la batterie de test.

---

---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] Chartois Yannick. *Rapport d'avancement pour la région N°3 Projet EPAR-3D : Étude paramétrique tridimensionnelle avancée de canaux de radiocommunication*. Technical report, Université de Poitiers - ENST Bretagne, Octobre 2004.
- [2] Chartois Yannick. *Rapport intermédiaire de thèse N°5 Projet EPAR-3D : Étude paramétrique tridimensionnelle avancée de canaux de radiocommunication*. Technical report, Université de Poitiers - ENST Bretagne, Avril 2005.
- [3] Y.Pousset, R.Vauzelle, L.Aveneau and M.Mériaux. *Characterization of the mobile channel by a 3D UTD propagation model*. PSIP'2001 SIC university of Poitiers, 2001.
- [4] S.M.Alamouti. *A simple transmit diversity technique for wireless communications*. IEEE journal on select areas in communications, October 1998.
- [5] G.J. Foschini and M.J. Gans. *On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*. Klumer academic publisher, Bell labs, 1998.
- [6] D.Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P.J. Smith and A.Naguib. *From theory to practice : an overview of MIMO space-time coded wireless systems*. IEEE journal on select areas in communications, April 2003.
- [7] Y.Huang, S.Saadaoui, Y.Chartois, F.Le Pennec, Ph. Rostaing, R. Vauzelle and Y.Pousset. *Antenna coupling in ray tracing based MIMO channel model*. ECPS conference, ENST Bretagne - Université de Poitiers, March 2005.
- [8] Ali Abdi. *A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels*. IEEE journal on select areas in communications, April 2002.
- [9] P.A. Bello *Characterization of randomly time-variant linear channels*. IEEE trans. on commun, pages pp. 360-393 December 1963.

---



---

## TABLE DES FIGURES

---

1.1	Mode de transmission. . . . .	7
1.2	Capacité pour différents canaux MIMO . . . . .	10
1.3	Évolution de la capacité en fonction du SNR et différents nombres d'antennes . . . . .	11
1.4	Évolution de la capacité en fonction du nombre d'antennes . . . . .	12
2.1	Association des deux logiciels. . . . .	13
2.2	Synoptique du simulateur de canal radio . . . . .	14
2.3	exemple de zone de couverture. . . . .	14
2.4	exemple de calcul en mode SISO. . . . .	14
2.5	synoptique du logiciel de caractérisation de canal radio. . . . .	15
3.1	Synoptique des premiers scénarii. . . . .	17
3.2	Synoptique d'un nouveau scénarii. . . . .	18
3.3	Scène virtuelle 3D représentant le couloir du laboratoire SIC . . . . .	19
3.4	Scène virtuelle 3D représentant l'amphithéâtre de Poitiers . . . . .	20
3.5	Schéma de polarisation commune. . . . .	21
3.6	Schéma de simulation en diversité de polarisation. . . . .	21
3.7	Matrice du critère de corrélation du canal. . . . .	22
3.8	Capacité du canal. . . . .	22
3.9	Couverture d'un ancien scénarii. . . . .	23
3.10	Couverture d'un nouveau scénarii. . . . .	23
3.11	Couverture de 50 scénarii selon la première méthode. . . . .	23
3.12	Couverture de 50 scénarii selon la deuxième méthode. . . . .	23
3.13	corrélation heuristique entre $h_{11}$ et $h_{21}$ anciens et nouveaux scénarii. . . . .	24
3.14	Matrice de critère de corrélation avec et sans diversité de polarisation. . . . .	24
3.15	Capacité avec et sans diversité de polarisation. . . . .	24
3.16	Réponse impulsionnelle dans le cas de la visibilité. . . . .	25
3.17	Réponse impulsionnelle dans le cas sans trajet direct. . . . .	25
3.18	Matrice de corrélation pour plusieurs distances. . . . .	26
3.19	Capacité pour plusieurs distances. . . . .	26
3.20	Corrélations avec et sans diversité de polarisation. . . . .	27
3.21	Capacités avec et sans diversité de polarisation. . . . .	27
3.22	Matrice de corrélation pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception. . . . .	28
3.23	Capacité pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception. . . . .	28
3.24	Matrice de corrélation pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception avec et sans diversité de polarisation. . . . .	29

3.25	Capacité pour des émetteurs hors et dans la pièce de réception avec et sans diversité de polarisation. . . . .	29
4.1	Circuit électronique en basse fréquence. . . . .	31
4.2	Modèle haute fréquence. . . . .	31
4.3	Réseau d'antennes cornet . . . . .	33
4.4	Modélisation circuit d'un réseau MIMO . . . . .	33
4.5	Modélisation circuit d'un réseaux MIMO. . . . .	34
4.6	Antennes cornet à l'émission et à la réception. . . . .	35
4.7	Modélisation d'une antenne cornet par CST Microwave Studio. . . . .	36
4.8	Diagramme de rayonnement de l'antenne cornet en 3D. . . . .	38
4.9	Propagation des ondes dans l'antenne selon un plan vertical. . . . .	38
4.10	Diagramme de rayonnement selon le plan vertical. . . . .	38
4.11	Diagramme de rayonnement selon le plan horizontal. . . . .	38
4.12	Couplage entre deux antennes cornets. . . . .	39
4.13	Guide d'onde et dipôle d'alimentation sous deux angles différents. . . . .	40
4.14	Adaptation de l'antenne. . . . .	40
4.15	Première simulation. . . . .	42
4.16	Configuration de simulations en fonction de l'angle du récepteur. . . . .	42
4.17	Évolution du couplage entre cornet. . . . .	43
4.18	Évolution du coefficient de transmission. . . . .	43
4.19	Évolution du couplage entre cornet. . . . .	43
4.20	Chambre anéchoïque servant aux mesures. . . . .	44
4.21	Mesure de la transmission entre deux antennes patches. . . . .	45
4.22	Mesure du couplage entre cornet. . . . .	45
4.23	Couplage entre cornet en polarisation croisé. . . . .	45
4.24	Mesure de la transmission entre deux antennes patches. . . . .	46
4.25	Mesure du couplage entre cornet. . . . .	47
A.1	matrice de critère de corrélation. . . . .	53
A.2	sous canaux mis en jeux dans les corrélations utile à la capacité. . . . .	53
A.3	sous canaux mis en jeux dans les corrélations utile à la capacité. . . . .	53
B.1	Synoptique complet des simulations. . . . .	56
B.2	première page de la nouvelle interface. . . . .	57
B.3	page de post traitement. . . . .	58
B.4	page d'option. . . . .	58
B.5	page de décision. . . . .	58