



**HAL**  
open science

# Développement d'antennes de communication reconfigurables en bande C pour munitions intelligentes

Vincent Jaeck

► **To cite this version:**

Vincent Jaeck. Développement d'antennes de communication reconfigurables en bande C pour munitions intelligentes. Electronique. Université de Rennes, 2016. Français. NNT : 2016REN1S104 . tel-01501237

**HAL Id: tel-01501237**

**<https://theses.hal.science/tel-01501237>**

Submitted on 4 Apr 2017

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

pour le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*Mention : Electronique*

**Ecole doctorale MATISSE**

présentée par

**Vincent Jaeck**

Préparée à l'unité de recherche UMR CNRS 6164, IETR  
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes  
Université de Rennes 1

---

**Développement  
d'antennes de  
communication  
reconfigurables en  
bande C pour  
munitions  
intelligentes**

**Thèse soutenue à l'Institut franco-allemand  
de Saint Louis le 24 Mars 2016**

devant le jury composé de :

**Thierry MONEDIERE**

Professeur des universités, Xlim, Université de  
Limoges / *rapporteur*

**Jean-Marc RIBERO**

Professeur des universités, LEAT, Université de  
Nice / *rapporteur*

**Anne-Claire LEPAGE**

Enseignant-Chercheur, Telecom ParisTech /  
*examineur*

**François GALLEE**

Enseignant-Chercheur, ENSTB, Telecom Bretagne /  
*examineur*

**Loïc BERNARD**

Chargé de recherche, ISL / *examineur*

**Sylvain COLLARDEY**

Maître de conférence, IETR, Université de Rennes  
1 / *examineur*

**Kourosh MAHDJOUBI**

Professeur des universités, IETR, Université de  
Rennes 1 / *directeur de thèse*

**Ronan SAULEAU**

Professeur des universités, IETR, Université de  
Rennes 1 / *co-directeur de thèse*





# Table des matières

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1. Les réseaux d'antennes et la formation de faisceaux - Généralités, état de l'art, et études préliminaires</b>	<b>1-6</b>
<b>1.1 Les réseaux d'antennes</b>	<b>1-6</b>
1.1.1 Réseaux rectilignes	1-7
1.1.1.1 Réseaux linéaires avec loi d'alimentation uniforme	1-7
1.1.1.2 Réseaux linéaires à pointage électronique	1-8
1.1.1.3 Formation de nuls : Principe de Schelkunoff	1-9
1.1.1.4 D'autres techniques analytiques	1-12
1.1.1.5 Réseaux planaires	1-12
1.1.2 Réseaux circulaires	1-16
1.1.3 Réseaux cylindriques	1-19
1.1.4 Réseaux coniques	1-26
1.1.5 Conclusions	1-31
<b>1.2 Différentes méthodes de formation de faisceaux</b>	<b>1-31</b>
1.2.1 Applications multifaisceaux	1-32
1.2.2 Exemple de formation de faisceaux fixe	1-33
<b>1.3 Etat de l'art sur la reconfiguration d'un réseau d'antennes intégré à une pointe de projectile</b>	<b>1-35</b>
1.3.1 Introduction de l'étude	1-35
1.3.2 Conception et structure du réseau	1-35
1.3.3 Mouvement du projectile	1-36
1.3.3.1 Commutation entre les antennes	1-38
1.3.3.1.1 Reconfiguration élément par élément	1-39
1.3.3.1.2 Reconfiguration par paire d'éléments	1-40
1.3.3.1.3 Commutation entre un et deux éléments	1-41
1.3.3.2 Déphasage entre les antennes	1-42
1.3.3.2.1 Etude d'un réseau phasé à deux éléments	1-43
1.3.3.2.2 Etude d'un réseau phasé à trois éléments	1-45
1.3.3.2.3 Deux états de phase par antenne	1-47
1.3.3.2.4 Quatre états de phase par antenne	1-48
1.3.3.3 Trajectoire du projectile	1-49
1.3.4 Validation expérimentale	1-50
1.3.4.1 Essais en laboratoire	1-50
1.3.4.2 Tirs expérimentaux	1-51
1.3.5 Conclusion	1-52
<b>1.4 Conclusion générale</b>	<b>1-52</b>

**Chapitre 2. Etudes et simulations de réseaux d'antennes conformés à une structure conique** **2-53**

---

**2.1 Présentation de la structure de base** **2-53**

**2.2 Présentation des différents agencements de réseaux (9, 12, 15, 18 éléments, alignés ou non)** **2-56**

**2.3 Simulations** **2-57**

2.3.1 Résultats de simulations des éléments rayonnants 2-57

2.3.2 L'outil Matlab 2-62

2.3.2.1 Reconstruction des diagrammes 2-62

2.3.2.2 Cartographie (impact d'un déphasage) 2-64

2.3.2.2.1 Présentation 2-64

2.3.2.2.2 Exemple de la pointe à 3 éléments 2-64

2.3.2.2.3 Exemple du réseau cylindrique 2-68

2.3.2.3 Optimisation de lois de phase 2-69

2.3.2.4 Conclusions 2-70

2.3.3 Polarisation circulaire sur une structure conique 2-70

**2.4 Reconfiguration du réseau** **2-77**

2.4.1 Commutation de sous-réseaux 2-78

2.4.1.1 Prise en compte du roulis du projectile 2-78

2.4.1.2 Prise en compte du déplacement du projectile 2-80

2.4.2 Le réseau phasé 2-87

2.4.2.1 Impact d'un déphasage fixe : utilisation des cartographies 2-88

2.4.2.1.1 Deux états de phase par sous-réseau 2-88

2.4.2.1.2 Trois états de phase par sous-réseau 2-90

2.4.2.1.3 Impact du rayon d'un réseau circulaire sur le réseau phasé 2-91

2.4.2.1.4 Impact des caractéristiques principales d'un diagramme de rayonnement sur le réseau phasé 2-94

2.4.2.2 Loi de phase progressive et symétrique 2-96

2.4.2.3 Optimisation des phases de chaque élément rayonnant 2-100

2.4.2.3.1 Optimisation des phases de chaque élément d'un réseau conique 2-100

2.4.2.3.2 Les sous-réseaux phasés 2-110

2.4.2.4 Extension à d'autres plans  $\theta$  2-113

2.4.3 Bilan sur les performances du réseau phasé 2-117

2.4.4 Solution pour rayonner vers l'arrière du projectile 2-118

**2.5 Conclusions** **2-120**

**Chapitre 3. Etude et développement d'un circuit d'alimentation empilé** **3-121**

**3.1 Les différents étages du circuit** **3-121**

3.1.1 La carte d'alimentation 3-122

3.1.2 Les étages hyperfréquences 3-123

3.1.2.1 Le diviseur de puissance 3-123

3.1.2.2 Les déphaseurs et commutateurs 3-129

3.1.2.2.1 Les déphaseurs 4 bits 3-129

3.1.2.2.2 Les commutateurs à 1 entrée et 4 sorties 3-131

3.1.3 Simulation de la structure complète 3-132

**3.2 Montage de la structure empilée** **3-135**

<b>3.3 Résultats de mesures</b>	<b>3-137</b>
3.3.1 Introduction - Présentation du système	3-137
3.3.2 Résultats de mesure sur chaque étage	3-139
3.3.3 Résultats de mesure entre les différents étages	3-143
<b>3.4 Test de résistance aux fortes accélérations</b>	<b>3-148</b>
3.4.1 Présentation de l'installation	3-148
3.4.2 Premier essai sur le système complet	3-149
3.4.3 Second essai sur un seul étage HF	3-154
<b>3.5 Conclusions</b>	<b>3-157</b>
<b>Chapitre 4. Validations expérimentales</b>	<b>4-158</b>
<b>4.1 Fabrication et mesures de prototypes d'antennes</b>	<b>4-158</b>
4.1.1 Présentation des prototypes réalisés	4-158
4.1.2 Comparaison entre simulations et mesures	4-162
4.1.2.1 Paramètres S	4-163
4.1.2.1.1 Adaptation	4-163
4.1.2.1.2 Couplage	4-167
4.1.2.2 Diagrammes de rayonnement	4-172
4.1.2.2.1 Diagrammes de rayonnement élémentaires	4-173
4.1.2.2.2 Diagrammes de rayonnement des sous-réseaux	4-178
4.1.2.2.3 Reconstruction avec Matlab des diagrammes mesurés	4-183
4.1.3 Le réseau pyramidal à polarisation circulaire	4-187
4.1.4 Conclusions	4-192
<b>4.2 Mesure de l'antenne conique à 12 éléments connectée à son système d'alimentation</b>	<b>4-192</b>
4.2.1 Résultats de mesure	4-192
4.2.1.1 Optimisation des lois de phases	4-194
4.2.1.2 Comparaison des mesures et des simulations	4-199
4.2.1.3 Comparaison entre mesures en champ proche et champ lointain	4-210
4.2.2 Comparaison des performances - mesures statiques	4-215
4.2.2.1 Dans un plan $\theta$	4-215
4.2.2.2 Le long de la trajectoire	4-218
4.2.3 Comparaison des performances - mesures dynamiques	4-219
<b>4.3 Conclusions</b>	<b>4-224</b>
<b>Conclusions générales et perspectives</b>	<b>225</b>
<b>ANNEXES</b>	<b>228</b>
<b>Annexe A Les agencements : forme et nomenclature</b>	<b>228</b>
<b>Annexe B Réseau commuté : Performances des agencements classiques de 9, 15, et 18 éléments</b>	<b>232</b>
<b>Annexe C Réseau commuté : Bilan des performances (dans le plan <math>\theta = 90^\circ</math>)</b>	<b>233</b>
<b>Annexe D Réseau commuté : Bilan des performances du dépointage longitudinal</b>	<b>235</b>
<b>Annexe E Réseau phasé : Bilan des performances (dans le plan <math>\theta = 90^\circ</math>)</b>	<b>239</b>
<b>Annexe F Erreurs entre les déphasages mesurés et théoriques</b>	<b>247</b>

<b>Annexe G</b>	<b>Coefficients de transmission (pour l'état de référence des déphaseurs) mesurés avant et après moulage</b>	<b>249</b>
<b>Annexe H</b>	<b>Ecart entre les déphasages avant et après moulage</b>	<b>250</b>
<b>Annexe I</b>	<b>Diagrammes de rayonnement élémentaires</b>	<b>254</b>
<b>Annexe J</b>	<b>Diagrammes de rayonnement simulés, reconstruits et mesurés des sous-réseaux placés en <math>\varphi = 90^\circ</math>, <math>\varphi = 180^\circ</math>, et <math>\varphi = 270^\circ</math> (dans leur plan respectif)</b>	<b>260</b>
<b>Annexe K</b>	<b>Caractéristiques des diagrammes de rayonnement dépointés</b>	<b>270</b>
<b>Annexe L</b>	<b>Représentation du dépointage du lobe principal</b>	<b>274</b>
<b>Annexe M</b>	<b>Dépointage sur la bande de fréquences [5-5.4] GHz</b>	<b>278</b>
<b>Annexe N</b>	<b>Diagrammes de rayonnement mesurés en champ proche et champ lointain</b>	<b>287</b>
<b>Annexe O</b>	<b>Cartographies du rayonnement mesuré à DGA-MI (champ lointain) et angles de dépointage</b>	<b>289</b>
<b>Annexe P</b>	<b>Performances mesurées dans les plans des configurations retenues</b>	<b>293</b>
<b>Annexe Q</b>	<b>Résultats de mesure filtrés du système en rotation</b>	<b>295</b>
<b>Annexe R</b>	<b>Publications en rapport avec la thèse</b>	<b>297</b>
<b><i>Bibliographie</i></b>		<b>299</b>

# Introduction générale

---

Le besoin de communications avec et entre des systèmes en vol (micro-drones, projectiles, etc.) comme représenté sur la Figure 1 est en perpétuelle augmentation, accompagné de demandes de débits plus élevés, de distances de communication plus importantes avec une fiabilité et une discrétion accrues en environnements perturbés ou hostiles. Ces objectifs impliquent le développement de systèmes d'antennes compacts et reconfigurables en temps réel pour s'adapter à différents scénarios de communication (directions d'un ou de plusieurs interlocuteurs et notamment de potentiels brouilleurs).

Les réseaux phasés d'antennes sont largement utilisés pour des applications de radars à ouverture synthétique à des fins d'imagerie. Il s'agit dans ce cas de systèmes complexes formés d'un grand nombre d'éléments rayonnants et disposant de circuits micro-ondes de haut-niveau. La maturité de cette technologie et la disponibilité récente de composants disponibles sur étagères permettent d'envisager aujourd'hui, à des fins de communications, le développement de réseaux phasés bas-coûts optimisés en particulier de manière à en réduire la complexité.

Ces dernières années, l'ISL a mené des travaux de simulations numériques et expérimentaux sur des réseaux phasés conformés intégrés dans des pointes de projectiles [1] [2] [3] [4] [5]. Ceux-ci ont conduit au développement de prototypes reconfigurables en temps réel en fonction notamment de leur position en roulis, dont les performances ont été évaluées et démontrées lors de tirs de projectiles gyroskopés de calibre 90mm. Les niveaux de rayonnement dans des directions choisies étaient alors accrus ou à l'opposé fortement atténués dans le plan transverse au projectile. Un niveau d'atténuation d'au moins 10dB dans une direction non désirée par rapport à une direction privilégiée a ainsi pu être démontré en simulation, puis expérimentalement et dynamiquement avec un réseau de trois éléments rayonnants en bande S (autour de 2300MHz) et seulement deux configurations possibles de phase par antenne (quelle que soit la position en roulis du projectile imposée par sa rotation autour de son axe de symétrie). Des atténuations de niveaux supérieurs ont été démontrées de manière théorique avec le même nombre d'antennes mais avec plus de configurations de phase autorisées par antenne (18dB pour 4 phases différentes par antenne en simulation).



Figure 1 : Scénario de communication entre un projectile, un système en vol et une station au sol.

Dans cette étude il est proposé d'améliorer le concept précédent, dont l'antenne est visible sur la Figure 2 en augmentant le nombre d'éléments rayonnants pour atteindre une plus grande liberté spatiale de sélectivité du diagramme de rayonnement ainsi que pour atteindre des performances supérieures en termes de gain (et donc de distance de communication) et d'atténuation de rayonnement (pour une plus grande discrétion).

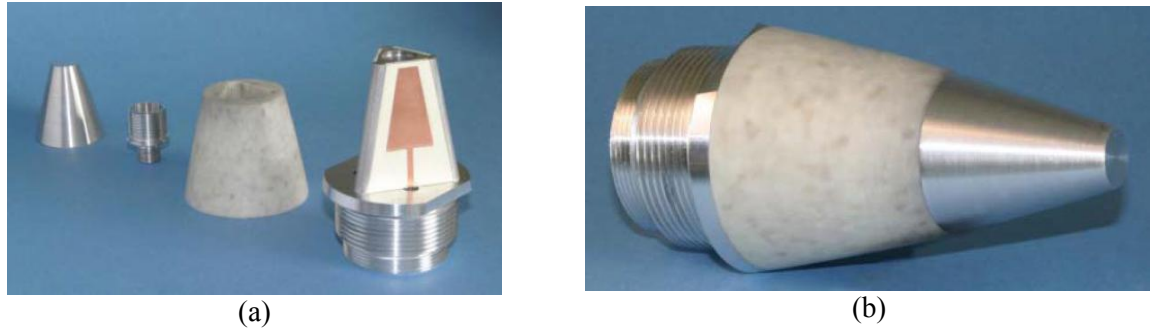


Figure 2 : Concept d'antenne développé à l'ISL pour un maintien du lobe principal dans une direction en fonction d'une rotation de la pointe. (a) Vue des éléments composant (b) la pointe assemblée.

Il faut bien avoir à l'esprit que, dans le cas de projectiles gyrostabilisés ou stabilisés par empennage avec rotation, maintenir indépendamment de la position en roulis un niveau de rayonnement atténué dans une direction non désirée consiste à reconfigurer le réseau phasé un nombre  $N$  de fois sur une période de roulis ; ce nombre  $N$  dépend du nombre de phases autorisé mais également du nombre d'éléments rayonnants disponibles sur la pointe. Plus ce nombre est grand, plus importante sera l'atténuation sur une période de roulis. Dans le cas d'un système sans rotation, la problématique est identique si ce n'est qu'il n'est pas nécessaire de reconfigurer rapidement le réseau pour compenser un mouvement de roulis. Un des objectifs de la thèse consiste à identifier clairement s'il vaut mieux privilégier un nombre de phases plus important par antenne élémentaire (ce qui complexifie le circuit d'alimentation et est source de pertes d'insertions) dont l'impact sur les secteurs angulaires est visible entre les Figure 3 (a) et (b), ou au contraire de privilégier un nombre d'antennes important permettant de conserver une fenêtre angulaire étroite et de minimiser la complexité du circuit d'alimentation (Figure 3 (c)). La Figure 3 (a) fait intervenir 4 éléments rayonnants (A, B, C et D) avec un état de phase 0. Avec le même nombre d'éléments, mais cette fois avec un état de phase supplémentaire, il est possible de réduire les secteurs angulaires comme le montre la Figure 3 (b). Enfin, en gardant un seul état de phase, mais en augmentant le nombre d'éléments, il est également possible de réduire la largeur des secteurs mis en jeu. En plus de la synthèse dans le plan transverse, cette étude porte également sur une synthèse de diagrammes de rayonnement dans le plan longitudinal, amené par la superposition de plusieurs anneaux d'antennes.

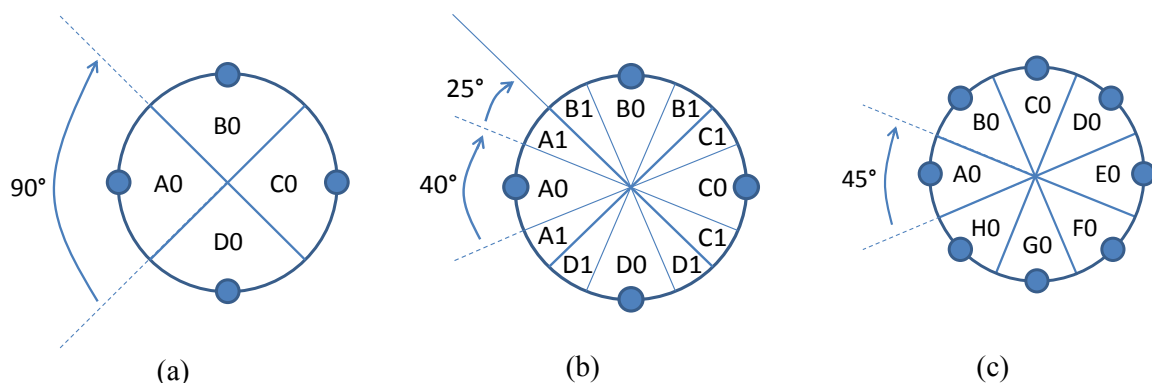


Figure 3 : Fenêtres angulaires en fonction du nombre d'antennes et du nombre de phases sur chaque antenne. (a) 4 antennes, 2 phases par antenne ; (b) 4 antennes, 3 phases par antenne ; (c) 8 antennes, 2 phases par antennes.

D'une manière générale, dans le cadre d'applications défenses, le concept proposé de ces réseaux phasés conformés et compacts peut être appliqué à différentes plateformes telles que des projectiles de moyens et gros calibres ou des micro-drones, pour différentes applications (transmission de données de capteurs embarqués, transmissions d'ordre de guidage, mise à jour de données de poursuite de cibles, etc. ). Ces applications peuvent également être duales avec la sécurité globale ou purement civiles.

Plus spécifiquement, ces réseaux d'antennes « intelligents » peuvent se révéler un atout majeur pour la conception et le développement des futures munitions guidées. En effet, doter les projectiles d'un système de communication en vol très performant permet de déporter certains éléments complexes nécessaires au guidage (récepteur GNSS, radar de poursuite, optique de pointage, etc. ) sur un ensemble de plateformes spécialisées constitué de stations au sol et de drones en vol. Idéalement, ces plateformes pourront communiquer entre elles et avec le projectile. Ainsi, le projectile pourra envoyer aux plateformes les données provenant de ses propres capteurs embarqués et recevoir en retour les consignes de pilotage élaborées à partir de l'ensemble des données reçues et traitées par les plateformes. Cette solution offre deux avantages complémentaires. D'une part, elle permet de concevoir des projectiles nettement moins coûteux car débarrassés de composants de guidage complexes, difficiles à miniaturiser et à durcir aux accélérations. D'autre part, en intégrant ces composants de guidage dans des plateformes dédiées sans les fortes contraintes du projectile, elle permet d'accroître leur performance globale (augmentation du nombre, de la diversité et de la performance des capteurs, hybridation des systèmes de détection et poursuite, etc. ) tout en réduisant leur coût d'utilisation (du fait de la réutilisation des plateformes). On mesure donc tout l'impact de cette technologie de réseau d'antennes pour l'architecture des systèmes de munitions guidées. Cependant, l'importance capitale des données échangées entre le projectile et l'ensemble des plateformes nécessite une très grande fiabilité des composants de communication, une discrétion accrue ainsi qu'une sensibilité réduite aux brouilleurs adverses. Ces fonctionnalités sont apportées par la reconfiguration dynamique de ces réseaux phasés afin de s'adapter au scénario opérationnel. Le système proposé doit pouvoir s'intégrer aux fusées des munitions de gros calibre existantes (notamment artillerie de 155mm et mortier de 120mm).

Par ailleurs, disposer de systèmes d'antennes aux performances accrues sera également une avancée dans les études amont nécessitant des télémessures de projectiles instrumentés (guidés ou non), afin de déterminer avec précision leurs coefficients aérodynamiques et leur comportement sous différentes conditions de vol. Ces télémessures sont également indispensables dans les phases de développement et de validation (notamment à l'étude de leur fonctionnement en vol) des différentes briques technologiques devant s'intégrer ensuite à des projectiles « intelligents ».

Enfin, ces systèmes d'antennes reconfigurables et adaptables à la configuration de communication pourront être appliqués à des drones miniatures dont l'attitude par rapport à la station interlocutrice varie énormément au cours de leurs missions. Par ailleurs, dans le cadre de déploiement d'essais de drones, les communications entre l'ensemble des systèmes en déploiement pourront être améliorées en privilégiant au niveau de chaque drone les directions d'autres systèmes avec lesquels le niveau de perturbation doit être amélioré. Une adaptation de diagrammes de rayonnement à l'échelle individuel permettra une amélioration de l'ensemble des communications de l'essaim de drones.

La base de développement est une pointe de projectile de calibre 155mm (hauteur de 95mm environ, diamètre à la base d'environ 60mm et diamètre à la pointe de 14mm) représentée sur la Figure 4. Ce type de munition tiré canon est utilisé avec des systèmes d'arme de type CAESAR

---



(Camion Equipé d'un Système d'Artillerie) ou TRF1 d'une portée maximale d'environ 50km. La fréquence de fonctionnement se situe autour de 5200MHz avec une largeur de bande initiale visée de 100MHz. La polarisation des ondes rayonnées est considérée linéaire dans une première approche, et la polarisation circulaire sera étudiée dans un second temps par simulations. Les diagrammes de rayonnement devront être reconfigurés en temps réel, en fonction par exemple des directions de communication privilégiées (dépointage du lobe) ou à l'inverse des directions dans lesquelles on cherche à être plus discret et moins sensible à d'éventuels brouilleurs, ainsi qu'en fonction de l'attitude et du comportement du porteur. Le dépointage doit se faire à la fois dans le plan transverse (perpendiculaire à l'axe du projectile) et dans le plan longitudinal (plan de symétrie du projectile). Les niveaux d'atténuation à atteindre, définis sur la Figure 5 sur un diagramme de rayonnement typique, sont fixés à au moins 16dB dans une première approche, puis 20dB dans un second temps. Ces valeurs ambitieuses correspondent respectivement à 97,5% et 99% d'atténuation de la puissance par rapport à la puissance rayonnée dans la direction privilégiée. Elles correspondent également à un facteur 4 et un facteur 10 par rapport aux précédents travaux de l'ISL.

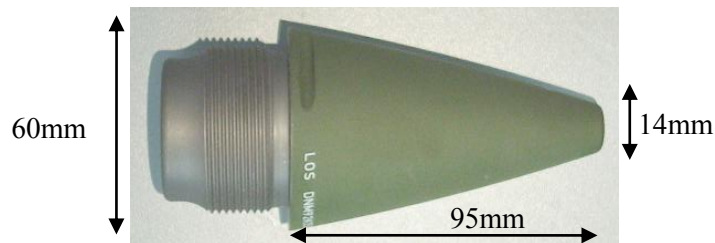


Figure 4 : Pointe d'un projectile de calibre 155mm.

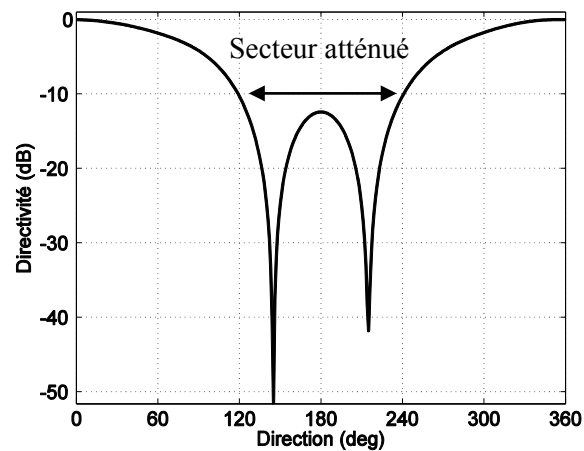


Figure 5 : Diagramme de rayonnement typique.

Le premier chapitre sera consacré aux réseaux d'antennes et à la formation de faisceaux. Des rappels seront faits sur les différentes formes de réseaux, allant des réseaux planaires aux réseaux circulaires et jusqu'aux agencements en trois dimensions. Différentes méthodes de formations de faisceaux seront présentées, avec une attention plus importante sur l'effet et le bénéfice des pondérations en amplitude et en phase des éléments d'un réseau. Enfin, un état de l'art sera fait sur la reconfiguration d'un réseau d'antennes intégré à une pointe de projectile à la fréquence de 2300MHz. Plusieurs solutions de reconfigurations sont présentées de manière théorique. Des résultats expérimentaux concernant la meilleure solution seront présentés. Ces résultats expérimentaux reposent sur des mesures en laboratoire et au champ de tirs de l'ISL lors de tirs réels du système. Cet état de l'art permettra également de mettre en place certains aspects qui seront utilisés dans la suite de l'étude, notamment la reconfiguration du réseau d'antennes en fonction du roulis du projectile.

Le second chapitre présente les résultats numériques des simulations de réseaux d'antennes conformés à une pointe de projectile. Les différentes structures étudiées seront présentées et les résultats de simulation des éléments rayonnants seront donnés. Les différentes approches faites dans l'état de l'art du chapitre 1 seront également prises en compte dans ce chapitre, en considérant une structure antennaire et des agencements de réseaux différents. Une section sera consacrée à la présentation d'un outil de synthèse de diagrammes de rayonnement développé durant la période du doctorat. Deux moyens de reconfiguration seront ensuite présentés et leurs performances en termes d'atténuation et de capacité de dépointage seront comparées de manière à faire un choix pour le développement d'un prototype.

Le troisième chapitre contient les étapes de développement et de conception d'un circuit d'alimentation empilé. Suite à l'étude menée dans le chapitre 2, un réseau précis a été sélectionné pour fonctionner d'une certaine façon. Ce fonctionnement sera assuré par un circuit électronique présenté dans ce chapitre. Les différents composants utilisés y sont décrits ainsi que chaque étage composant la structure. Des résultats de simulations sont présentés, puis le fonctionnement du système est validé par des résultats de mesures. La dernière section du chapitre est consacrée au test des cartes à de fortes accélérations. Les mesures des cartes à tester avant et après tir sont comparées.

Le quatrième chapitre a pour but de valider des résultats théoriques obtenus dans les deux précédents chapitres. Deux prototypes de réseaux d'antennes sélectionnés dans le chapitre 2 sont présentés (avec 2 technologies de fabrication différentes). Les caractéristiques des éléments rayonnants sont mesurées et comparées aux simulations. Les diagrammes de rayonnement mesurés avec et sans le système d'alimentation présenté dans le chapitre 3 sont comparés aux simulations numériques dans un premier temps. L'outil de synthèse développé dans le chapitre 2 est ensuite utilisé pour procéder à des simulations qui prennent en compte les diagrammes de rayonnement mesurés environnés élémentaires de chaque élément composant le réseau conique ainsi que les pondérations mesurées apportées par le circuit d'alimentation. Les diagrammes de rayonnement du système piloté seront à ce moment là comparés à ces résultats dans un second temps.

La conclusion générale permettra de faire un bilan de ce qui a été développé dans ce projet ainsi que des objectifs atteints. Les résultats principaux obtenus dans chaque chapitre seront résumés en extrayant de chacun d'eux les points qui ont fait passer le projet d'une étape à l'autre. L'aboutissement de cette étude est un système antennaire fonctionnel conformé à une surface conique, et présentant des diagrammes de rayonnement reconfigurables.

# Chapitre 1.

## ***Les réseaux d'antennes et la formation de faisceaux - Généralités, état de l'art, et études préliminaires***

---

Ce chapitre a pour objectif de faire un rappel théorique sur la formulation des différents facteurs de réseaux des différentes géométries d'antennes possibles pour notre étude. L'outil de synthèse de réseau développé sous Matlab et présenté en détail au chapitre 2 repose en partie sur cette théorie. Différents moyens de faire de la formation de faisceaux seront ensuite présentés. La dernière partie du chapitre est consacrée à la présentation des précédents travaux de l'ISL sur les réseaux phasés. Ce sera l'occasion de définir les performances permettant de caractériser les différentes antennes et de situer l'étude par rapport à l'état de l'art. Cette section illustre également les problèmes qu'introduit l'intégration d'antennes dans une plateforme en mouvement.

### ***1.1 Les réseaux d'antennes***

Nous allons dans un premier temps effectuer un rappel sur les différents facteurs de réseaux de différentes topologies. Pour chaque cas considéré, la formulation générale sera le point de départ. La formulation du champ total rayonné  $\mathbf{E}(\theta, \varphi)$  par un ensemble de sources agencées de manière quelconque (Figure 1-1) proposée dans la littérature [6] [7] est donnée par l'équation (1.1).

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n A_{mn} F_{mn}(\theta, \varphi) e^{jk\hat{r}\cdot\mathbf{R}_{mn}} \quad (1.1)$$

Avec  $n = 1, 2, \dots, N$  ;  $m = 1, 2, \dots, M$  ;  $N$  étant le nombre d'éléments rayonnants constituant un réseau de  $M$  étages ;  $\mathbf{A}_{mn} = \alpha_{mn} e^{-j\beta_{mn}}$  représente l'amplitude complexe appliquée à l'élément  $n$  de l'étage  $m$  ;  $\alpha_{mn} \in [0; 1]$  est l'amplitude linéaire et  $\beta_{mn}$  est le retard de phase de l'élément  $nm$  ;  $F_{mn}(\theta, \varphi)$  est le diagramme de rayonnement de l'élément  $nm$ ,  $e^{jk\hat{r}\cdot\mathbf{R}_{mn}}$  est le terme de phase avec  $k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  le nombre d'onde,  $\hat{r}$  le vecteur d'observation dans la direction  $(\theta, \varphi)$  et  $\mathbf{R}_{mn}$  le vecteur position de l'élément  $nm$  dans le système de coordonnées considéré.

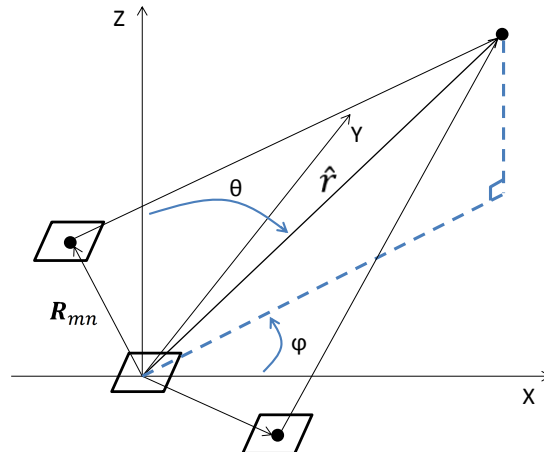


Figure 1-1 : Configuration générale d'un réseau d'antennes quelconque.

## 1.1.1 Réseaux rectilignes

### 1.1.1.1 Réseaux linéaires avec loi d'alimentation uniforme

Nous considérons dans un premier temps un réseau linéaire uniforme composé de  $N$  sources isotropes réparties selon un certain axe et séparées chacune d'une distance  $d$ , le pas du réseau. Chaque source élémentaire est supposée avoir son propre système d'excitation. Un tel agencement de sources est représenté sur la Figure 1-2. Le réseau n'étant composé que d'un seul étage de sources, on peut simplifier l'équation (1.1) par la formule suivante :

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \sum_n \mathbf{A}_n \mathbf{F}_n(\theta, \varphi) e^{jk\hat{r}\cdot\mathbf{R}_n} \quad (1.2)$$

En supposant que toutes les sources ont le même diagramme de rayonnement  $\mathbf{F}(\theta, \varphi)$ , et en effectuant le produit scalaire  $\hat{r}\cdot\mathbf{R}_n$ , on obtient :

$$\mathbf{E}(\theta, \varphi) = \mathbf{F}(\theta, \varphi) \sum_n \mathbf{A}_n e^{jk(n-1)d \sin \theta \cos \varphi} \quad (1.3)$$

On peut extraire de la formule (1.3) un terme ne dépendant que des amplitudes complexes  $\mathbf{A}_n$  ainsi que de la position des éléments rayonnants. On obtient ainsi le facteur de réseau  $\mathbf{AF}(\theta, \varphi)$  d'un réseau linéaire uniforme :

$$\mathbf{AF}(\theta, \varphi) = \sum_n \mathbf{A}_n e^{jk(n-1)d \sin \theta \cos \varphi} \quad (1.4)$$

En faisant l'hypothèse que les sources sont alignées suivant l'axe X, et que les sources sont isotropes, le facteur de réseau ne dépend pas de l'orientation  $\varphi$ . On peut limiter l'étude au plan  $\varphi = 0$ . Finalement, en fixant les amplitudes complexes à 1 (sans retard de phase entre les sources), le facteur de réseau se simplifie par la formule (1.5). Le tracé cartésien d'un réseau de 5 et 10 sources espacées de  $0.5\lambda$  est représenté sur la Figure 1-3.

$$AF(\theta) = \sum_n e^{jk(n-1)d \sin \theta} \quad (1.5)$$

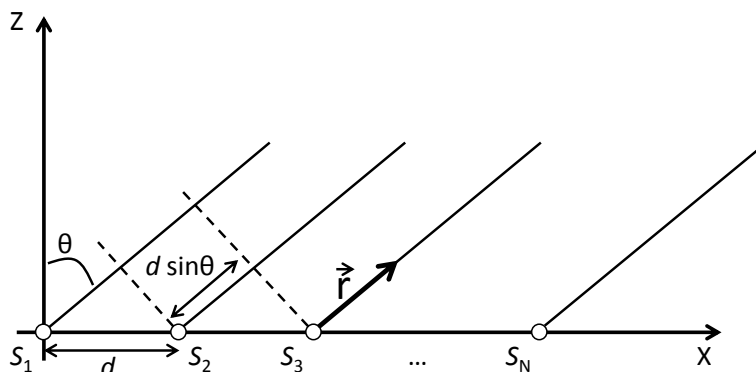


Figure 1-2 : Réseau linéaire de N sources alignées selon l'axe X.

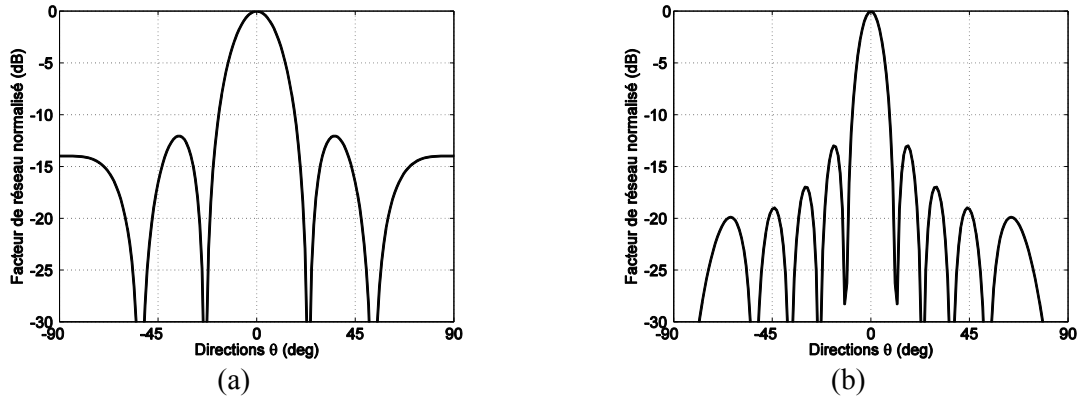


Figure 1-3 : Représentation cartésienne du facteur de réseau d'un réseau de (a) 5 et (b) 10 sources isotropes espacées de  $0.5\lambda$  dans le plan  $\phi=0^\circ$  et alimentées de manière équi-phase et équi-amplitude.

### 1.1.1.2 Réseaux linéaires à pointage électronique

Nous avons vu jusque maintenant des réseaux dont le maximum de rayonnement se situait dans l'axe normal au réseau. Afin d'orienter le maximum du diagramme de rayonnement dans une direction  $\theta_0$ , il est nécessaire de compenser le terme de phase du facteur de réseau par un déphasage opposé apporté à chacune des sources, de sorte que le rayonnement de chaque source parvienne en phase au point d'observation dans la direction  $\theta_0$ . En reprenant l'équation (1.4), dans le plan  $\varphi = 0$ , en considérant un réseau uniquement phasé (loi d'amplitude uniforme et unitaire), le facteur de réseau s'écrit de la manière suivante :

$$\mathbf{AF}(\theta) = \sum_n e^{j(k(n-1)d \sin \theta - \beta_n)} \quad (1.6)$$

En reconnaissant une progression géométrique de raison  $e^{j(kd \sin \theta - \beta_n)}$ , l'équation (1.6) peut se mettre sous la forme :

$$\mathbf{AF}(\theta) = \frac{1 - e^{jn(kd \sin \theta - \beta_n)}}{1 - e^{j(kd \sin \theta - \beta_n)}} = \frac{e^{\frac{jn(kd \sin \theta - \beta_n)}{2}} \sin \frac{n(kd \sin \theta - \beta_n)}{2}}{e^{\frac{j(kd \sin \theta - \beta_n)}{2}} \sin \frac{kd \sin \theta - \beta_n}{2}} \quad (1.7)$$

Dans la direction  $\theta = \theta_0$ , on a  $|\mathbf{AF}(\theta_0, \varphi)| = 0$  d'où :

$$\beta_n = kd \sin \theta_0 \quad (1.8)$$

Si on reprend les 2 cas de la Figure 1-3, en considérant des dépointages dans les directions  $\theta_0 = -30^\circ, 20^\circ$ , on obtient un déphasage respectif entre chaque source de  $-90^\circ$  et  $61.5^\circ$ . Les facteurs de réseau ainsi obtenus sont représentés sur la Figure 1-4.

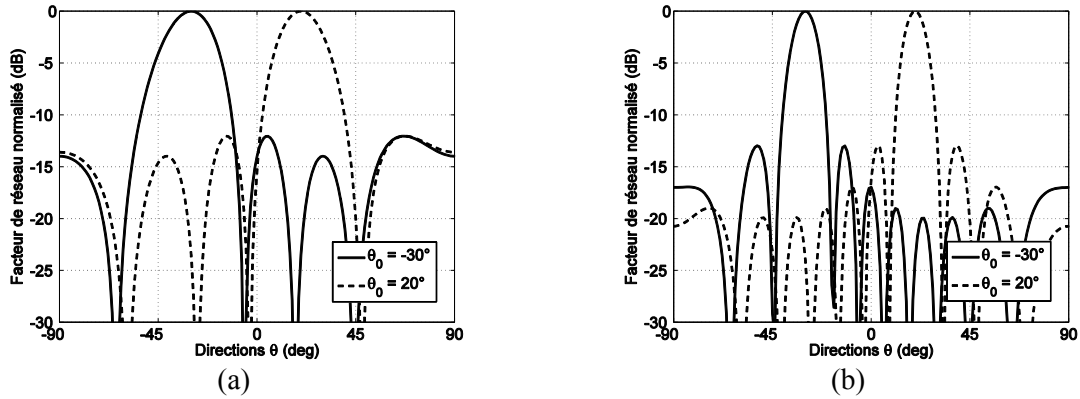


Figure 1-4 : Représentation du facteur de réseau dépointé dans les directions  $\theta = -30$  et  $\theta = 20$  dans le cas d'un réseau linéaire uniforme de (a) 5 et (b) 10 sources espacées de  $\lambda/2$ .

### 1.1.1.3 Formation de nuls : Principe de Schelkunoff

Au lieu de faire de la formation de faisceaux dans une direction donnée de manière à transmettre ou recevoir des données dans cette direction particulière, la méthode de Schelkunoff [7] [8] a été une des premières théories permettant d'assurer un minimum de rayonnement dans une ou plusieurs directions dans le cas de réseaux linéaires. La pondération complexe de chaque élément (en amplitude et en phase) est nécessaire pour utiliser cette méthode. De cette manière, des nuls de rayonnement sont créés dans les directions voulues, pour éviter des interférences, réduire le bruit en réception ou ne pas être sujet aux effets d'éventuels brouilleurs.

Cette méthode repose sur la transformation du facteur de réseau (toujours d'un réseau linéaire uniforme de  $N$  éléments) en un polynôme de degré  $N-1$ . En reprenant l'équation (1.4) et toujours en réduisant l'étude au plan  $\varphi = 0$ , on obtient la forme polynomiale suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{AF}(\theta) &= \sum_n \mathbf{A}_n W^{n-1}, \quad \text{avec } W = e^{jkd \sin \theta} \\ \Rightarrow P(Z) &= \sum_n \mathbf{A}_n Z^{n-1}, \quad Z \in \mathbb{C} \end{aligned} \quad (1.9)$$

Le polynôme  $P(Z)$  ainsi obtenu est donc de degré  $N-1$ , qui admet  $N-1$  racines. Ceci implique qu'un réseau linéaire de  $N$  sources peut former  $N-1$  nuls indépendants dans son diagramme de rayonnement. Si on note  $z_n = z_1, z_2, \dots, z_{N-1}$  l'ensemble des racines complexes du polynôme  $P(Z)$ , il peut s'écrire sous la forme factorisée suivante :

$$P(Z) = \mathbf{A}_N \prod_{n=1}^{N-1} (Z - z_n), \quad \text{avec } z_n = e^{jkd \sin \theta_n} \quad (1.10)$$

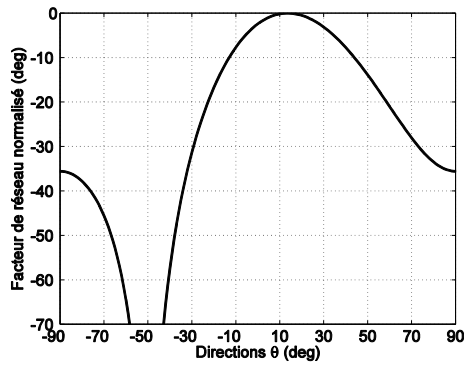
On peut à présent choisir n'importe quelle direction  $\theta_n$  dans laquelle un nul de rayonnement sera formé et imposer ainsi les racines du polynôme  $P(Z)$ . Grâce à la relation entre coefficients et racines définie par l'équation (1.11), on peut en déduire les amplitudes complexes à apporter à chaque source pour obtenir le diagramme voulu.

$$A_n = (-1)^n \sum_{\binom{N}{n}} \prod_{N-n} z_n \quad (1.11)$$

Prenons à titre d'exemple le cas du réseau linéaire de 5 éléments rayonnants de la Figure 1-3 (a). 4 nuls peuvent être formés dans le diagramme de rayonnement d'un tel réseau. Nous allons donc considérer les 4 cas, en formant dans le diagramme de rayonnement de 1 à 4 nuls. Sur la Figure 1-5 sont représentés les diagrammes pour les 4 cas considérés. Pour chaque diagramme sont donnés les modules normalisés et les phases à appliquer à chaque élément rayonnant. Les directions à éviter sont les directions  $\theta = -50^\circ, -20^\circ, 0^\circ$  et  $70^\circ$ .

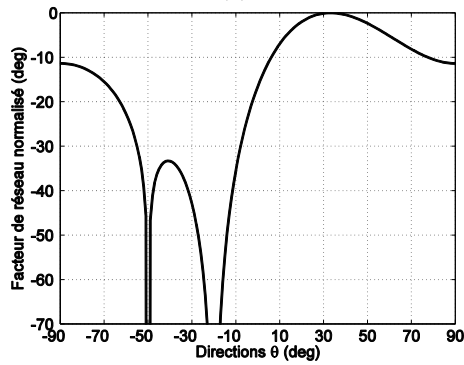
Cette méthode ne fait qu'une synthèse partielle où sont contrôlées uniquement les directions dans lesquelles un nul doit être formé. Il n'y a aucun contrôle du facteur de réseau entre ces directions, ni sur la direction principale ou une direction à privilégier.

D'autres anciennes approches analytiques existent comme celle de Dolph [9] qui se concentre plus sur l'optimisation entre largeur de faisceau et lobe secondaire, ainsi que d'autres méthodes numériques plus récentes utilisant des algorithmes de minimisation de fonctions [10] [11]. Le choix de ces algorithmes dépend du problème à résoudre. Les algorithmes basés sur la méthode du gradient étant très rapides et très performants pour des problèmes présentant un nombre de paramètres réduit, on privilégiera les algorithmes génétiques pour des optimisations prenant en compte un plus grand nombre de paramètres. Ce type d'algorithme introduit dans [12] dans le domaine de l'électromagnétisme est plus lent mais peut agir sur des paramètres discrets.



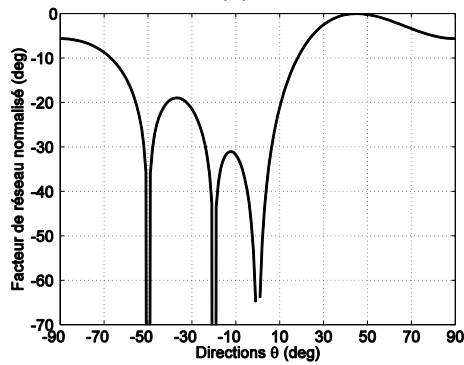
(a)

Sources	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>
Modules normalisés	0.167	0.667	1	0.667	0.167
Phases (deg)	168	126	84	42	0



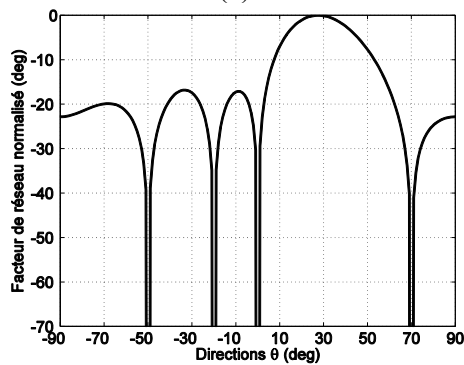
(b)

Sources	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>
Modules normalisés	0.212	0.716	1	0.716	0.212
Phases (deg)	37	-64	-161	102	0



(c)

Sources	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>
Modules normalisés	0.356	0.829	1	0.829	0.356
Phases (deg)	160	22	-100	138	0



(d)

Sources	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>
Modules normalisés	0.589	0.816	1	0.816	0.589
Phases (deg)	-30	-110	164	80	0

Figure 1-5 : Représentation cartésienne du facteur de réseau d'un réseau de 5 sources équidistantes avec un nul formé dans la direction (a)  $\theta = -50^\circ$ , puis dans les directions (b)  $\theta = -50^\circ, -20^\circ$ , (c)  $\theta = -50^\circ, -20^\circ, 0^\circ$ , et (d)  $\theta = -50^\circ, -20^\circ, 0^\circ, 70^\circ$  avec les lois de commande correspondantes.



### 1.1.1.4 D'autres techniques analytiques

Il est important de mentionner que d'autres techniques analytiques existent. Elles n'ont pas comme objectifs de faire de la formation de nuls, mais plutôt du contrôle de niveau de lobes secondaires ou de surface de lobe.

Pour la réduction du niveau des lobes secondaires, on pourra utiliser une loi d'alimentation binomiale, efficace avec un nombre d'éléments réduit. D'autres pondérations comme Dolph-Chebyshev ou Taylor/Bayliss présentent des niveaux de lobes secondaires réduits mais égaux pour tous les lobes (-20dB dans le cas de la synthèse résumé dans le Tableau 1-1). Enfin la transformation de Fourier à plusieurs ordres ou la synthèse de Woodward-Lawson sont également utilisées pour contrôler la largeur du lobe principal. Pour un réseau de 11 éléments espacés d'une demi longueur d'onde, le Tableau 1-1 récapitule les caractéristiques des facteurs de réseaux de chaque technique.

Tableau 1-1 : Caractéristiques des diagrammes obtenus en utilisant différentes méthodes analytiques.

Méthodes	Largeur du lobe à mi-puissance	Niveau des premiers lobes secondaires
Uniforme	9.2°	-13dB
Triangulaire	12.3°	-25dB
Binomiale	19.1°	–
Dolph-Chebyshev	10.1°	-20dB
Taylor	10.1°	-20dB
Transformée de Fourier du 1er ordre	13.6°	-22dB
Transformée de Fourier du 2ème ordre	16.9°	-23dB
Transformée de Fourier du 3ème ordre	17.8°	-23dB
Woodward-Lawson	27.7°	-15dB

### 1.1.1.5 Réseaux planaires

Le réseau planaire à maillage rectangulaire est un empilement périodique de réseaux linéaires uniformes dans un plan de l'espace. De manière à obtenir le facteur de réseau de ce premier cas de réseau planaire, on considère une structure composée de  $M \times N$  sources. Le pas de réseau peut être différent suivant les deux axes sur lesquels s'étend le réseau. Un tel agencement est représenté sur la Figure 1-6. En reprenant l'expression (1.1) et en faisant le produit vectoriel  $\hat{r} \cdot R_{mn}$ , on obtient le facteur de réseau suivant :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n A_{mn} e^{jk[(n-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (m-1)d_y \sin \theta \sin \varphi]} \quad (1.12)$$

On peut noter que si on se place dans les plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$ , on retrouve l'expression du facteur de réseau respectif d'un réseau linéaire de  $N$  éléments espacés de  $d_x$  et de  $M$  éléments espacés de  $d_y$ . Pour illustrer ce point, le diagramme de rayonnement d'un réseau planaire de  $5 \times 10$  éléments espacés de  $\lambda/2$  est représenté sur la Figure 1-7 (a). Dans les plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$ , on retrouve les diagrammes de rayonnements respectifs de la Figure 1-3 (a) et de la Figure 1-3 (b).

Ce type de réseau permet de donner un degré de liberté de plus pour le dépointage de faisceaux. Si on considère les amplitudes complexes  $A_{mn}$  séparables afin de contrôler les deux axes indépendamment, on obtient l'équation (1.13) ci-dessous.

$$AF(\theta, \varphi) = \left\{ \sum_n \mathbf{B}_n e^{jk[(n-1)d_X \sin \theta \cos \varphi]} \right\} \left\{ \sum_m \mathbf{C}_m e^{jk[(m-1)d_Y \sin \theta \sin \varphi]} \right\} \quad (1.13)$$

$$\text{Avec } \mathbf{B}_n = \alpha_{X_n} e^{-j\beta_{X_n}} \text{ et } \mathbf{C}_m = \alpha_{Y_m} e^{-j\beta_{Y_m}}$$

Avec le même développement fait pour obtenir l'équation (1.7), et en considérant le module des amplitudes complexes égal à 1, on en déduit les phases  $\beta_{X_n}$  et  $\beta_{Y_m}$  à intégrer pour dépointer le lobe dans les deux plans :

$$\begin{cases} \beta_{X_n} = kd_X \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \\ \beta_{Y_m} = kd_Y \sin \theta_0 \sin \varphi_0 \end{cases} \quad (1.14)$$

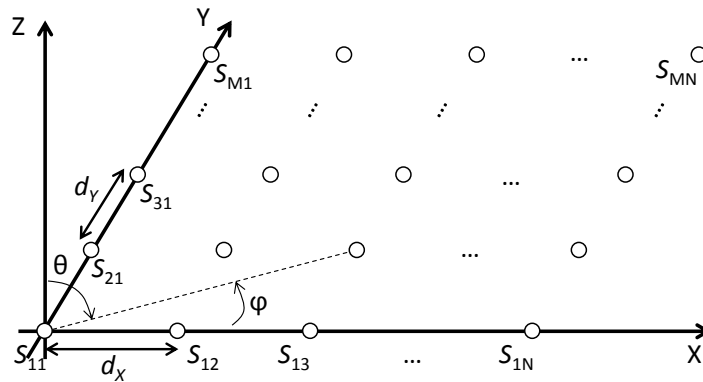


Figure 1-6 : Réseau planaire rectangulaire à maillage rectangulaire formé dans le plan XY.

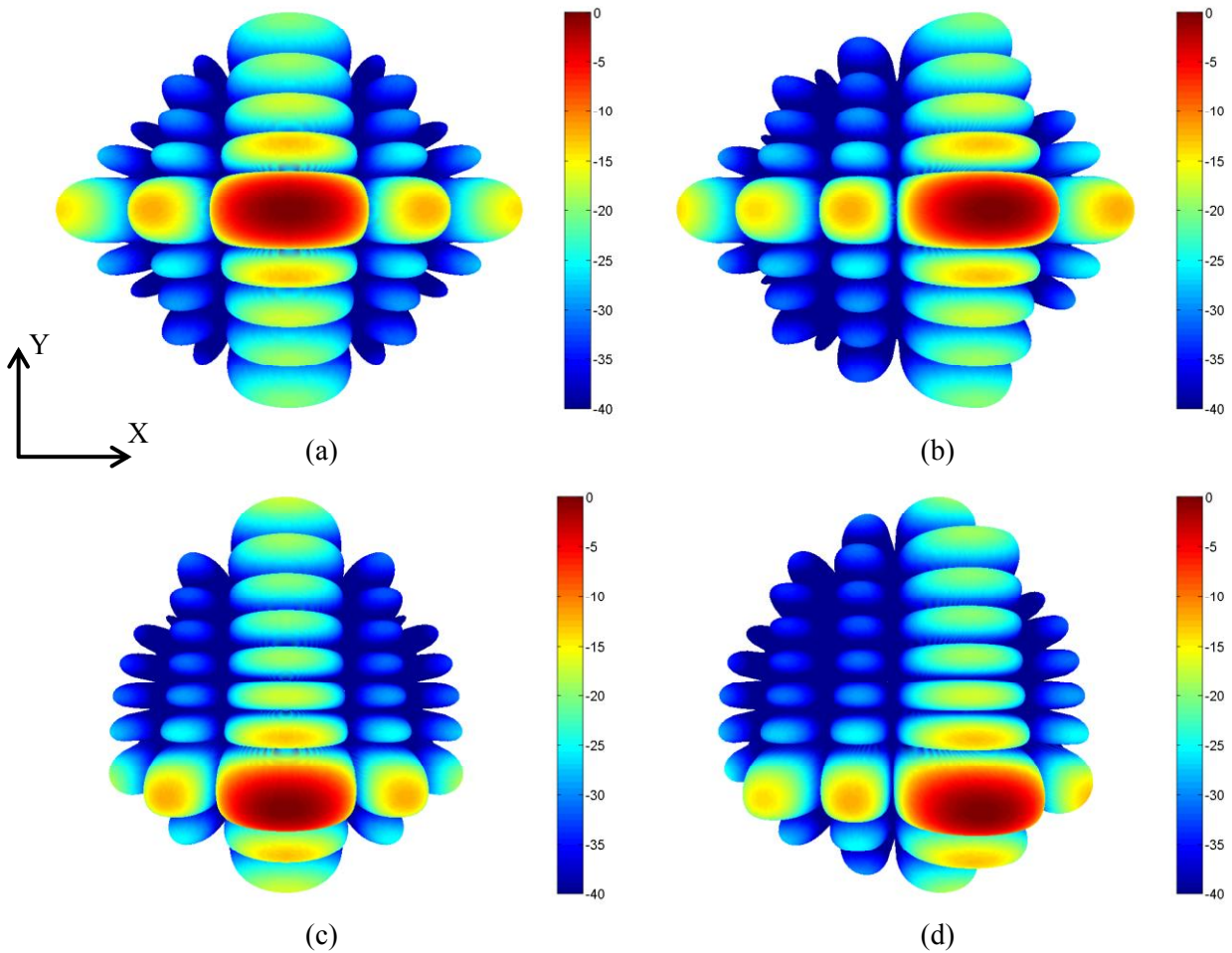


Figure 1-7 : Facteur de réseau normalisé d'un réseau de  $5 \times 10$  éléments espacés de  $\lambda/2$  (a) sans dépointage, et avec dépointage dans les directions (b)  $(\theta_0; \varphi_0) = (20 ; 0)$ , (c)  $(\theta_0; \varphi_0) = (0 ; -30)$ , et (d)  $(\theta_0; \varphi_0) = (20 ; -30)$ .

Le diagramme de rayonnement du réseau planaire précédent subit un dépointage dans la direction  $(\theta_0; \varphi_0) = (20 ; 0)$ . En se situant dans le plan  $\varphi = 0$ , on retrouve le diagramme en pointillé de la Figure 1-4 (a). De même, on retrouve le même diagramme en trait plein de la Figure 1-4 (b) lorsque le diagramme subit un dépointage dans la direction  $(\theta_0; \varphi_0) = (0 ; -30)$ . Ces deux diagrammes sont représentés respectivement sur la Figure 1-7 (b) et la Figure 1-7 (c). Enfin, comme nous l'avons évoqué précédemment, ce type de géométrie permet de dépointer le lobe principal dans les deux plans simultanément. On peut ainsi combiner les deux cas précédents et orienter le lobe dans la direction  $(\theta_0; \varphi_0) = (20 ; -30)$  comme l'illustre le diagramme de la Figure 1-7 (d).

Ce réseau planaire peut être agencé différemment de manière à obtenir un maillage triangulaire. On peut également considérer un empilement de  $M$  réseaux linéaires, en décalant un sous-réseau sur deux d'une distance  $d < d_x$ . Ce maillage peut être utilisé pour optimiser l'espace occupé par le réseau en fonction du type et de la forme des éléments rayonnants.

Il reste un dernier cas particulier à considérer : le réseau planaire à forme circulaire. Le maillage rectangulaire est pris en compte (même agencement des sources que dans le cas étudié ci-dessus), sachant qu'il est également possible de prendre en compte un maillage triangulaire. Cette formation permet généralement de réduire le niveau des lobes secondaires. La géométrie d'un tel réseau est représentée sur la Figure 1-8. En utilisant l'équation (1.12), on peut exprimer le facteur de réseau de la façon suivante :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_{n=I_m}^{N_m} A_{mn} e^{jk[(n-1)d_x \sin \theta \cos \varphi + (m-1)d_y \sin \theta \sin \varphi]} \quad (1.15)$$

Avec  $0 \leq I_m \leq N_m \leq N$

Dans le cas de 80 sources positionnées comme sur la Figure 1-8, espacées de  $\lambda/2$  et avec  $M=N$ ,  $I_m = [4 \ 2 \ 2 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 2 \ 2 \ 4]$  et  $N_m = [7 \ 9 \ 9 \ 10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 9 \ 9 \ 7]$ , il est également possible de faire de la formation de faisceaux dans les deux plans par la même méthode que pour le réseau planaire à maillage rectangulaire.  $I_m$  et  $N_m$  sont définies comme étant les positions respectives suivant  $X$  du premier et du dernier élément de la ligne  $m$ . Le diagramme du réseau est visible sur la Figure 1-9 (a), avec un dépointage sur la Figure 1-9 (b). Les lobes secondaires ont un niveau d'environ -17dB, comparé à -13dB dans le cas d'un réseau de taille  $M \times N (=10 \times 10)$ .

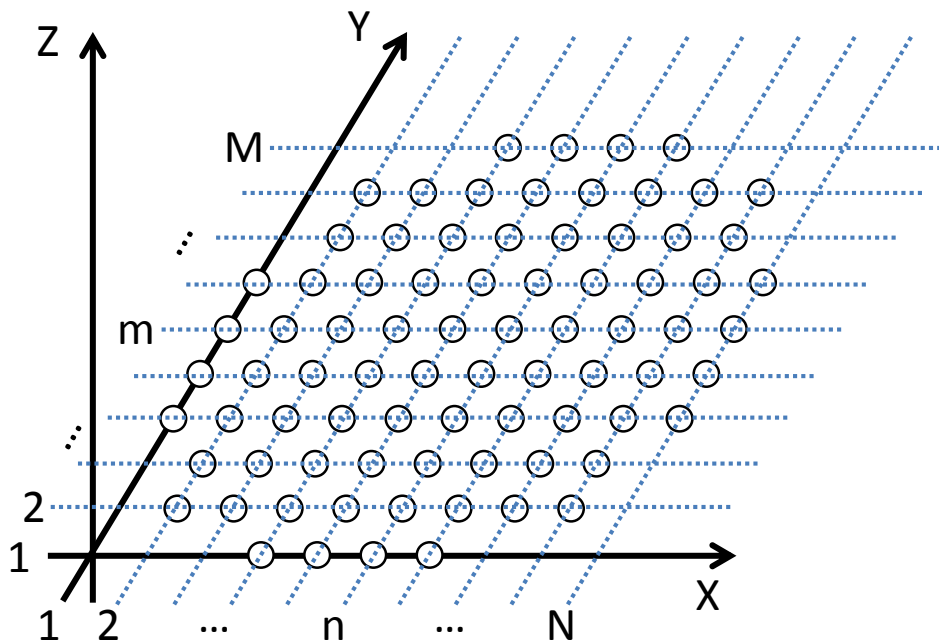


Figure 1-8 : Réseau planaire de forme circulaire de 80 éléments rayonnants espacés de  $\lambda/2$ .

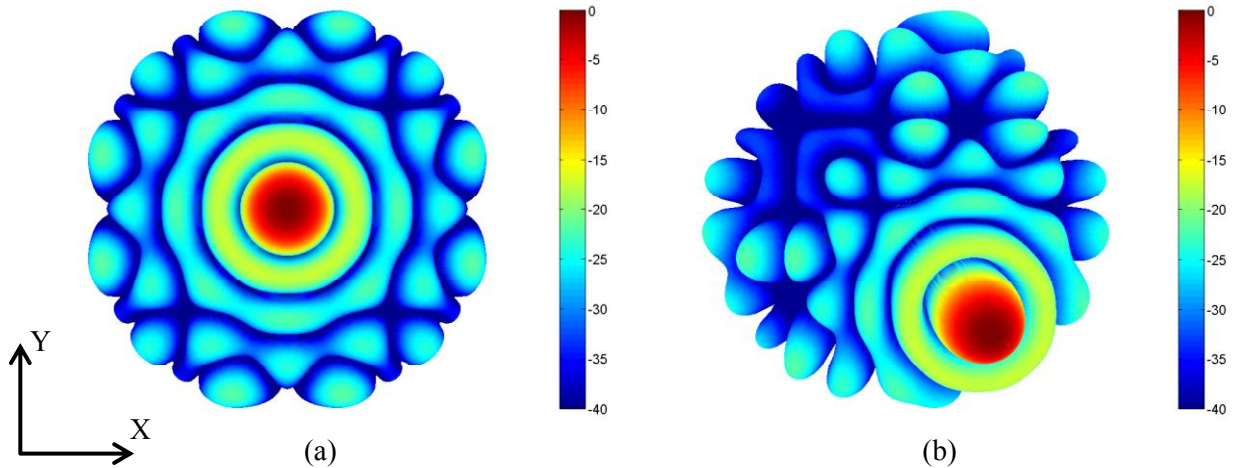


Figure 1-9 : Diagramme de rayonnement d'un réseau planaire circulaire avec (a) loi d'alimentation en amplitude et phase uniforme et (b) subissant un dépointage dans la direction  $(\theta_0; \varphi_0) = (20; -30)$  (pondération en phase uniquement).

### 1.1.2 Réseaux circulaires

Dans le cas des réseaux circulaires, les éléments rayonnants sont répartis autour d'un cercle de rayon  $a$  tel que représenté sur la Figure 1-10. Le produit scalaire  $\hat{r} \cdot \mathbf{R}_{mn}$  devient :

$$\begin{aligned} \hat{r} \cdot \mathbf{R}_{mn} &= \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \end{pmatrix} a \begin{pmatrix} \cos \varphi_n \\ \sin \varphi_n \\ 0 \end{pmatrix} \\ &= a \sin \theta (\cos \varphi \cos \varphi_n + \sin \varphi \sin \varphi_n) \\ &= a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) \end{aligned} \quad (1.16)$$

Le facteur de réseau (1.1) devient alors :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n A_{mn} e^{jka_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n)} \quad (1.17)$$

Le facteur de réseau (1.17) est valable pour des réseaux circulaires composés de  $M$  anneaux de rayon  $a_m$  de  $N(m)$  éléments rayonnants (pour des anneaux composés d'un nombre différent d'éléments rayonnants). Différentes variantes peuvent en être déduites avec des positions et des nombres d'éléments différents dans chaque anneau. Nous considérons un premier réseau composé de 20 éléments rayonnants répartis sur un seul anneau de rayon  $a = \lambda/2$ . Son diagramme de rayonnement est représenté sur la Figure 1-11 (a). La même structure est ensuite utilisée dans un réseau comportant 4 anneaux espacés chacun d'une demie longueur d'onde et dont le diagramme de rayonnement est représenté sur la Figure 1-11 (b). En considérant un seul anneau, ce type de réseau reste un réseau linéaire (et donc 1D) avec une forme circulaire mais permet de faire de la formation de faisceaux dans les deux plans. Avec les sources adéquates, ces réseaux permettent également de dépointer le lobe principal jusque dans le plan horizontal sans que le diagramme de rayonnement ne présente de distorsion.

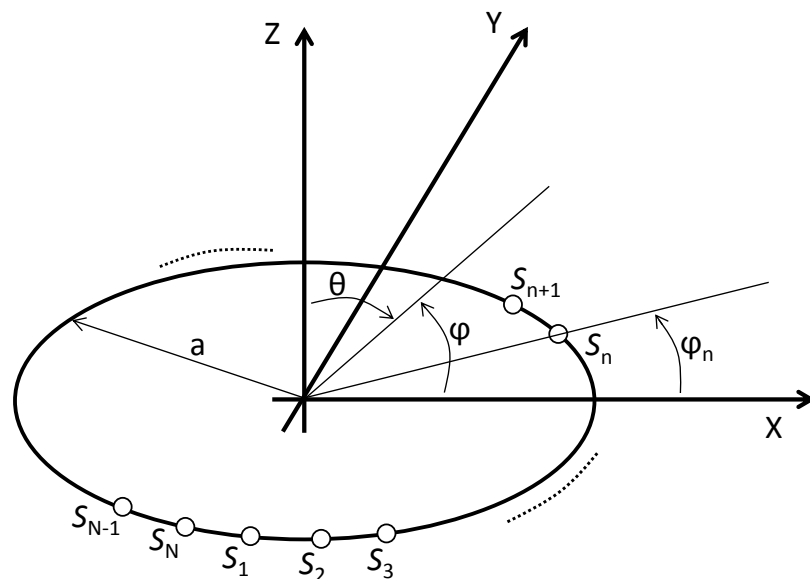


Figure 1-10 : Géométrie d'un réseau circulaire de N éléments répartis autour d'un cercle de rayon a.

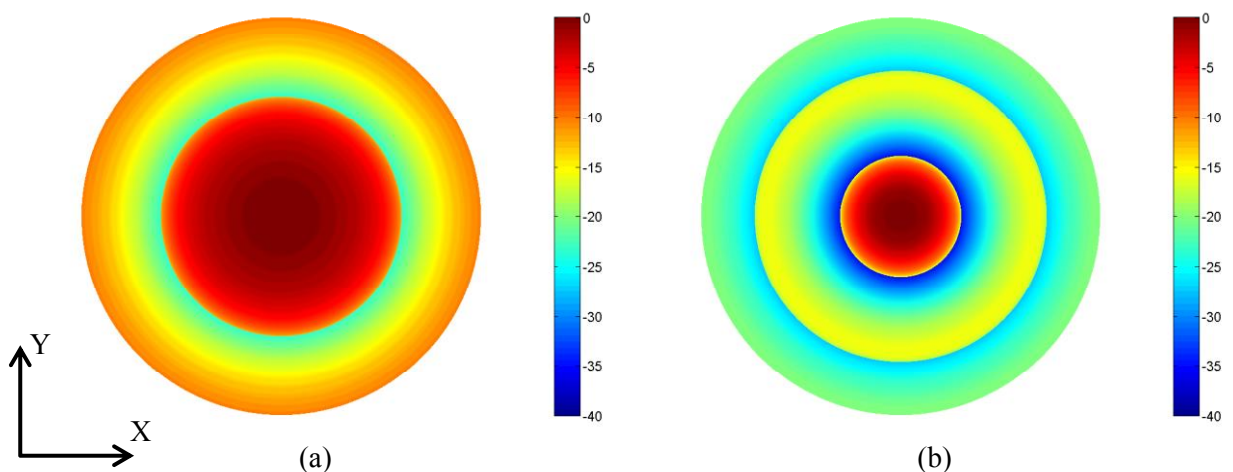


Figure 1-11 : Facteur de réseau d'un réseau circulaire constitué (a) d'un anneau et de (b) 3 anneaux de 20 éléments rayonnants.

La Figure 1-12 illustre le fait qu'il est possible de faire de la formation de faisceaux dans les deux plans en ne considérant qu'un seul anneau. Le principe pour obtenir le terme correcteur de phase est le même que celui utilisé pour obtenir ceux de l'équation (1.14). On peut ainsi déterminer le retard de phase à introduire à l'élément  $n$  de l'anneau  $m$  pour, par exemple, orienter le lobe principal dans la direction  $(20 ; -30)$  d'un réseau de 20 éléments réparties sur un anneau (Figure 1-12 (a)) ou d'un réseau de 80 éléments répartis inégalement sur 5 anneaux (Figure 1-12 (b)). Les géométries de ces deux agencements sont représentées sur la Figure 1-12 (c) et la Figure 1-12 (d). Sur ces mêmes figures sont représentés par un dégradé de couleur les gradients de phase le long des structures. Nous pouvons faire la même remarque que pour un réseau linéaire : plus le nombre d'éléments sera important, plus le lobe principal sera directif, et le niveau des lobes secondaires plus faible.

$$\beta_{mn} = ka_m \sin \theta_0 \cos(\theta_0 - \varphi_n) \quad (1.18)$$

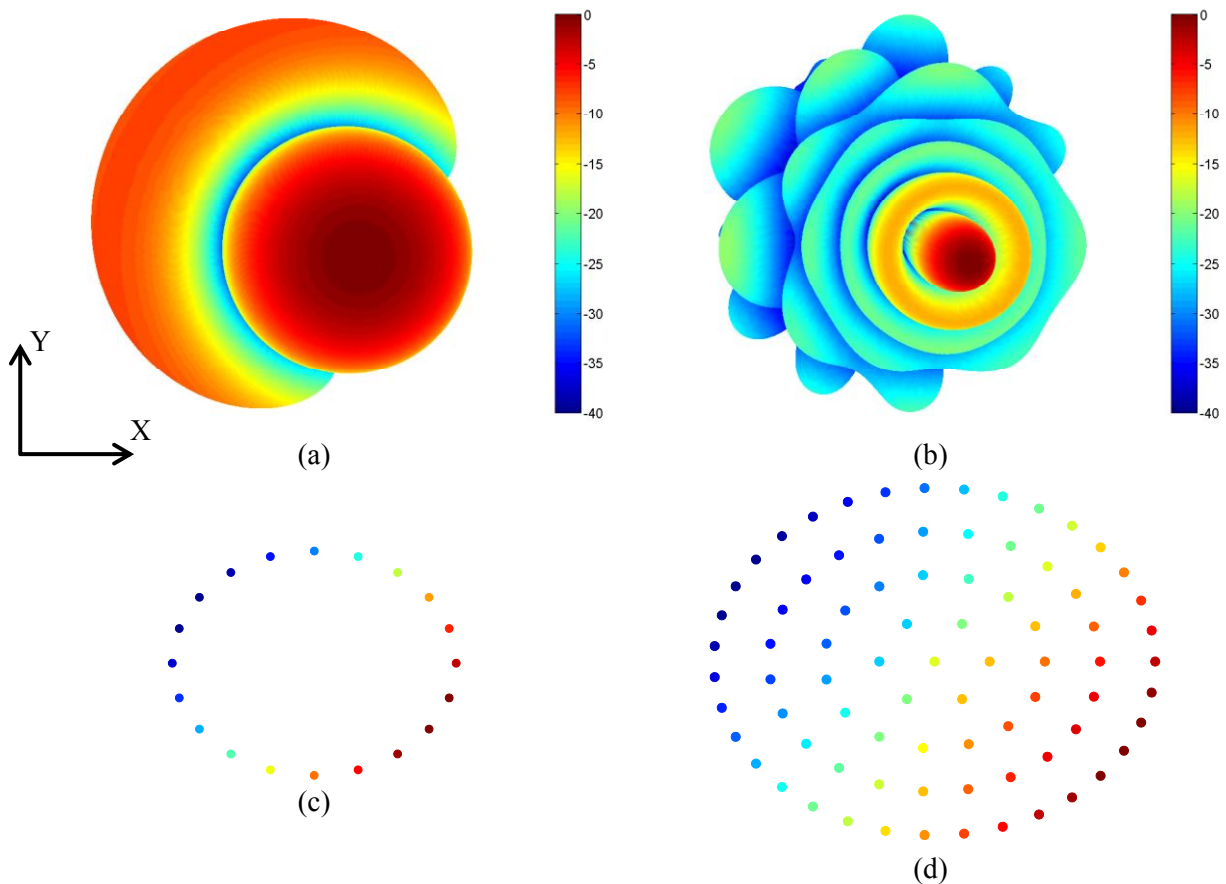


Figure 1-12 : Facteur de réseau avec lobe principal dépointé dans la direction  $\theta_0=20^\circ$ , et  $\varphi_0=-30^\circ$  pour (a) un réseau circulaire de 20 éléments rayonnants répartis sur un anneau et (b) 80 éléments répartis sur 5 anneaux.

Remarque : Le cas de réseau elliptique peut être traité en reprenant le produit scalaire (1.16) et en considérant une ellipse d'excentricité  $e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}}$  :

$$\hat{r} \cdot \mathbf{R}_{mn} = \begin{pmatrix} \sin & \cos \\ \sin & \sin \\ & \cos \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \varphi_n \\ \sin \varphi_n \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.19)$$

### 1.1.3 Réseaux cylindriques

Le cas des réseaux cylindriques est une des généralisations des réseaux circulaires. En effet, on peut considérer qu'un réseau cylindrique est un empilement de plusieurs réseaux circulaires, dans notre cas selon l'axe Z comme l'illustre le schéma de la Figure 1-13.

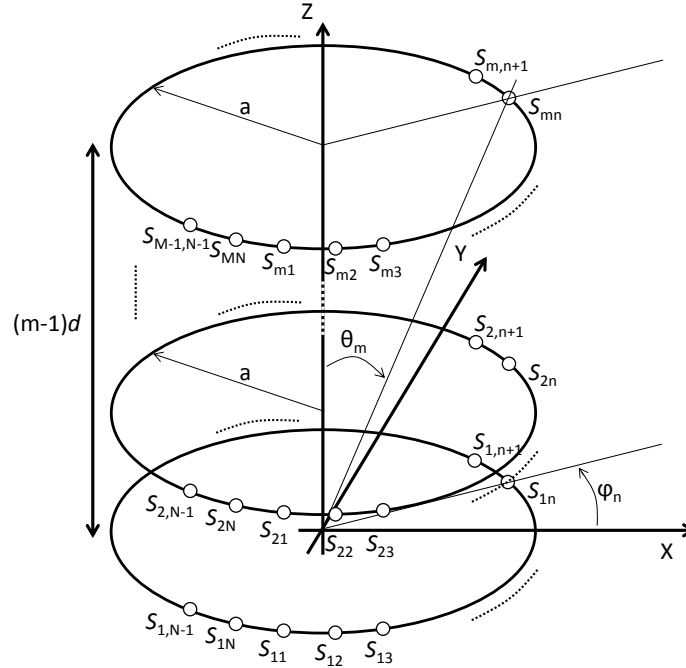


Figure 1-13 : Géométrie d'un réseau cylindrique de M anneaux de rayon a espacés d'une distance d suivant l'axe z et composés de N éléments.

En combinant le facteur de réseau d'un réseau linéaire de M éléments alignés suivant l'axe Z, et le facteur de réseau d'un réseau circulaire composé de N éléments et de rayon a comme celui de l'équation (1.17), nous obtenons le facteur de réseau d'un réseau cylindrique composé de M anneaux de N éléments :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk[a \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + md \cos \theta]} \quad (1.20)$$

La majeure partie du temps, ces réseaux conformés sont utilisés avec des éléments rayonnants directifs. Avec une loi d'amplitude et de phase uniforme, on obtient un rayonnement omnidirectionnel dans le plan défini par l'anneau (Figure 1-14 (a)). Considérons un anneau de 16 éléments séparés d'une demi longueur d'onde et répartis autour d'un cylindre [13]. Pour obtenir un rayonnement plus directif, une loi de phase peut être mise en place de manière à dépointer le lobe dans la direction voulue comme l'illustre la Figure 1-14 (b) dont le réseau cylindrique ne fait intervenir qu'un seul anneau de 16 éléments autour de l'axe Z [14]. On aperçoit sur cette figure l'emplacement des éléments actifs. Pour améliorer le rayonnement, c'est-à-dire réduire le rayonnement dans les directions autres que celle visée, des secteurs du réseau peuvent être activés. C'est le cas de la Figure 1-14 (c) et de la Figure 1-14 (d) sur lesquelles 8 et 6 éléments sont actifs, formant ainsi des secteurs respectifs de 180° et 120° avec cette fois une loi d'amplitude et de phase uniforme pour le cas du secteur de 120° (Figure 1-14 (d)). C'est un des avantages du réseau cylindrique : il est possible de dépointer le lobe dans une direction précise avec une loi de phase uniforme et en sélectionnant les éléments à activer.



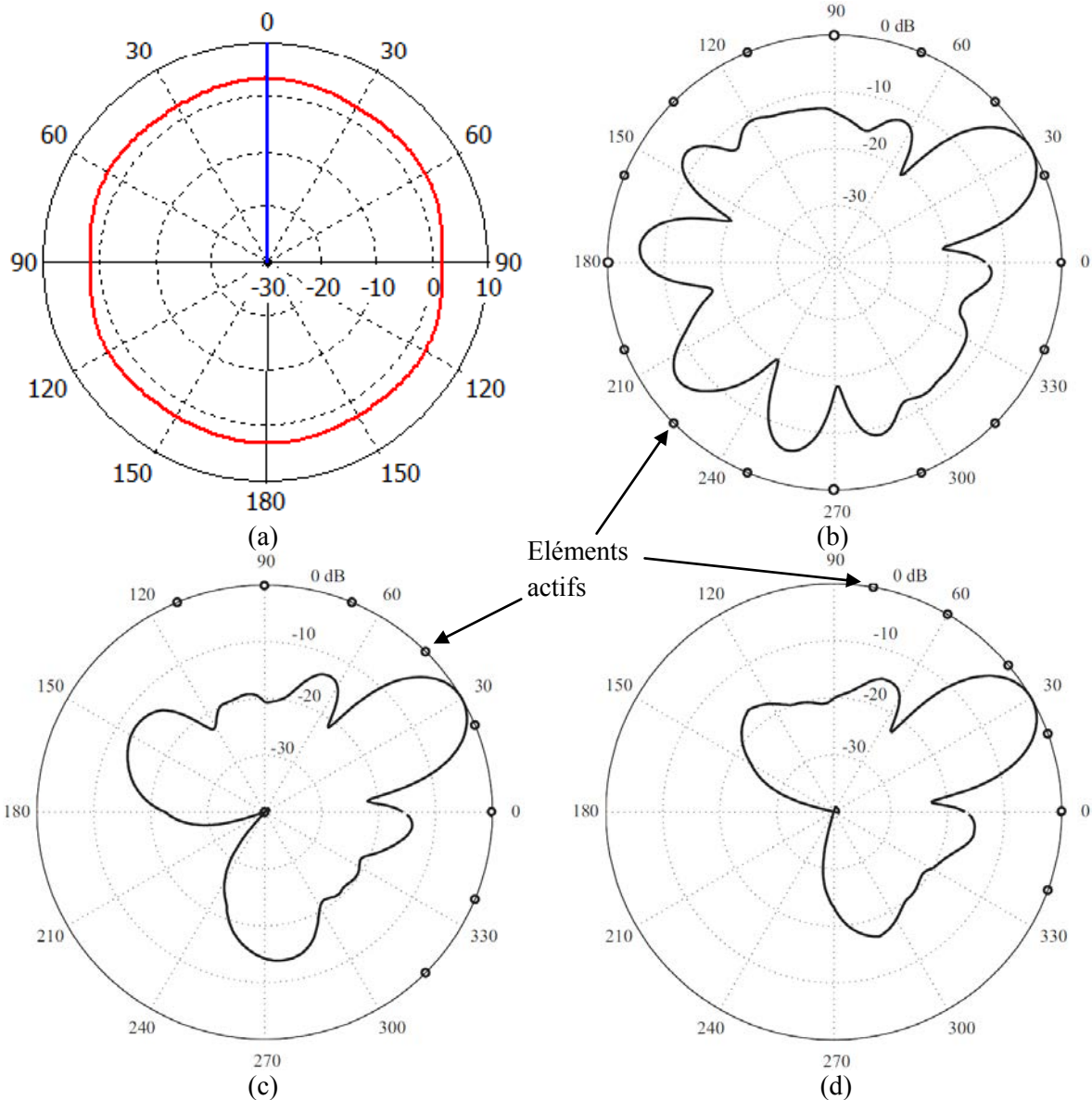


Figure 1-14 : (a) Rayonnement omnidirectionnel formé par un réseau cylindrique de 4 éléments rayonnants [13]. Rayonnement d'un réseau cylindrique constitué d'un anneau de 16 éléments: (b) 16 éléments actifs et dépointage du lobe dans la direction 30°. (c) 8 éléments actifs et dépointage du lobe dans la direction 30°. (d) 6 éléments actifs sur un secteur de 120° présentant un diagramme de rayonnement dont le lobe principal est dirigé naturellement dans la direction 30° [14].

On peut considérer une distribution uniforme des amplitudes et des phases dans le but d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel. C'est le cas par exemple dans [15] [16] où l'impact de la densité d'un réseau d'antennes est étudié en fonction de la position des éléments et du diamètre du cylindre de manière à obtenir le moins de variations de gain. D'autres réseaux sont étudiés pour des applications précises comme des applications GPS [17] [18] [19] (Figure 1-15 (a)) ou WLAN [13] [19] de manière à assurer un niveau de rayonnement constant quelle que soit la position du porteur ou du récepteur. Avec son rayonnement omnidirectionnel, et l'utilisation d'un nombre minimal de sources, ces réseaux sont également intéressants pour des applications de DOA (Direction of Arrival) [20]. En général, le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan orthogonal à la structure cylindrique. Pour palier à la réduction du rayonnement dans l'axe du cylindre, un ou plusieurs éléments peuvent être placés dans cet axe comme dans [21]. Selon le type d'élément rayonnant utilisé,

il est possible de donner une certaine forme au diagramme de rayonnement global du réseau composé de ces éléments en question. C'est le cas dans [22] où des éléments de type MLWA (Microstrip Leaky Wave Antenna) sont mis en réseau sur une surface cylindrique pour former un rayonnement de forme conique. Dans la même idée, la mise en réseau cylindrique de plusieurs réseaux linéaires présentant un dépointage initial fixe est étudié dans [23]. Les diagrammes de rayonnement omnidirectionnels ne s'obtiennent pas forcément en mettant plusieurs éléments en réseau autour d'une surface conformée, mais aussi en n'utilisant qu'un seul élément comme un seul patch ou une antenne hélicoïdale imprimée sur une surface cylindrique [24] (Figure 1-15 (c)). Enfin, pour privilégier une direction, des portions de réseaux cylindriques sont utilisées, comme dans [25], pour former ainsi un diagramme directif.

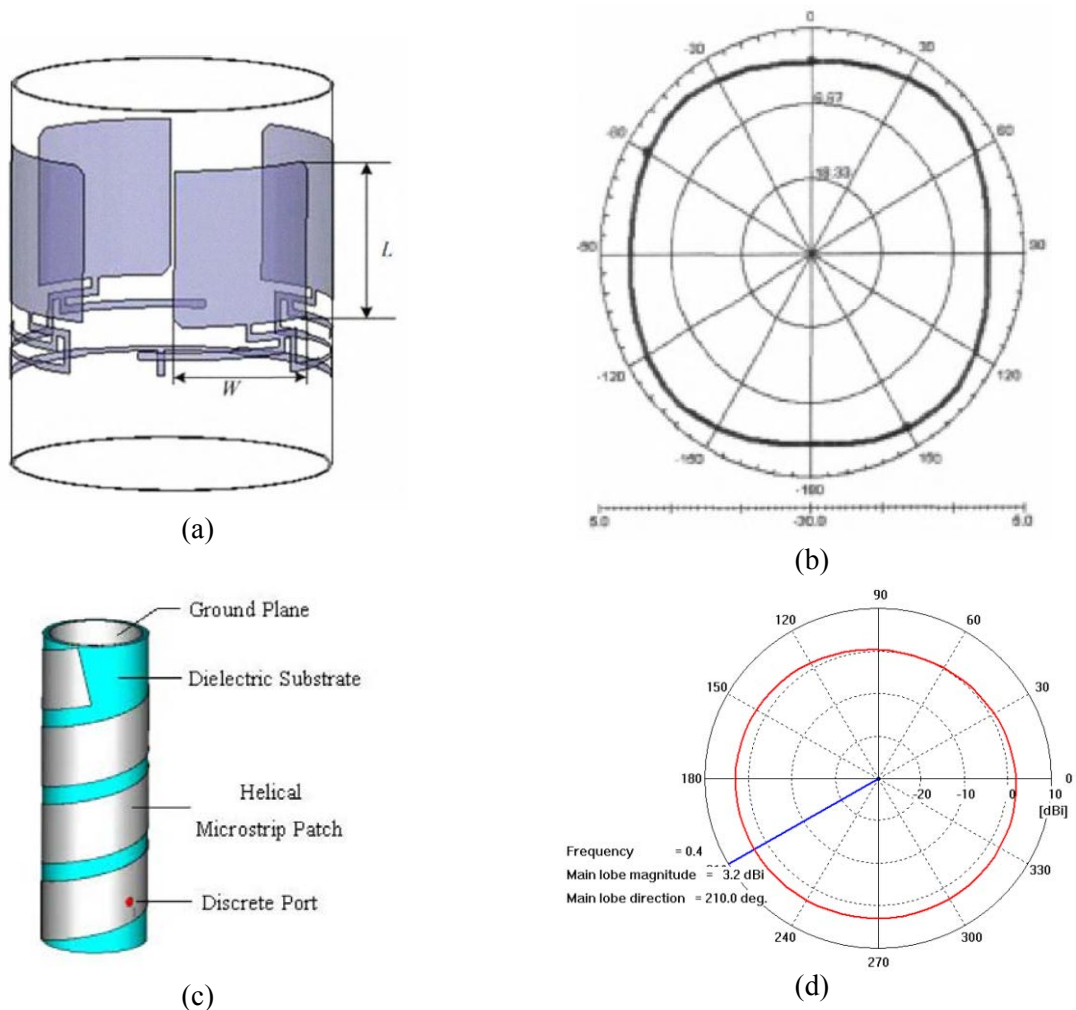


Figure 1-15 : (a) Réseau d'antennes conformé à un cylindre et (b) son diagramme de rayonnement dans le plan H associé [17]. (c) Modèle d'une antenne patch hélicoïdale d'un quart de longueur d'onde et (d) son diagramme de rayonnement associé [24].

Une autre façon de tirer profit de ces réseaux est de les associer à un système d'alimentation reconfigurable de manière à créer un rayonnement directif dans une ou plusieurs directions. On peut imposer à certains éléments une pondération nulle comme dans le premier paragraphe de cette section. De cette manière des sous-réseaux vont être créés. Au sein de ces sous-réseaux il est ensuite possible de dépointer le lobe dans le plan  $\varphi$  comme dans le cas [23] où le réseau cylindrique est composé de plusieurs motifs exposés sur la Figure 1-16 (a). L'angle de dépointage dépend de la distance entre les éléments d'un sous-réseau comme le montre les diagrammes de la Figure 1-16 (b). Le diagramme de rayonnement final correspondant au motif de la Figure 1-16 (a) placé sur un cylindre suivant l'axe Z est représenté sur la Figure 1-16 (c). Ce sous-réseau est répété un certain nombre de fois autour de la structure pour finalement former le réseau cylindrique de la Figure 1-16 (d).

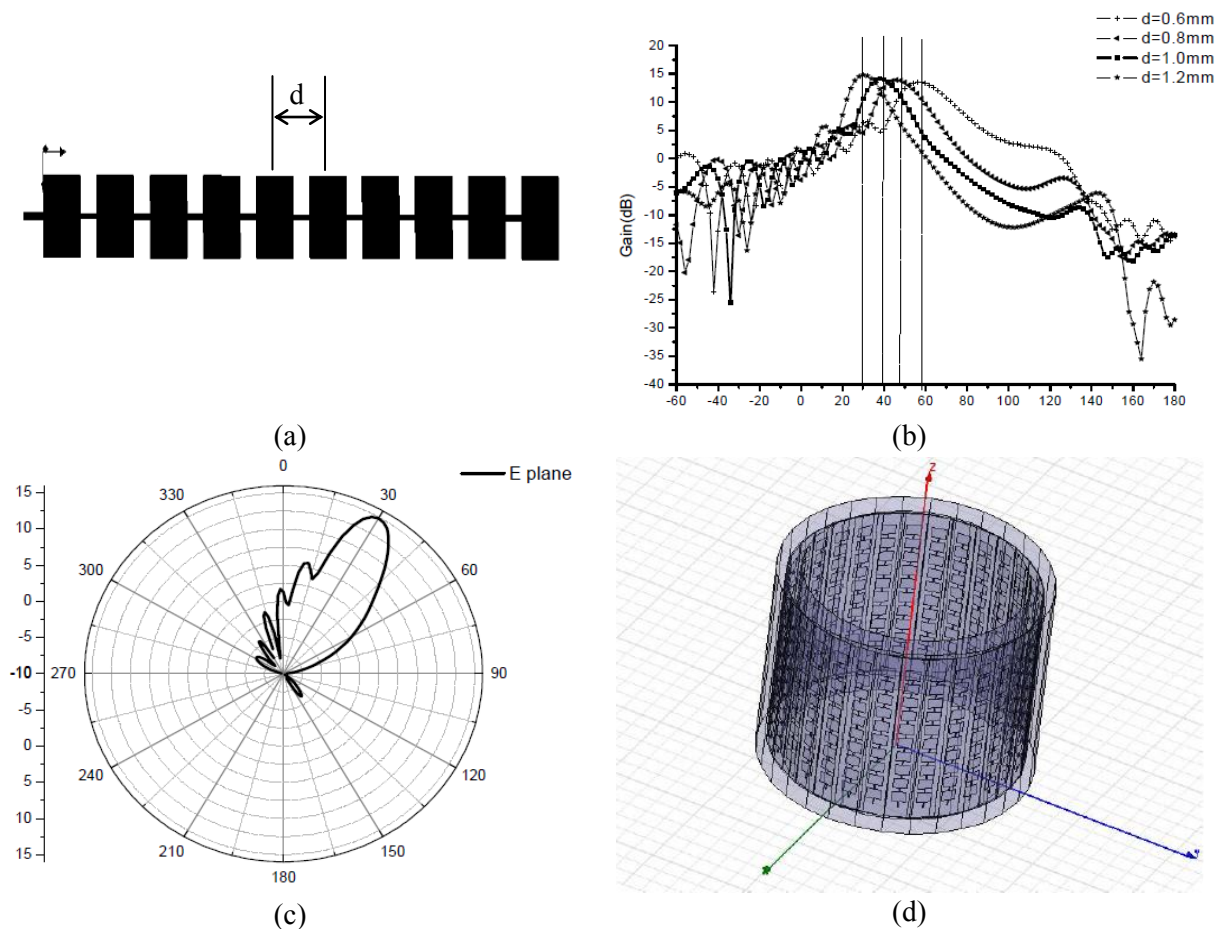


Figure 1-16 : (a) Modèle d'une antenne à ondes quasi progressives. (b) Impact de la distance inter-élément sur le dépointage du lobe principal. (c) Diagramme de rayonnement d'un sous-réseau utilisée dans (d) la mise en réseau cylindrique [23].

On peut trouver d'autres exemples dans la littérature de méthodes de formations de faisceaux qui consistent à faire une synthèse par sous-réseau [26] [27]. Comme nous l'avons dit ci-dessus, ces réseaux cylindriques présentent la capacité de rayonner dans toutes les directions d'un plan. En utilisant cette particularité, ce type de réseau couplé à un système composé de commutateurs et de déphaseurs présente des performances intéressantes en terme de rayonnement [28] (Figure 1-17) comparé à un simple réseau linéaire. En effet, les déformations apportées par un dépointage électronique sont réduites, ou totalement supprimées si uniquement une commutation de sous-réseaux intervient. Ce phénomène est illustré par la Figure 1-17 (a) qui représente des diagrammes de rayonnement formés par des configurations spécifiques du réseau de la Figure 1-17 (b).

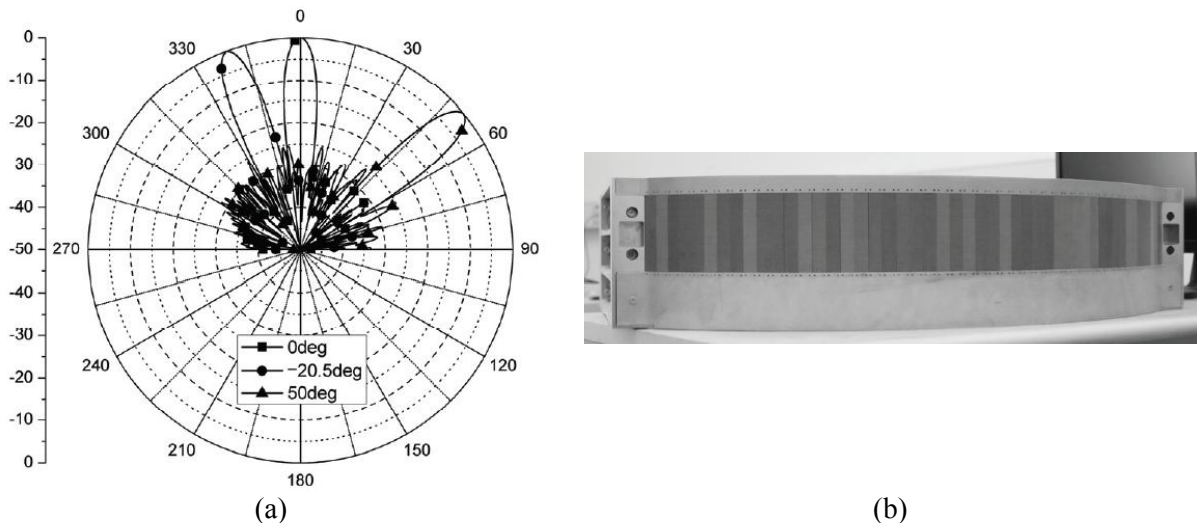


Figure 1-17 : (a) Quelques configurations de diagrammes de rayonnement mesurés (b) d'un réseau d'antennes conformé phasé [28].

L'étude des circuits permettant de faire de la formation de faisceaux pour des réseaux cylindriques n'est pas récente. En 1969, un réseau cylindrique dont la reconfiguration repose sur des commutations et des déphasages a été développé dans [29]. En 1973, un réseau cylindrique associé à un système d'alimentation spécifique permettant de créer de multiples faisceaux a été étudié, puis son fonctionnement validé par des résultats de mesures [30]. En 1975, Un réseau d'alimentation composé de déphaseurs, de commutateurs et d'une matrice de Butler a été étudié [31] (Figure 1-20 (a)). Dans certains cas, le réseau d'alimentation peut apparaître sur la structure cylindrique [32]. La complexité du réseau d'alimentation dépend de la souplesse que l'on veut donner au réseau mais aussi au nombre d'éléments à commander. Par exemple, une matrice de commutation pour un réseau cylindrique de 96 éléments a été développée dans [33]. Nous retrouvons aujourd'hui des méthodes basées sur le même principe. Dans [34], nous retrouvons la même forme de réseau que dans [23] mais cette fois associé à un circuit d'alimentation destiné à faire de la formation de faisceaux. Ce circuit permet de commuter entre les sous-réseaux mais aussi de faire du dépointage électronique, ce qui amène au final à faire de la formation de faisceaux dans les deux plans. Nous retrouvons le même principe dans [35] où un réseau cylindrique est utilisé en commutation de sous-réseaux phasés. Ce principe est comparé à un réseau linéaire phasé pour observer les avantages d'un tel système. Cette approche est illustrée sur la Figure 1-18. On peut y voir le dépointage progressif du lobe principal en commutant entre les sous-réseaux présents sur le cylindre et en utilisant ou non des lois de phase pour dépointer le lobe au sein du sous-réseau actif. Un réseau plus compact et utilisant moins d'éléments rayonnants est étudié dans [36] (Figure 1-20(b)) dans le but d'éviter les interférences et de favoriser la réception du signal utile. Ce réseau fonctionne uniquement en commutation. On peut observer tous les diagrammes pouvant être formés suivant les lois de commande utilisées sur la Figure 1-19. D'autres techniques de reconfigurations existent, notamment dans [37] où des commutateurs sont utilisés au sein même des fentes rayonnantes, l'ensemble du réseau cylindrique étant excité par un seul dipôle.



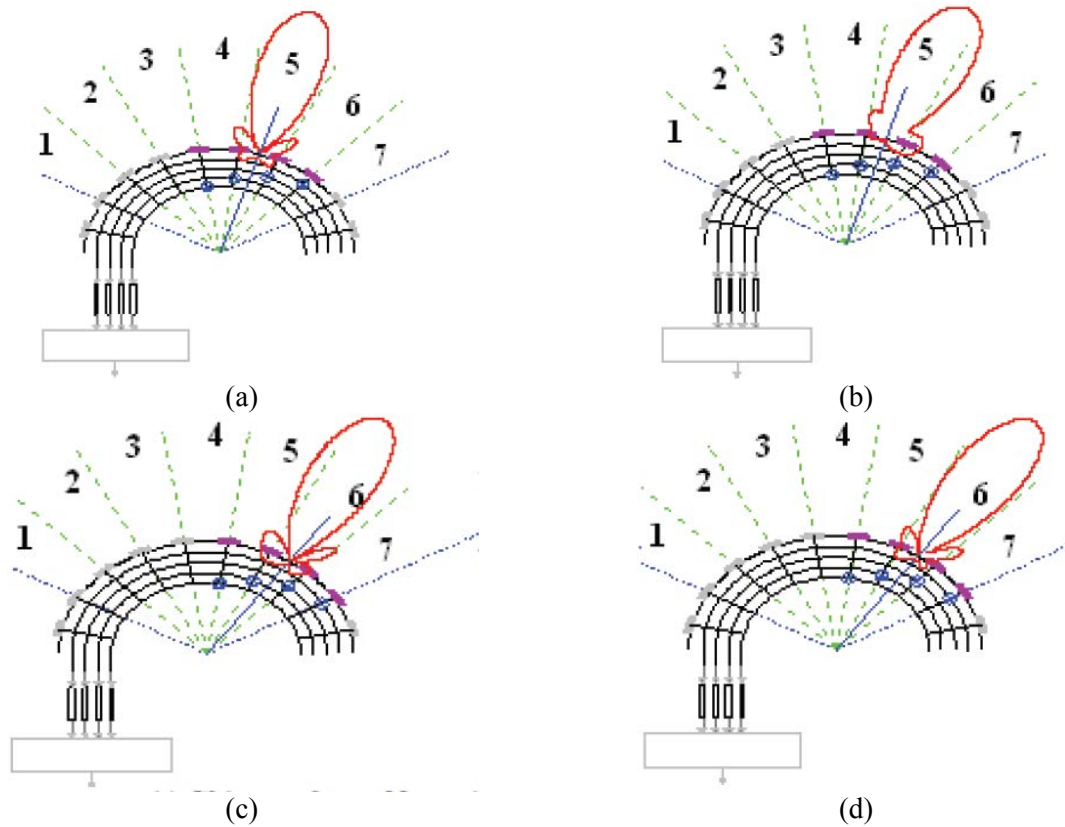


Figure 1-18 : Dépointage progressif du lobe principal d'un secteur de réseau cylindrique avec commutation de sous-réseaux phasés : éléments des secteurs 4 à 6 actifs (a) avec loi de phase uniforme et (b) avec dépointage ; éléments des secteurs 5 à 7 actifs (c) avec dépointage du lobe principal et (d) avec loi de phase uniforme [35].

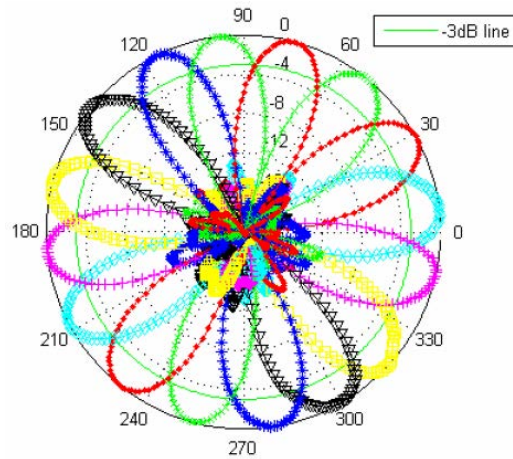
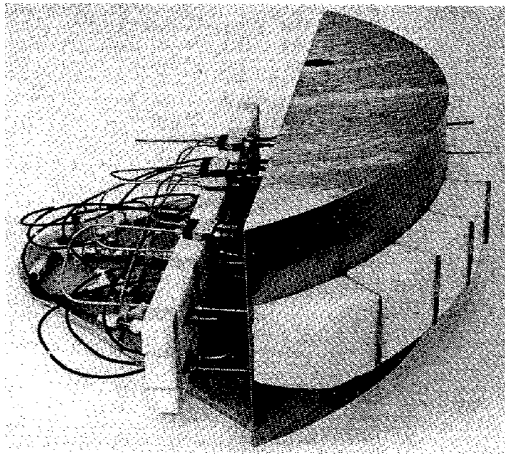


Figure 1-19 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau commuté constitué de 16 sous-réseaux espacés d'un angle de  $22.5^\circ$  [36].

Enfin, certains travaux se limitent à l'étude d'éléments unitaires conformés à un cylindre dans le but d'être mis en réseau par la suite. On peut par exemple faire l'analogie entre les réseaux de 4 patchs étudiés dans [38], et les réseaux unitaires utilisés dans [39]. L'impact de la mise en réseaux de plusieurs éléments sur le gain, et l'impact du couplage entre ces éléments sur les diagrammes de rayonnement sont étudiés dans [40] et [41].

Ces réseaux cylindriques sont bien adaptés pour de nombreuses applications radars et de communications. On vient de voir que l'on peut trouver un grand nombre d'études dans la littérature sur ces réseaux cylindriques utilisés pour créer un rayonnement omnidirectionnel ou pour des communications directives. Pour exploiter complètement cette géométrie, des systèmes d'alimentations propres à chaque réseau et à chaque utilisation ont été développés. Ces systèmes sont soit composés de déphaseurs, de commutateurs ou de ces deux éléments à la fois. La conception du circuit dépend par la suite des éléments rayonnants utilisés pour composer le réseau. C'est donc au final le réseau cylindrique étudié qui impose la structure du système d'alimentation. Le même type d'étude existe pour des réseaux coniques.



(a)



(b)

Figure 1-20 : (a) Portion d'un réseau d'antenne cylindrique reconfigurable de 1975 [31] et (b) réseau cylindrique reconfigurable d'aujourd'hui [36].

### 1.1.4 Réseaux coniques

Le facteur de réseau conique est une autre généralisation du facteur de réseau circulaire. On peut considérer la même équation qu'au paragraphe précédent (1.20), mais cette fois avec un rayon différent pour chaque anneau. En considérant que les  $M$  anneaux sont espacés d'une distance  $d$  comme l'illustre la Figure 1-21,  $a_m$  est définie dans l'équation (1.21) à partir de l'angle que fait une génératrice du cône avec sa base. Les applications sont les mêmes que pour un réseau cylindrique, avec un dépointage naturel dû à la géométrie de la structure.

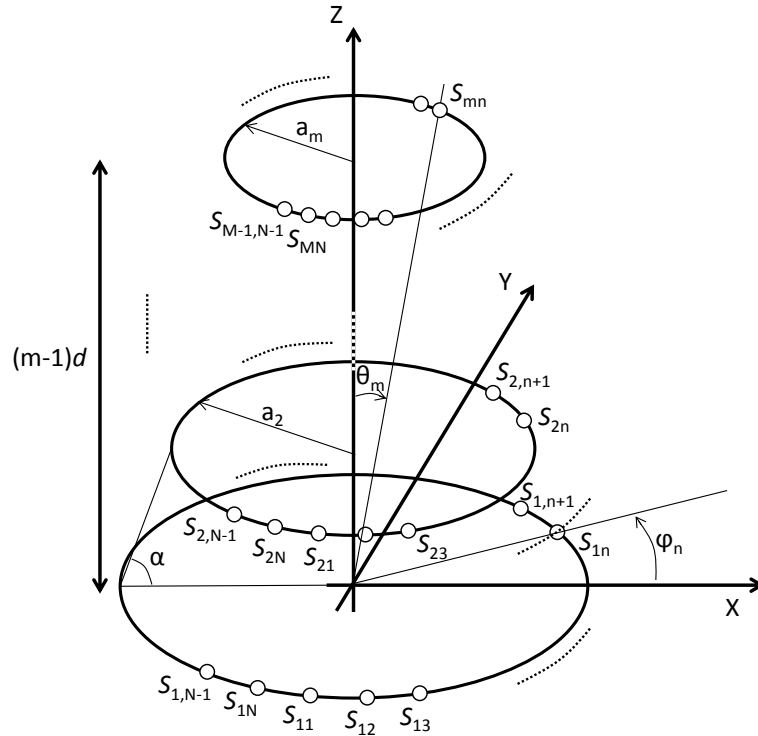


Figure 1-21 : Géométrie d'un réseau conique de  $M$  anneaux espacés d'une distance  $d$  et composés de  $N$  éléments.

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n A_{mn} e^{jk[a_m \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + md \cos \theta]} \quad (1.21)$$

avec  $a_m = \frac{[M - (m - 1)]d}{\tan \alpha}$

On retrouve quasiment les mêmes propriétés que pour un réseau cylindrique, avec cependant un dépointage d'origine dû à l'inclinaison de la structure comme on peut le voir sur la Figure 1-22 (a) pour un réseau de  $8 \times 8$  éléments disposés sur une partie de la surface d'un cône de demi-angle au sommet de  $30^\circ$ . Le lobe principal est dirigé vers la direction définie par la normale à la surface du cône ( $60^\circ$ ). Ce phénomène se résume par un dépointage mécanique, que l'on retrouve également sur la Figure 1-22 (b) qui représente le diagramme de rayonnement d'un réseau composé de 4 réseaux linéaires de 4 éléments répartis de manière égale autour d'un cône formant ainsi un rayonnement omnidirectionnel dans le plan défini par la direction du lobe principal.

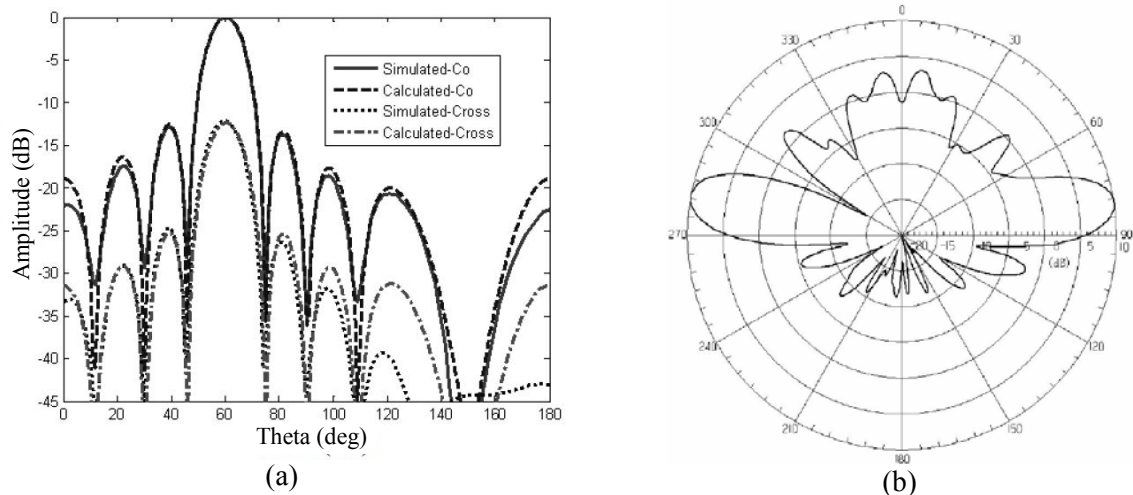


Figure 1-22 : Diagramme de rayonnement (a) d'un réseau de 16 éléments imprimés sur une partie de la surface d'un cône [6] et (b) d'un réseau conique composé de 4 réseaux linéaire de 4 éléments [42].

Il est plus rare de trouver des applications impliquant des réseaux coniques dans la littérature, les structures cylindriques étant plus répandues que les structures coniques. Des études théoriques et certaines applications sont répertoriées dans [14]. Dans certaines études, aucune application n'est spécifiée. Dans [43], c'est uniquement une antenne de type élément imprimé sur une surface conique qui y est étudié. On fait mention de la même structure dans [44] mais cette fois en considérant la polarisation circulaire. L'étude de [43] est reprise dans [45] et étendue à l'utilisation de deux éléments rayonnants. Ces antennes patch peuvent également être totalement enroulées autour d'un cône. Tout d'abord, une étude théorique de l'impédance d'entrée du patch est faite dans [46]. On fait mention du même type d'élément rayonnant dans [47], mais cette fois l'intérêt est porté sur les diagrammes de rayonnement. Dans un premier temps, l'impact de la hauteur de l'antenne y est étudié, puis dans un second temps l'inclinaison du cône. On voit que pour chaque angle considéré, la direction du lobe principal est différente. Toujours sans application spécifique, des articles sont basés sur la conception d'antennes patches sur des structures coniques. Dans [48], sont détaillés le modèle, les résultats de simulation ainsi qu'une technique pour l'élaboration (dans HFSS) d'une antenne conformée à une surface conique. Une technique de fabrication est détaillée dans [49]. On y retrouve le même type d'antenne que dans [23] mais cette fois le réseau est enroulé autour de l'axe du cône (et non aligné suivant son axe) et les motifs utilisés sont différents. Cette technique de fabrication repose sur l'utilisation d'un substrat de faible épaisseur (réduisant la bande passante) pour être collé autour d'une structure courbée.

Si on remonte dans l'histoire (1975), on peut trouver des études comme dans [50] dans laquelle un réseau d'antennes sur un secteur de cône est présenté (Figure 1-27 (a)). Dans [51], on retrouve la notion de sous-réseaux qui apparaissait dans l'étude des réseaux cylindriques. La Figure 1-23 (a) représente le schéma de la structure du réseau conique qui y est étudié. Ce réseau est composé de plusieurs réseaux linéaire (réparti autour de l'axe du cône) composé chacun de 4 éléments rayonnants. Certaines structures peuvent également être composées d'un seul réseau linéaire (pas de répartition en sous-réseau). C'est le cas dans [52] où un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants est intégré à la base d'une pointe métallique (suivant l'axe de la pointe). Cette structure est représentée en détail sur la Figure 1-23 (b). Cet article présente également une méthode d'optimisation de lois d'alimentation pour dépointer le lobe principal de ce réseau. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne alimentée avec une loi en amplitude et en phase uniforme sont représentés sur la Figure 1-23 (c). L'axe Z étant normal



au réseau linéaire, la direction du lobe principal est  $\theta = 0$ . Une loi est ensuite appliquée sur le réseau de manière à dépointer le lobe principal dans la direction  $\theta = 20$  comme le montre les diagrammes de la Figure 1-23 (d). Dans les deux cas, on peut observer un très bon accord entre les simulations et les mesures.

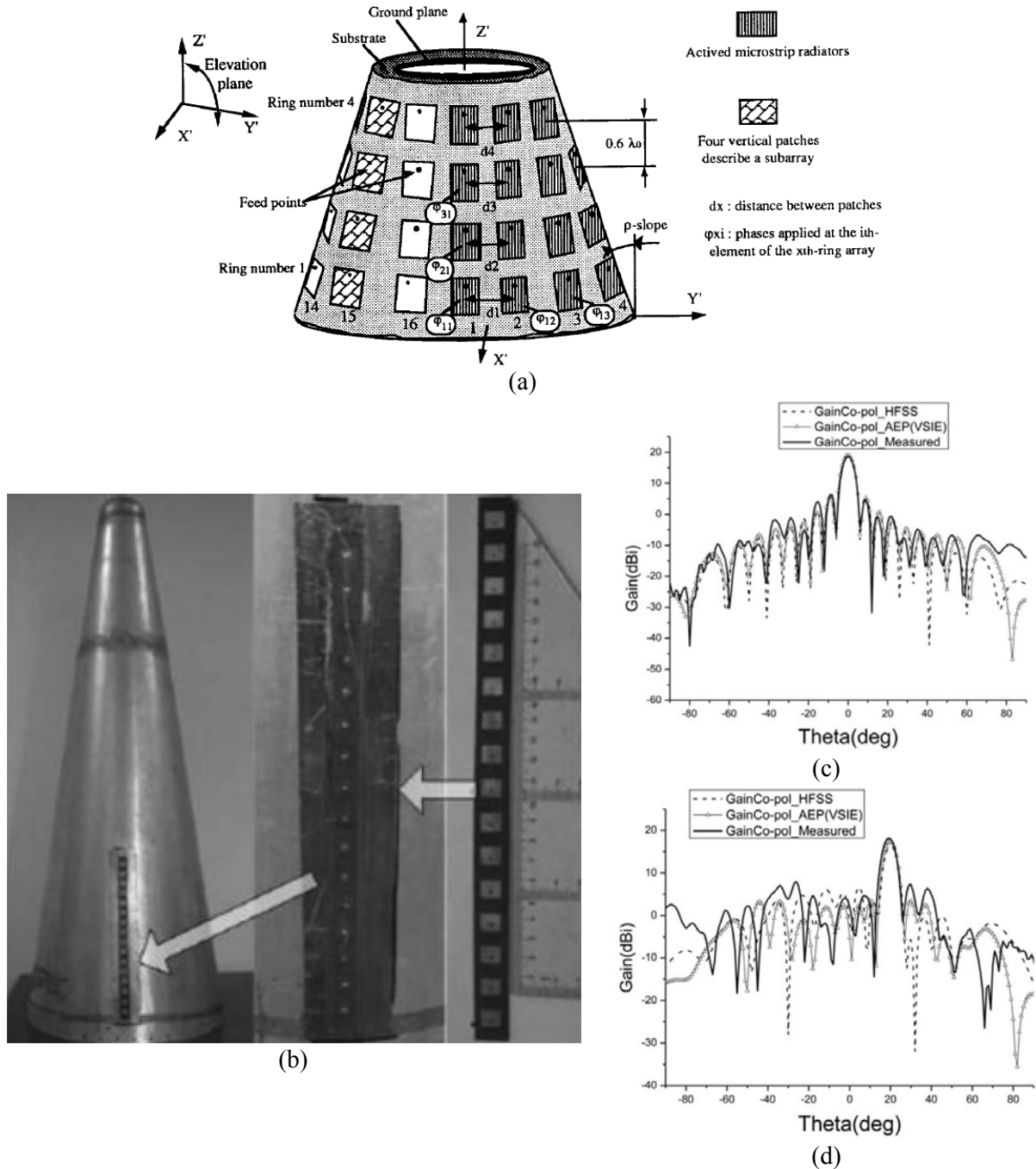


Figure 1-23 : (a) Réseau conique composé de 4 anneaux de 16 éléments rayonnants [51]. (b) Réseau linéaire de 16 éléments rayonnants imprimés sur une face d'un cône métallique et ses diagrammes de rayonnement associés : (c) avec loi d'alimentation uniforme et (d) et avec un dépointage dans la direction  $\theta = 20$  [52].

Cette surface conique est propice à l'intégration d'antennes spirales. Ce type d'antenne est étudié dans [53] sur la bande 200-400 MHz. L'impact du rayon de la base du cône et de la hauteur du cône y est étudié sur cette bande de fréquence. On peut voir un exemple d'une telle antenne sur la Figure 1-24 (a). Avec une forme plus exotique (Figure 1-24 (b)), ce type d'antenne est étudié dans [54] dans le cadre d'antennes conformes ultra large bande. Les diagrammes de rayonnement y sont étudiés sur la bande 1-12 GHz et on retrouve un rayonnement omnidirectionnel dans le plan orthogonal à la structure. Ces antennes sont encore étudiées dans [55] sur des cavités diélectriques. Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement sont étudiées en fonction du milieu, de la cavité sur laquelle repose l'antenne, et de la fréquence de fonctionnement (variant de 1 à 20 GHz).

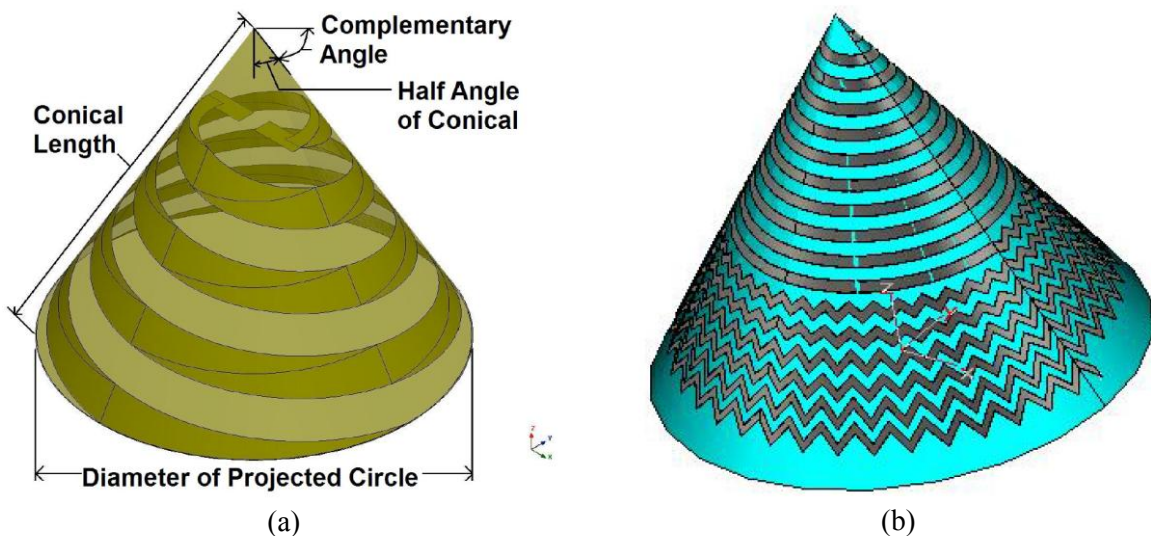


Figure 1-24 : (a) Définition des paramètres géométriques d'une antenne spirale [53] et (b) modèle d'une antenne conique basée sur la spirale d'Archimède [54].

La référence [56] fait intervenir un réseau conique composé d'un nombre très important d'éléments rayonnants (environ 2300) que l'on peut voir sur la Figure 1-25 (a). On y retrouve la capacité d'une telle structure à rayonner dans une seule direction, et donc présenter un rayonnement sectoriel. La Figure 1-25 (b) présente un exemple de diagramme de rayonnement que peut présenter cette structure et qui est orienté dans une direction précise. Des méthodes de synthèses de réseaux sont également développés pour tous les réseaux conformés [6], et plus particulièrement pour des réseaux coniques [57] [58]. Ces réseaux coniques, par leur inclinaison de base, sont également utilisés dans le domaine des radars [59]. En effet, cette inclinaison initiale donne déjà une certaine élévation au diagramme de rayonnement. On trouve également des applications de DOA comme pour les réseaux cylindriques citées précédemment, mais spécialement pour des réseaux d'antennes coniques [60]. Les études menées sur des structures cylindriques dans [38] et [39] sont également appliquées à un réseau conique [61]. Le réseau étudié est exposé sur la Figure 1-26 (a). Il est ensuite associé à une surface conique comme le montre la Figure 1-26 (b). Une étude similaire est faite dans [62], avec des éléments rayonnants de formes différentes, et un agencement de réseau différent et optimisé pour réduire le niveau des lobes secondaires.

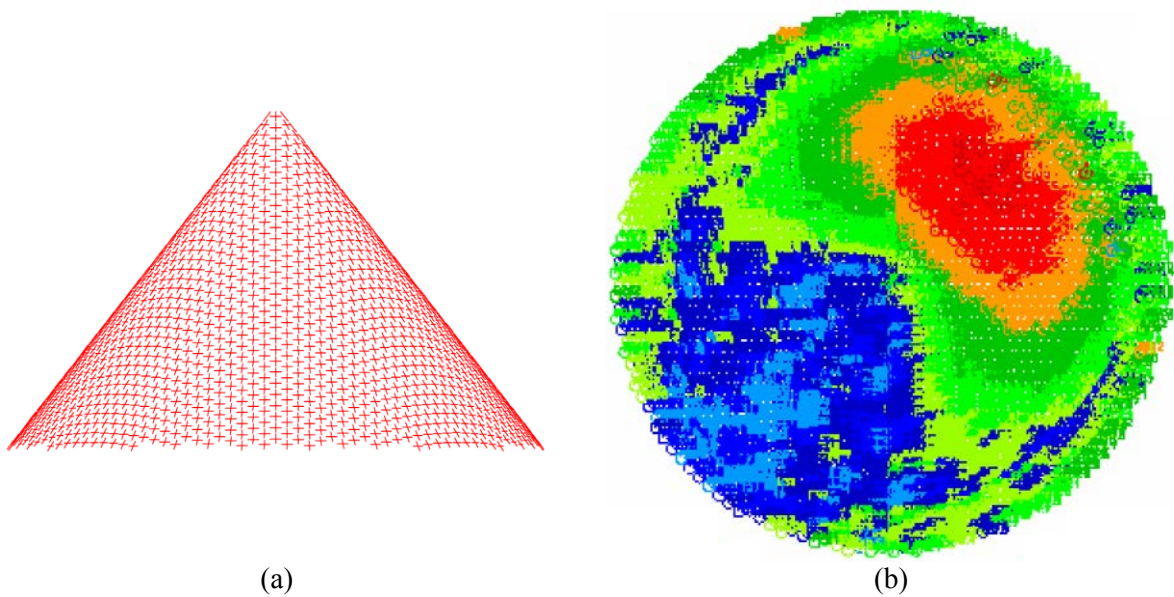


Figure 1-25 : (a) Réseau conique formé de 2300 sources et (b) un diagramme de rayonnement correspondant [56].

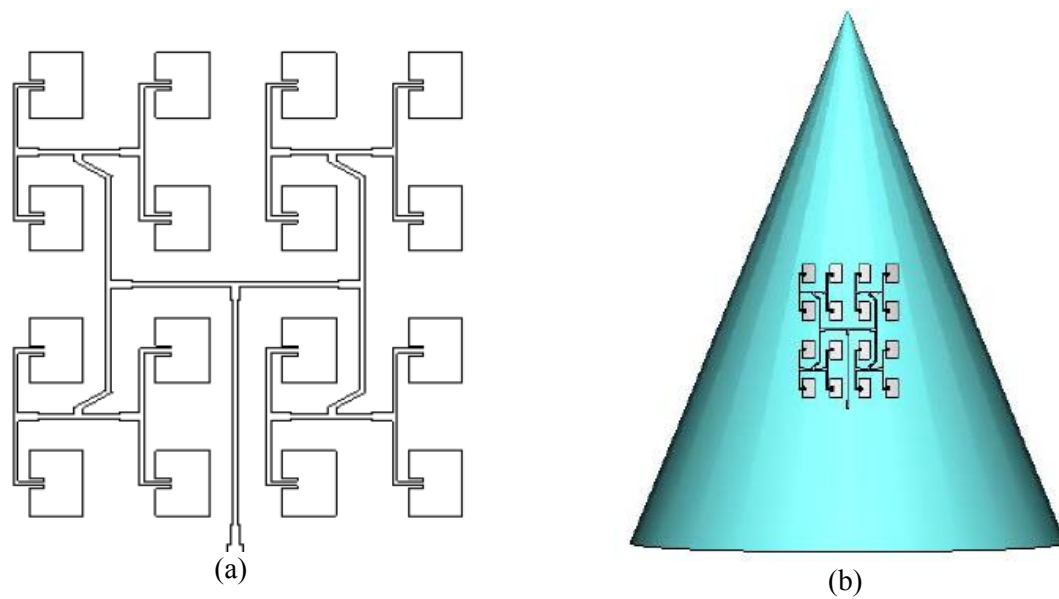


Figure 1-26 : (a) Réseau d'antennes planaire associé (b) à une structure conique [61].

Enfin, on s'approche du domaine de l'étude en rencontrant des applications évoquant des missiles, des pièces d'artilleries ou des projectiles [63] [64]. La référence [64] fait intervenir deux réseaux coniques sur pointe de projectile, dont l'un est représenté sur la Figure 1-27 (b), destinés à des applications GPS, et présentant un rayonnement omnidirectionnel. L'autre modèle étudié est proche de ceux rencontrés au début de cette section (antenne spirale).

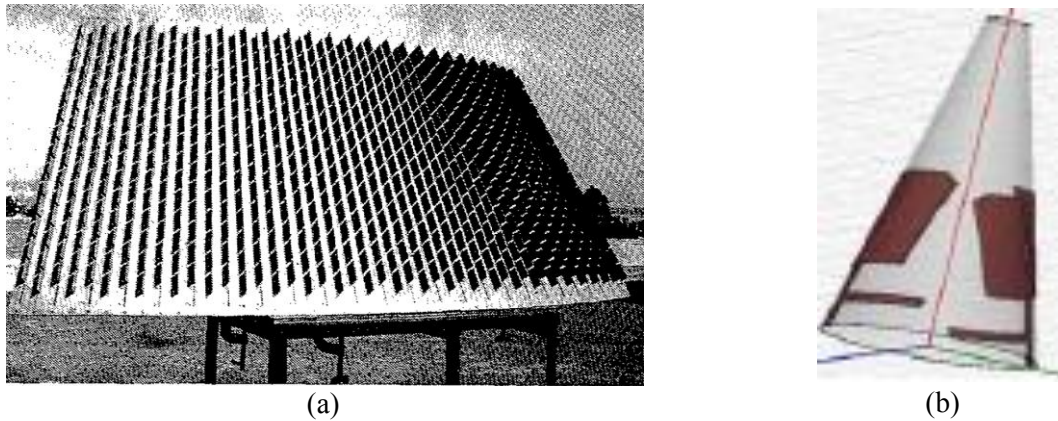


Figure 1-27 : Réseaux d'antennes coniques (a) sectoriel [50] et (b) sur une pointe de projectile [64].

### 1.1.5 Conclusions

Beaucoup d'applications sont répertoriées dans la littérature. Que ce soit pour des applications radars ou de télécommunications, les réseaux conformés sont très utilisés et offrent des performances intéressantes de par leur forme de base. En effet, ces réseaux permettent de rayonner dans toutes les directions, ou de sélectionner une direction à privilégier pour augmenter la fiabilité de la communication et réduire l'impact des interférences venant des autres directions. Nous avons également vu des développements sur des pointes de projectiles, ce qui constitue le cœur des travaux de cette thèse. Enfin, les réseaux sphériques, qui sont aussi des cas de réseaux conformés, n'ont pas été traités mais il existe également quelques applications dans la littérature. On en fait mention dans [65] en plus des réseaux cylindriques, et ils sont utilisés en commutation de sous-réseaux dans [66] et [67].

En plus des systèmes antennaires cités dans ces trois dernières sections, il est également intéressant de voir quelques techniques supplémentaires utilisées dans les réseaux d'alimentations comme les différentes matrices de répartition. La section suivante traite de quelques applications multifaisceaux utilisant ces systèmes d'alimentations.

## 1.2 Différentes méthodes de formation de faisceaux

Il existe plusieurs méthodes de formation de faisceaux. Chaque méthode est spécifique au contexte dans lequel le réseau d'antennes est utilisé. Il y a des systèmes reconfigurables qui s'adaptent à certaines situations comme on l'a vu dans les sections précédentes et qui peuvent être regroupés dans la catégorie de formation de faisceaux dynamique et adaptative [68]. Une autre catégorie regroupe des applications de formation de faisceau fixe dont un exemple est traité dans la section 1.2.2. Sont répertoriées dans cette section des méthodes de formation de faisceaux générales, pas forcément spécifiques à des réseaux conformés.

### 1.2.1 Applications multifaisceaux

Les applications utilisant des systèmes multifaisceaux sont nombreuses. Il y a tout d'abord l'utilisation dans le domaine des communications cellulaires. Les zones à couvrir sont généralement découpées en plusieurs cellules [69]. Les systèmes antennaires doivent donc être capables de produire plusieurs faisceaux, en utilisant par exemple 3 réseaux disposés tous les  $120^\circ$  comme dans [70]. Un autre exemple de système multifaisceaux est décrit dans [71].

Dans le domaine des télécommunications par satellite, l'utilisation de tels systèmes est primordiale. Un unique rayonnement qui éclairerait la globalité de la surface terrestre en vue impliquerait un gain d'antenne faible, un débit bas et une interconnexion mondiale. Le découpage en plusieurs zones mettrait en jeu un gain moyen et un débit moyen. Enfin, le découpage en cellules permet d'obtenir un gain et des débits élevés ainsi qu'une grande capacité.

Les systèmes d'alimentations qui reviennent le plus souvent pour des applications multifaisceaux sont les matrices multifaisceaux largement présentées et étudiées dans [72]. D'une manière générale, ces matrices sont des systèmes d'alimentations séries, qui une fois mis en cascades, peuvent alimenter un grand réseau d'antennes comme pour des applications de communications avec des satellites [73] [74]. Il y a la matrice de Blass qui est décrite sur la Figure 1-28 (a). C'est un système à  $N$  entrées et  $M$  sorties donc le nombre de faisceaux correspond au nombre d'entrées. Ce circuit d'alimentation passif nécessite l'utilisation de  $N \times M$  coupleurs directionnels [75] [76] [77] et est peu efficace avec un faible nombre d'éléments rayonnants. Ce type de circuit a déjà été utilisé en 1970 pour des applications radars comme dans [78]. Vient ensuite la matrice de Nolen [79] [80] visible sur la Figure 1-28 (b) qui est une variante de la matrice de Blass. Au lieu que les voies RF se terminent par des charges, les matrices de Nolen sont constituées de coupleurs hybrides faisant intervenir des déphaseurs comme le montre la Figure 1-28 (d). Ce type de circuit passif nécessite l'utilisation de  $\frac{M(2N-M+1)}{2}$  coupleurs et déphaseurs. Un exemple d'utilisation d'une telle matrice en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) est exposé dans [81] pour une application satellite. Enfin, un dernier type de matrice sont les matrices de Butler (Figure 1-28 (c)). Ces matrices sont composées d'autant d'entrées que de sorties. Ce circuit d'alimentation passif nécessite l'utilisation de  $n2^{n-1}$  coupleurs et  $(n-1)2^{n-1}$  déphaseurs (pour une matrice à  $2^n$  entrées) et impose une excitation en amplitude uniforme (dans sa topologie standard). Ce système est par exemple utilisé dans [82] pour des amplificateurs multiports et dans [83] et [84] en technologie MMCM (Microwave MultiChip Module) avec un réseau d'antennes planaire.

Ces trois matrices d'alimentations ont un dimensionnement complexe, et sont en général utilisées lorsqu'un grand nombre d'éléments rayonnants est utilisé dans des systèmes encombrants. Elles peuvent être utilisées en configuration fixe, ou en configuration dynamique et adaptative en permutant entre les différentes entrées de la matrice utilisée, et en prenant en compte des données externes aux systèmes.



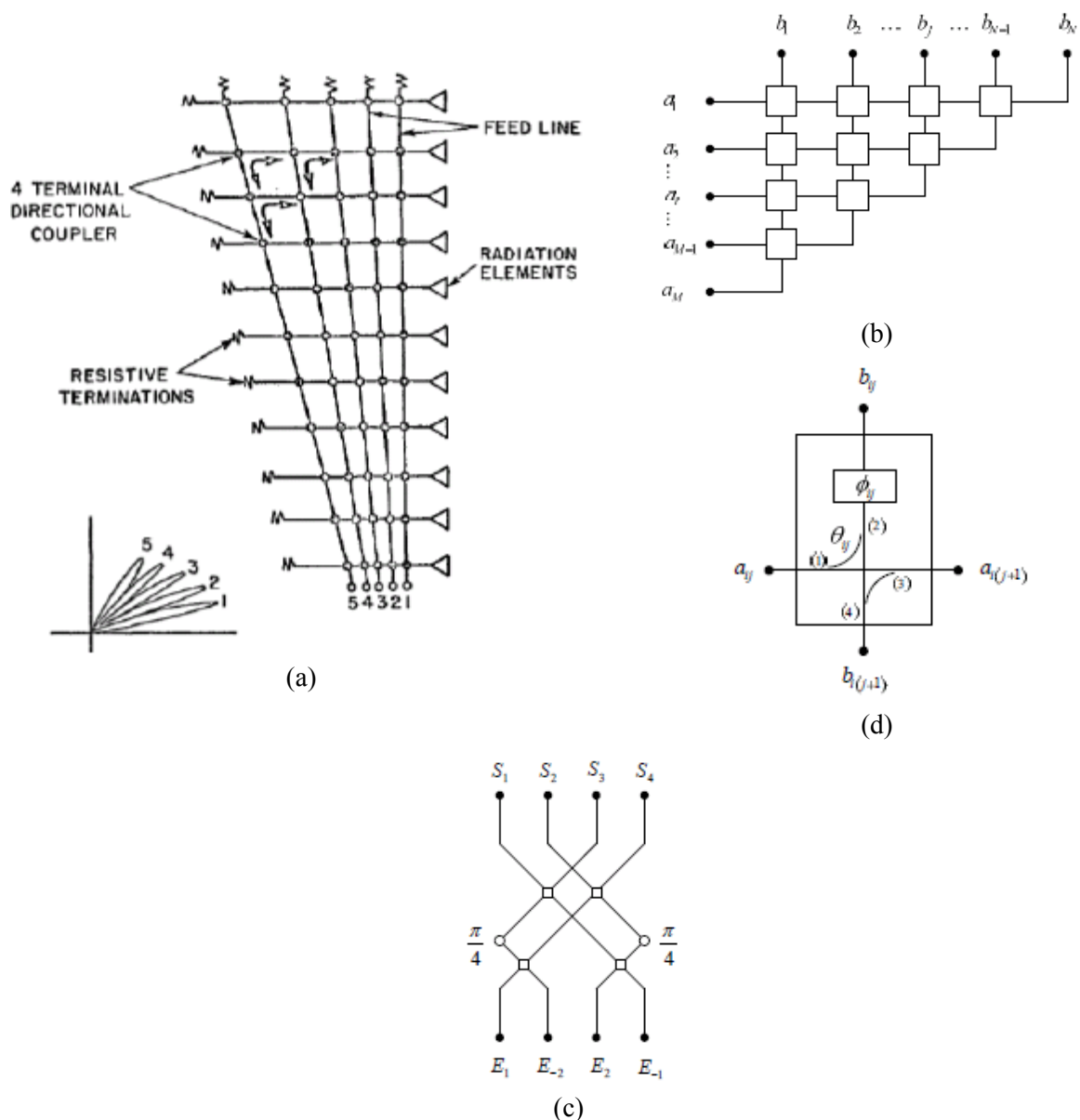


Figure 1-28 : Schéma (exemples) des matrices de (a) Blass (b) Nolen et (c) Butler. (d) Coupleur hybride utilisé dans les matrices de Nolen.

### 1.2.2 Exemple de formation de faisceaux fixe

Au lieu d'agir sur la pondération des éléments d'un réseau pour faire de la formation de faisceaux ou de la formation de nuls, certaines techniques agissent directement sur la position des éléments du réseau d'antennes. C'est le cas par exemple dans [85] pour des réseaux linéaires et [86] pour des réseaux circulaires où la position des éléments est optimisée pour créer des nuls dans des directions voulues. Le cas linéaire est exposé sur la Figure 1-29. La perturbation de la position des éléments est visible en comparant la Figure 1-29 (a) avec la Figure 1-29 (b). Les diagrammes de rayonnement correspondant sont représentés sur la Figure 1-29 (c). Un diagramme d'un réseau non perturbé est comparé au diagramme d'un réseau dont la position des éléments n'est pas uniforme. On voit que deux nuls sont créés dans deux directions différentes.

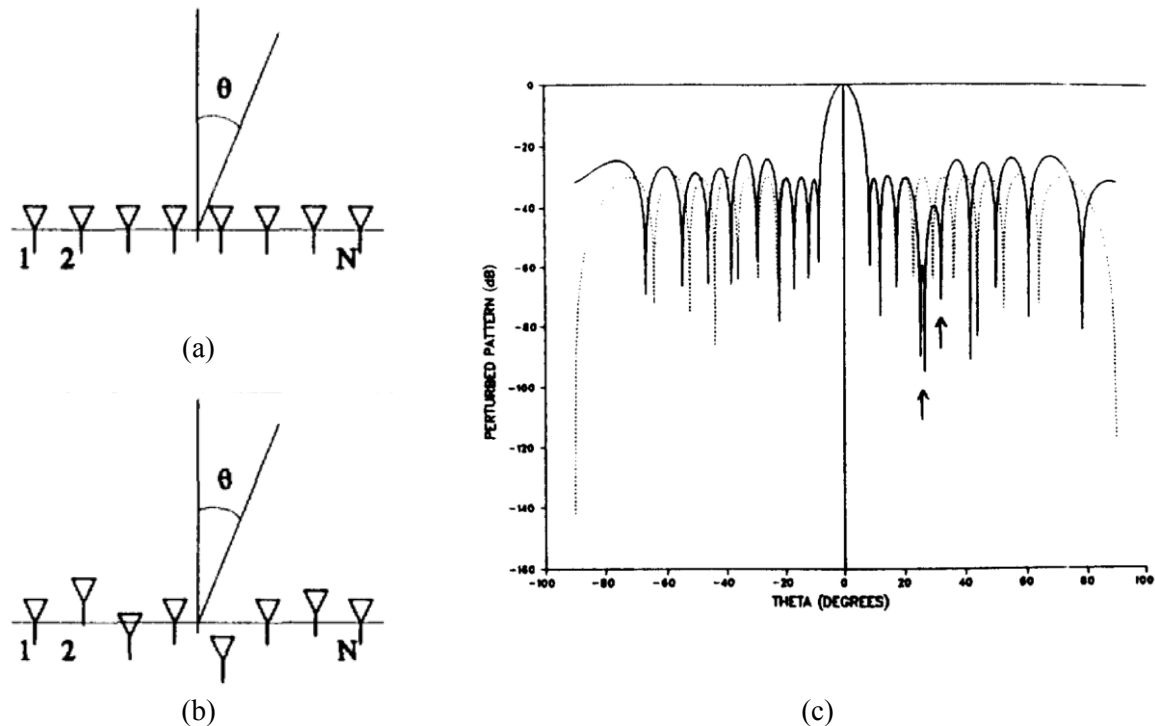


Figure 1-29 : Réseau linéaire de sources (a) sans et (b) avec perturbation de la position des éléments. (c) Diagrammes de rayonnement d'un réseau linéaire sans et avec perturbation de la position des éléments (avec un nul dans les directions  $\theta = 27$  et  $\theta = 32$  [85]).

Ces travaux sont repris dans [87] avec une loi d'excitation différente. Enfin, cette méthode est reprise dans [88] où la position des éléments est optimisée pour réduire le niveau des lobes secondaires tout en maintenant une amplitude des éléments fixe. Le principe repose sur le facteur de réseau circulaire de l'équation (1.17). Cette équation est reprise en introduisant une perturbation  $r_n$  sur chaque élément  $n$  qui représente un déplacement de cet élément par rapport au centre du réseau. On obtient l'équation suivante :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_n A_n e^{jk(a+r_n) \sin \theta \cos(\varphi-\varphi_n)} \quad (1.22)$$

Le cas ci-dessous traite d'un réseau circulaire de 36 sources réparties de manière égale sur un cercle de rayon  $1.4324\lambda$  [86]. La position des éléments est optimisée de manière à obtenir le diagramme de rayonnement de la Figure 1-30 (a) qui présente des nuls dans les directions  $\varphi = 71, 73$  et  $76$  pour créer un large secteur atténué. La Figure 1-30 (b) représente un réseau circulaire avec et sans perturbation radiale des éléments.

Le fait de modifier la position des éléments est intéressant pour faire de la formation de faisceaux pour des scénarios statiques car aucune pondération en amplitude et en phase n'est nécessaire. Mais cette méthode se limite à des cas statiques, sans s'adapter à de multiples scénarios comme cela doit être le cas dans cette étude. Dans la suite de ce chapitre, un état de l'art est fait sur un système de communication embarqué dans un projectile en rotation. L'importance de la reconfiguration en fonction de la position du projectile est mise en avant pour obtenir des communications discrètes.

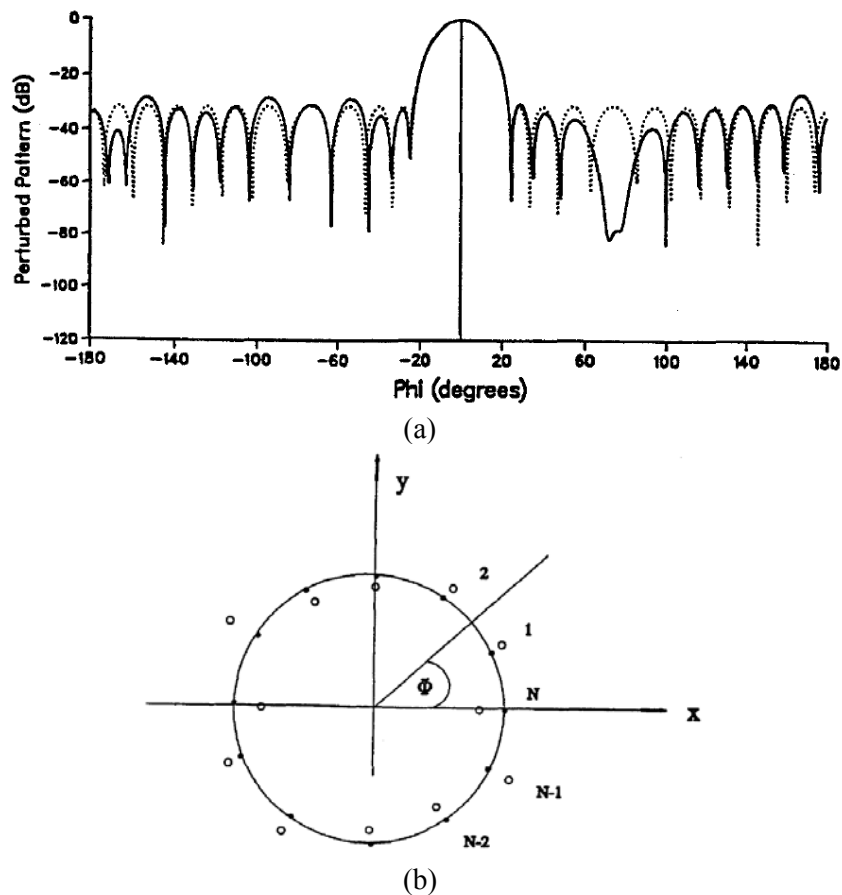


Figure 1-30 : (a) Diagrammes initial et perturbé avec des nuls dans les directions  $\varphi = 71, 73$  et  $76$  . (b) Géométrie d'un réseau circulaire avant et après perturbation radiale des éléments [86].

## 1.3 Etat de l'art sur la reconfiguration d'un réseau d'antennes intégré à une pointe de projectile

### 1.3.1 Introduction de l'étude

Par le passé, l'ISL a développé une pointe de télémétrie équipée d'un réseau d'antennes pour un rayonnement latéral par rapport à la trajectoire balistique. Une reconfiguration du réseau est basée sur une variation des lois d'alimentation des éléments rayonnants en fonction de la position en roulis du projectile. De cette manière, le diagramme de rayonnement du réseau présente un niveau important dans une direction fixe, et un rayonnement plus faible dans une direction opposée. Les résultats de simulation obtenus ont été validés par des mesures en laboratoire, puis des tirs réels ont été menés afin d'observer le comportement du système en milieu opérationnel.

### 1.3.2 Conception et structure du réseau

Le réseau d'antennes est composé de 3 éléments rayonnants [89] intégrés dans une pointe de télémétrie destinée à un projectile de 155mm. La fréquence de fonctionnement de ces antennes se situe dans la bande S de télémétrie et plus précisément autour de 2300MHz.



Le réseau se présente sous la forme d'un agencement circulaire de 3 antennes patches de forme trapézoïdale que l'on peut voir sur la Figure 1-31 (a). Elles sont gravées sur un substrat de type RO4350 ( $\epsilon_r = 3.66, \tan \delta = 0.004$ ). Ces éléments sont répartis régulièrement autour de l'axe de la pointe, formant ainsi des secteurs de  $120^\circ$ . Une fois intégré dans une pointe de projectile, ce réseau est entouré d'un radôme qui permet de protéger le réseau d'antennes aux contraintes strictes introduites par un tir de munition de gros calibre (Figure 1-31 (b)). Le matériau utilisé en temps que bouclier thermique et mécanique est du Polysulfon (PSU,  $\epsilon_r = 3.5, \tan \delta = 0.01$ ). Cette forme pyramidale permet d'avoir une même épaisseur de radôme le long de chaque élément rayonnant. L'élément rayonnant positionné en  $\varphi = 60^\circ$  correspond à l'élément 3, celui en  $\varphi = 180^\circ$  correspond à l'élément 1 et celui en  $\varphi = -60^\circ$  (ou  $300^\circ$ ) correspond à l'élément 2 (en se référant au schéma de la Figure 1-31 (c)).

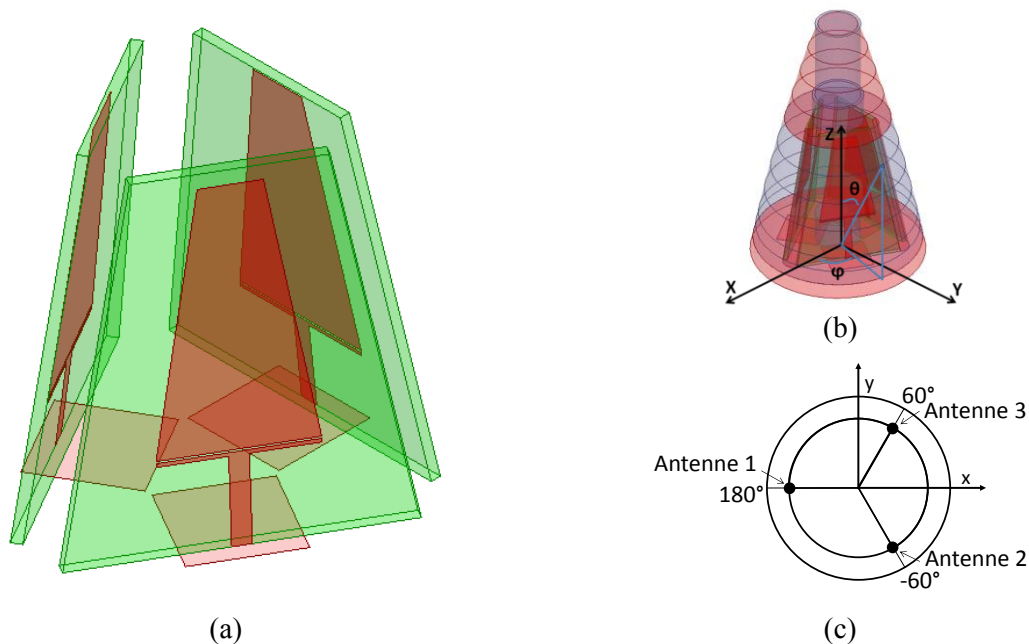


Figure 1-31 : Réseau circulaire de 3 éléments rayonnants (a) seul puis (b) intégré dans une pointe de projectile. (c) Placement et numérotation des 3 éléments.

### 1.3.3 *Mouvement du projectile*

Le mouvement du projectile se fait selon plusieurs directions. Il y a tout d'abord la trajectoire que l'on va considérer linéaire dans cette étude. Puis le mouvement le plus important à prendre en compte est le roulis du projectile. De manière à être stabilisé en vol, le projectile subit une rotation sur lui-même lors de son tir. La vitesse de rotation dépend en général du calibre utilisé, mais aussi de la quantité de poudre utilisée. C'est donc ici que réside la difficulté de l'étude. Les diagrammes de rayonnement doivent être reconfigurables pour obtenir un rayonnement important dans une direction et un rayonnement atténué dans la direction opposée tout en considérant une rotation de la structure.

Prenons l'exemple d'un projectile de 90mm. Les conditions de tir (Figure 1-32 (a)) au terrain d'expérience de l'ISL (Figure 1-32 (b)) sont fixées comme suit : une vitesse de  $700\text{m.s}^{-1}$  avec une vitesse de roulis de  $\omega = 5000\text{Hz}$ . La distance entre la ligne de tir et le récepteur est de  $d=5\text{m}$  et enfin, la distance entre le canon et le récepteur est de  $L=200\text{m}$  avec le point d'impact situé à  $400\text{m}$  du canon. L'angle entre le projectile et le récepteur est noté  $\alpha$ . Ces dimensions sont reportées sur la Figure 1-32 (a).

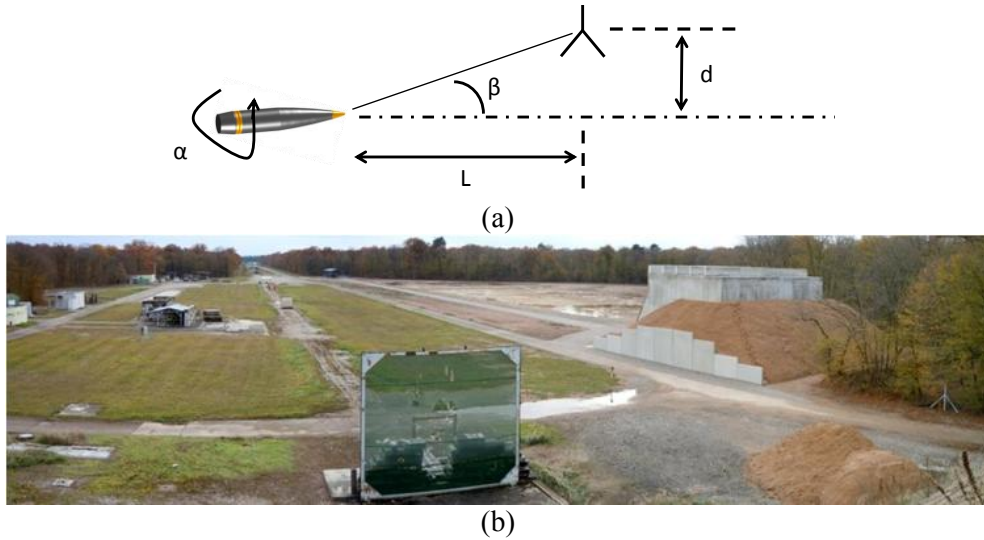
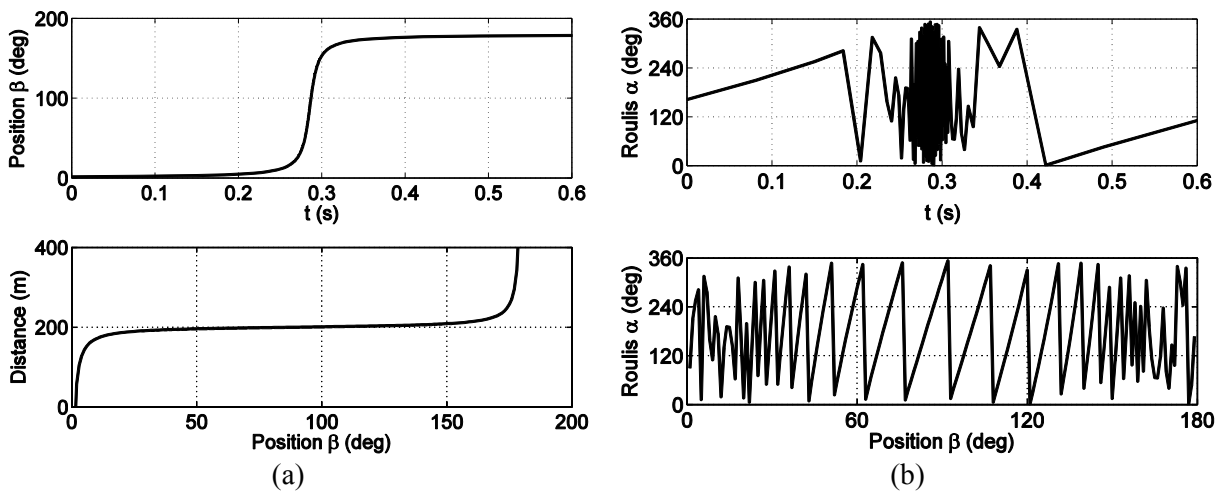


Figure 1-32 : (a) Condition de tir d'un projectile de 90mm (b) au terrain d'expérience de l'ISL.

A partir de ces données, la position en roulis  $\alpha$  du projectile peut être déterminée pour chaque position  $\beta$ , le long de l'axe du projectile. Nous avons dans un premier temps représenté la distance parcourue par le projectile en fonction de sa position ainsi que la position en fonction du temps sur la Figure 1-33 (a). On voit qu'autour de l'instant où le projectile se situe en face de l'antenne (environ 0.29s), il y a une forte variation de l'angle  $\beta$  ce qui se traduit sur la seconde figure en une faible variation de distance parcourue entre les positions  $\beta = 50$  et  $\beta = 150$ . Sur la Figure 1-33 (b) est représentée la position en roulis  $\alpha$  du projectile en fonction de l'angle  $\beta$  avec une résolution de  $1^\circ$  et en fonction du temps. Comme dans le cas précédent, on voit qu'autour du temps  $t=0.29s$ , on observe une forte variation du roulis due à la résolution de  $1^\circ$  qui est trop importante pour avoir une représentation précise. La Figure 1-33 (c) représente la variation de roulis entre les positions  $\beta = 80$  et  $\beta = 100$ . Enfin, afin de se rendre compte de la rapidité de la rotation du projectile, sa position en roulis est représentée sur une fine fenêtre temporelle sur la Figure 1-33 (d). On peut voir sur cette représentation que le projectile effectue 5 tours en 10ms. Grâce à ces données, nous pouvons connaître les moments de commutation, ainsi que la position en roulis du projectile par rapport à sa position au regard de l'antenne. Cette donnée sera utile dans le chapitre 2 lors de l'étude du rayonnement en fonction de l'évolution spatiale du projectile.



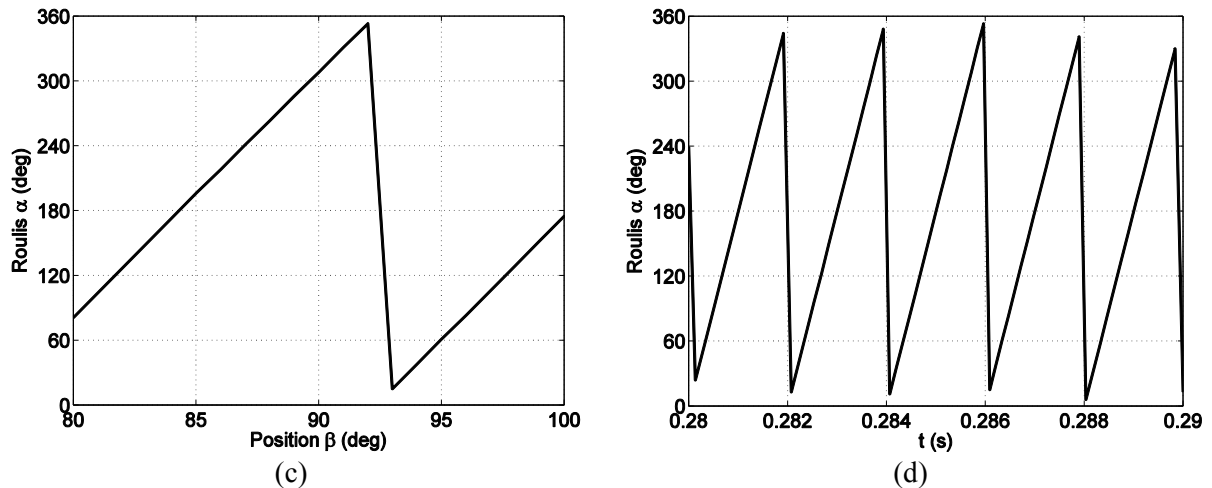


Figure 1-33 (a) Position du projectile en fonction du temps et distance parcourue en fonction de sa position. (b) Position en roulis du projectile en fonction du temps et de sa position. Zoom sur la position en roulis du projectile en fonction (c) de sa position et (d) du temps.

### 1.3.3.1 Commutation entre les antennes

Une première solution pour s'affranchir du roulis du projectile est la commutation entre les 3 éléments rayonnants du réseau représenté sur la Figure 1-34 (a). Nous allons donc dans un premier temps agir sur la pondération en amplitude de chaque élément, avec une pondération nulle ou unitaire. Les séquences de commutation dépendent du nombre d'éléments à activer. Trois cas vont être pris en compte : le premier consiste à n'activer qu'un seul élément à la fois, ce qui impose une reconfiguration tous les  $120^\circ$  du roulis du projectile. En se référant à la Figure 1-34 (b), l'état vert correspond au cas où l'antenne 1 est active sur tout le secteur vert. De même pour l'état bleu qui correspond à l'antenne 3 et l'état rouge qui correspond à l'antenne 2. Avec cette même séquence de commutation, 2 éléments vont être activés à la fois. Cette fois, l'état vert correspond à l'activation des antennes 1 et 3 (éclairant le secteur vert), l'état rouge correspond à l'activation des antennes 1 et 2 (éclairant le secteur rouge) puis l'état bleu correspond à l'activation des antennes 3 et 2 (éclairant la zone bleue), comme le montre la Figure 1-34 (c). Puis enfin, avec une reconfiguration tous les  $60^\circ$ , une activation alternée entre 1 et 2 éléments sera mise en place (Figure 1-34 (d)). Le secteur vert correspond à l'activation de l'antenne 1, suivi d'un secteur bleu/vert correspond à l'activation des antennes 1 et 3 et précédé d'un secteur vert/rouge correspondant à l'activation des antennes 1 et 2 (et de même pour les autres configurations). Les simulations des diagrammes de rayonnement sont faites sur HFSS. Nous considérons pour le reste de l'étude le repère de la Figure 1-31 (b). De plus, de manière à relever les performances en terme d'atténuation sur une période de roulis, nous considérons deux directions de réception décrites sur la Figure 1-34 (a). Le réseau est placé entre deux récepteurs, respectivement l'interlocuteur et le brouilleur, placés dans deux directions opposées dans le plan  $\theta=90^\circ$ .

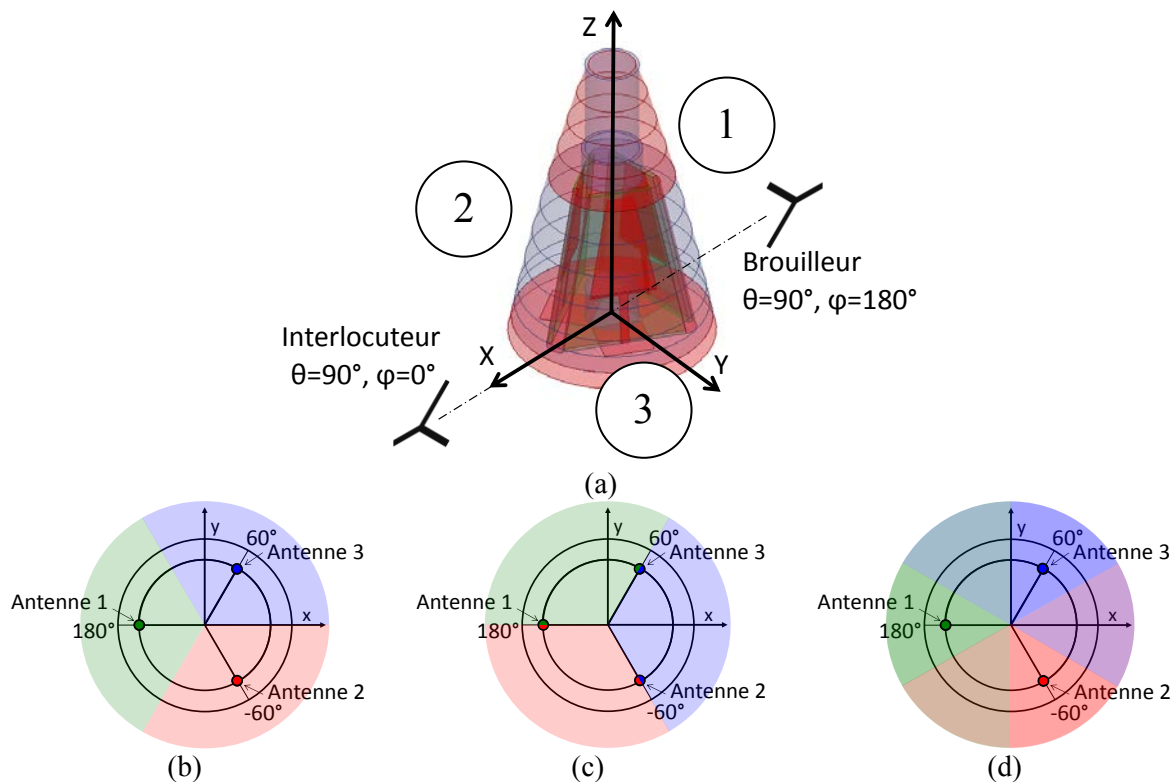


Figure 1-34 : (a) Scénario de communication faisant intervenir un interlocuteur et un brouilleur (direction sensible). Configurations avec (b) 1 antenne active, (c) 2 antennes actives et (d) alternance entre 1 et 2 antennes.

### 1.3.3.1.1 Reconfiguration élément par élément

Cette première méthode consiste à ne prendre en compte qu'un seul élément à la fois. C'est-à-dire que sur un certain secteur, un seul élément rayonnant sera actif. Ce secteur est imposé par la structure, et vaut  $120^\circ$  dans le cas d'une commutation entre trois antennes. Nous considérons le diagramme de rayonnement de chaque élément dans le plan  $\theta = 90^\circ$  que l'on peut voir sur la Figure 1-35 (a) pour l'antenne 1. Le maximum se situe bien dans la direction de l'élément. Chaque diagramme présente une ouverture à mi-puissance d'environ  $130^\circ$  ce qui assure un niveau de rayonnement convenable sur un secteur de  $120^\circ$ . Le FTBR (Front To Back Ratio) défini comme le rapport entre les niveaux dans les directions  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 180^\circ$  (diagramme de la Figure 1-35 (a)) est d'environ 9dB. En respectant la séquence détaillée dans le Tableau 1-2, on peut reconstituer le rayonnement dans les directions de l'interlocuteur (station sol) et du brouilleur (dir. opposée) sur une période de roulis de la pointe (Figure 1-35 (b)). On définit à partir de là l'atténuation entre les deux directions qui correspond à la différence de niveau de rayonnement entre le maximum dans la direction de l'interlocuteur et le maximum dans la direction du brouilleur. On atteint ainsi une atténuation de 6.4dB entre les deux directions opposées en utilisant un réseau commuté (réduction du niveau maximal dans la direction de l'interlocuteur d'environ 25%). Ce n'est pas une différence très importante, mais on peut déjà noter une amélioration par rapport à une configuration omnidirectionnelle qui est également reportée sur la Figure 1-35 (b). Cette configuration est obtenue en activant toutes les antennes. Dans ce cas, les mêmes niveaux seront perçus par les deux récepteurs pour un diagramme parfaitement omnidirectionnel. Dans le cas ici présent, même si le rayonnement n'est pas parfaitement omnidirectionnel, la différence entre le niveau maximal dans la direction de l'interlocuteur et le niveau maximal dans la direction du brouilleur est nulle. C'est donc un cas à éviter dans lequel aucune discrétion n'est mise en place.

Tableau 1-2 : Séquence d'activation pour une commutation élément par élément.

Positions en roulis	Éléments actifs
[0° ; 120°]	Élément 3
[120° ; 240°]	Élément 1
[240° ; 360°]	Élément 2

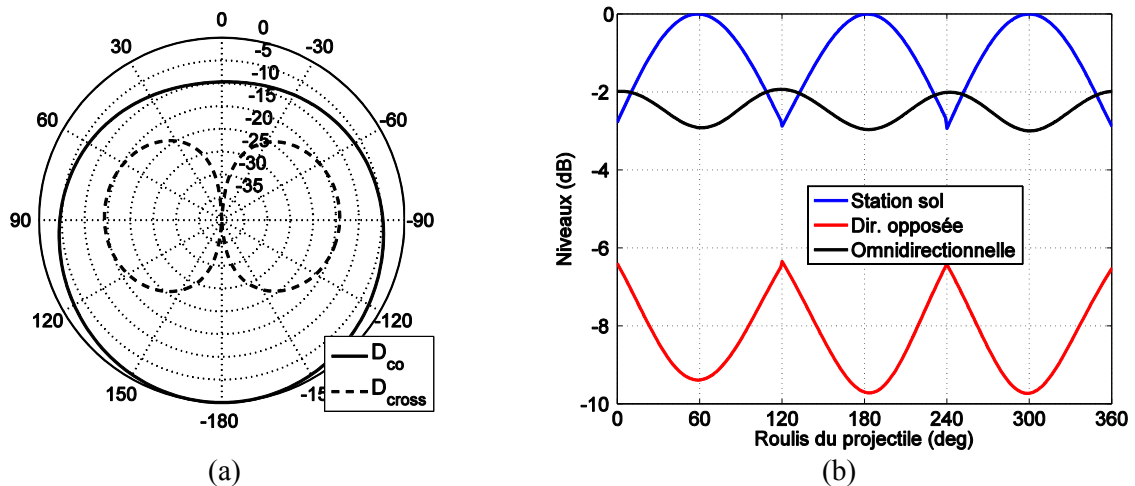


Figure 1-35 : (a) Diagrammes de rayonnement de l'élément 1 dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . (b) Niveau de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur dans le plan  $\theta = 90^\circ$ .

### 1.3.3.1.2 Reconfiguration par paire d'éléments

Au lieu d'activer un seul élément à la fois, il est possible de les activer par paire en suivant la séquence décrite dans le Tableau 1-3. Chaque diagramme de rayonnement ainsi formé est représenté sur la Figure 1-36 (a). A cause de leur position et de l'angle formé entre chaque antenne, le diagramme de rayonnement formé par deux éléments dans le plan  $\theta = 90^\circ$  présente une ouverture à -3dB plus large ( $140^\circ$ ) que pour un seul élément actif. En représentant les niveaux de rayonnement entre les deux directions opposées (Figure 1-36 (b)), ceci a pour effet de réduire le gain maximal et d'augmenter le gain minimal dans la direction de l'interlocuteur sur une période de roulis du projectile. Mais avec un rayonnement arrière plus important (FTBR=3.5dB), l'atténuation sur une période de roulis n'est que de 3.5dB ce qui représente une forte dégradation par rapport au cas de la commutation entre chaque élément rayonnant.

Tableau 1-3 : Séquence d'activation pour une commutation par paire d'éléments.

Positions en roulis	Éléments actifs
[0° ; 60°]	Éléments 2 et 3
[60° ; 180°]	Éléments 1 et 3
[180° ; 300°]	Éléments 1 et 2
[300° ; 360°]	Éléments 2 et 3

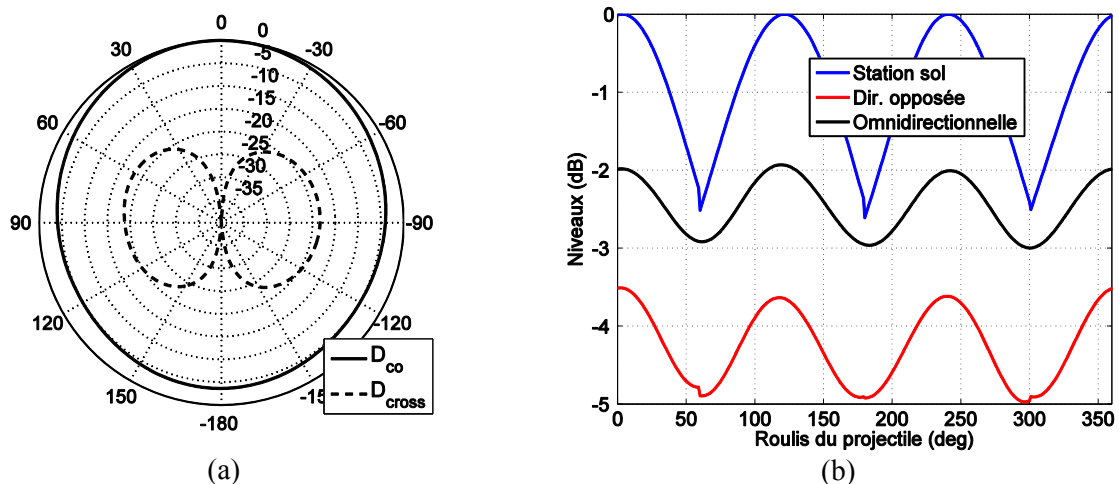


Figure 1-36 : (a) Diagrammes de rayonnement formés par les éléments 2 et 3 dans le plan  $\theta = 90$  . (b) Niveau de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur dans le plan  $\theta = 90$  avec commutations des paires d'éléments.

### 1.3.3.1.3 Commutation entre un et deux éléments

Enfin, une dernière approche de la commutation consiste à combiner les deux précédentes pour commuter entre une et deux antennes. La séquence suivie est celle du Tableau 1-4. Cette méthode n'améliore pas le rayonnement dans la direction sensible puisque l'atténuation est basée sur la valeur maximale de celle-ci sur une période de roulis. La valeur reportée sera donc la plus élevée rencontrée dans les deux sections précédentes. En revanche, avec une réduction des secteurs de  $120^\circ$  à  $60^\circ$ , le gain dans la direction de l'interlocuteur est amélioré. En effet, avec un nombre de commutations plus important, le gain minimal dans la direction de l'interlocuteur est plus important et on observe ainsi une plus faible variation dans cette direction. On peut noter une différence d'un peu plus de 1dB entre les gains maximal et minimal dans la direction de l'interlocuteur comme on peut le voir sur la Figure 1-37, contre 2.5dB pour les méthodes précédentes.

Tableau 1-4 : Séquence de commutation en activant successivement 1 et 2 éléments.

Positions en roulis	Éléments actifs
$[0^\circ ; 30^\circ[$	Éléments 2 et 3
$[30^\circ ; 90^\circ[$	Élément 3
$[90^\circ ; 150^\circ[$	Éléments 1 et 3
$[150^\circ ; 210^\circ[$	Élément 1
$[210^\circ ; 270^\circ[$	Éléments 1 et 2
$[270^\circ ; 330^\circ[$	Élément 2
$[330^\circ ; 360^\circ[$	Éléments 2 et 3

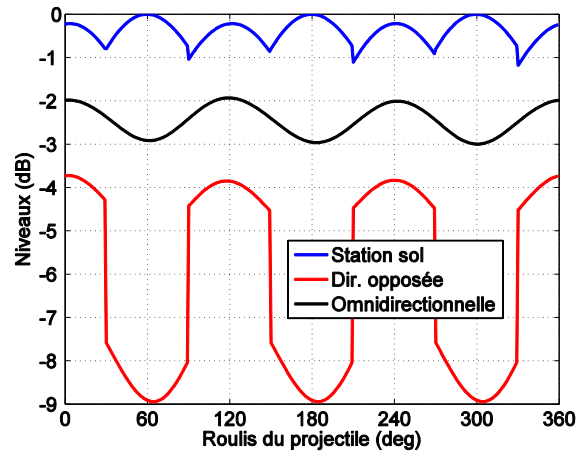


Figure 1-37 : Niveau de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur en activant 1 et 2 éléments consécutivement.

### 1.3.3.2 Déphasage entre les antennes

Au lieu de commuter entre les antennes et d'agir uniquement sur le module de l'amplitude des éléments (0 ou 1 dans les cas précédents), la commutation peut se faire sur les phases en considérant que tous les éléments soient actifs. Les séquences de commutation sont faites à partir du schéma de la Figure 1-39 où sont représentés les trois éléments du réseaux, ainsi que les secteurs de  $120^\circ$  en face des deux récepteurs. Afin d'évaluer rapidement l'impact d'un retard de phase d'un élément, un outil a été développé pour simuler les diagrammes de rayonnement correspondant à différentes phases sans devoir simuler toutes les configurations avec un simulateur numérique. Ce calcul rapide ne tient néanmoins pas compte du couplage entre les antennes. C'est pourquoi il est utilisé pour réaliser une première optimisation des configurations puis complété dans un second temps par des simulations HFSS. Cet outil est basé sur la pondération du facteur de réseau circulaire définie par l'équation suivante :

$$D_{reseau}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N D_n(\theta, \varphi) \cdot I_n \cdot e^{j[kasin(\theta) \cdot \cos((\phi - \phi_n) + \alpha_n)]} \quad (1.23)$$

avec :

$\alpha_n$  la phase de l'élément n

$\phi_n = 2\pi \frac{n}{N}$  défini sur la Figure 1-38

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

$\lambda_g$  la longueur d'onde guidée dans le matériau environnant le réseau (le radôme)

$a$  le rayon du réseau circulaire

$D_n(\theta, \varphi) = D_{elementaire}(\theta, \phi - n \phi)$  le diagramme du n-ième élément

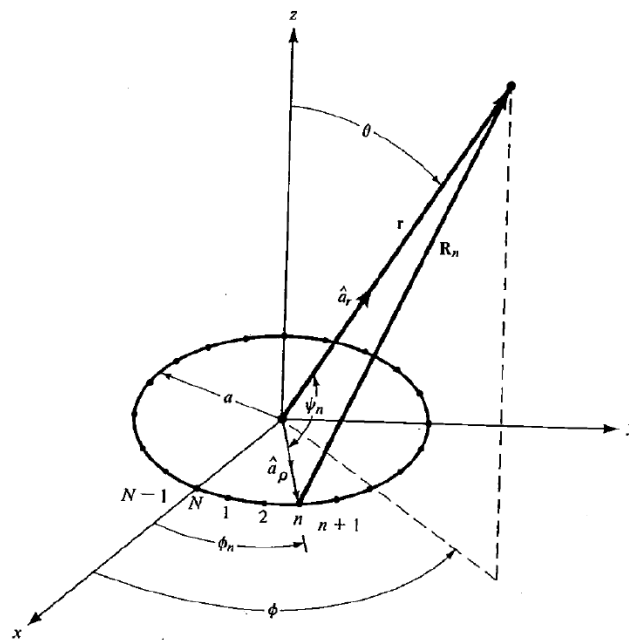


Figure 1-38 : Géométrie d'un réseau circulaire à N éléments d'après [90].

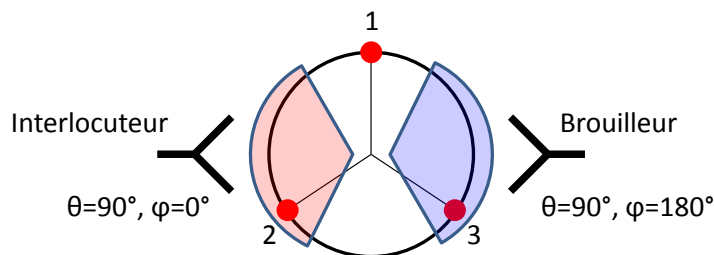


Figure 1-39 : Schéma du réseau de 3 éléments vu de dessus et placé entre deux récepteurs.

### 1.3.3.2.1 Etude d'un réseau phasé à deux éléments

Le premier objectif de l'étude du réseau phasé était d'estimer les performances que l'on peut attendre d'un réseau phasé de deux éléments. Cette configuration correspond à une combinaison entre la solution réseau phasé et la solution réseau commuté. Pour cela, les diagrammes dans le plan  $\theta = 90^\circ$  sont calculés à partir du facteur de réseau pour une différence de phase entre deux éléments variant de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  ( $\alpha_1$  varie et  $\alpha_2 = 0$ ). L'analyse se fait ensuite sur le FTBR défini comme étant la différence de niveau dans la direction principale et dans la direction opposée, ainsi que sur le niveau rayonné maximal dans la direction opposée au lobe principal sur un secteur de  $120^\circ$ . La Figure 1-40 (a) représente le FTBR en fonction d'un retard de phase introduit sur un des deux éléments. On peut voir qu'il est maximal pour une différence de phase autour de  $90^\circ$  (environ 13dB). L'atténuation maximale assurée sur un secteur de  $120^\circ$  est de 7dB obtenue pour une différence de phase de  $104^\circ$ , comme le montre la Figure 1-40 (b).



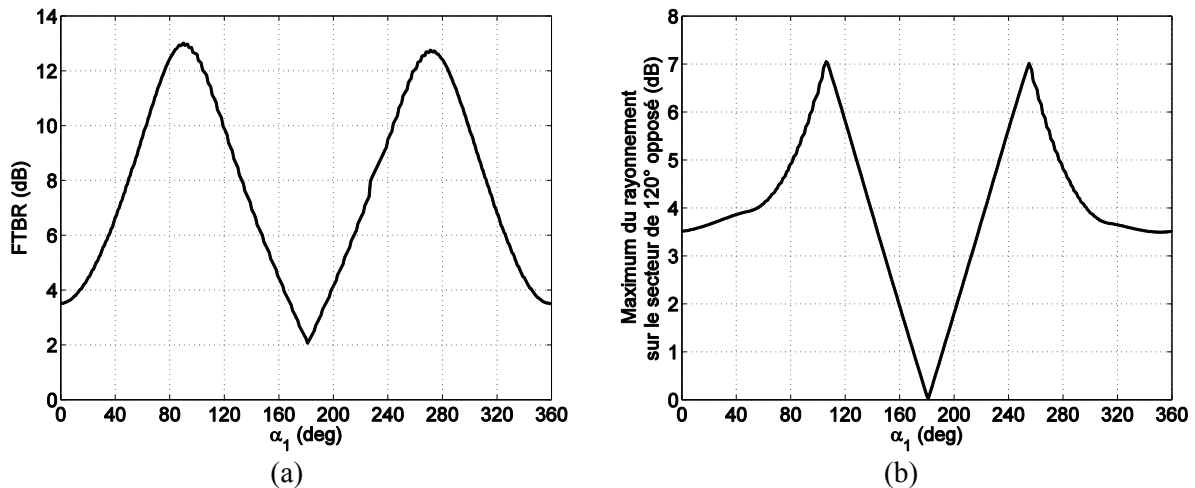


Figure 1-40 : (a) Rapport FTBR et (b) maximum d'atténuation dans la direction opposée sur un secteur de 120 en fonction de la différence de phases entre les deux antennes.

Ces résultats sont ensuite comparés aux diagrammes simulés sur HFSS avec les différences de phase correspondantes ( $90^\circ$  et  $104^\circ$ ). Les diagrammes de rayonnement de ces deux configurations sont représentés sur la Figure 1-41. Le FTBR maximal de 13dB est obtenu pour un déphasage de  $90^\circ$  (Figure 1-41 (a)) avec la pondération du facteur de réseau contre 12.9dB avec la simulation HFSS. Le minimum de rayonnement sur un secteur de  $120^\circ$  opposé à la direction du lobe principal est obtenu pour un déphasage de  $104^\circ$  (Figure 1-41 (b)) et vaut 7dB sur la Figure 1-40 (a). L'atténuation maximale relevée en simulation est au mieux supérieure à 6.8dB par rapport au lobe principal. Cette valeur est légèrement meilleure que celle obtenue avec le réseau commuté à deux éléments rayonnants (équi-phase), et également à celle obtenue par le rayonnement d'un élément seul (réseau commuté à un seul élément). Les caractéristiques des diagrammes sont résumées dans le Tableau 1-5. On y relève la direction  $\phi_{max}$  dans laquelle se trouve la valeur maximale du diagramme  $D_{max}$ , le FTBR, l'atténuation entre  $\phi_{max}$  et le secteur de  $120^\circ$  opposé,  $Min_{120}$ , et l'ouverture à mi-puissance (Half Power Beam Width, HPBW). Les caractéristiques simulées sur HFSS présentent les mêmes tendances que celles obtenues avec la pondération du facteur de réseau.

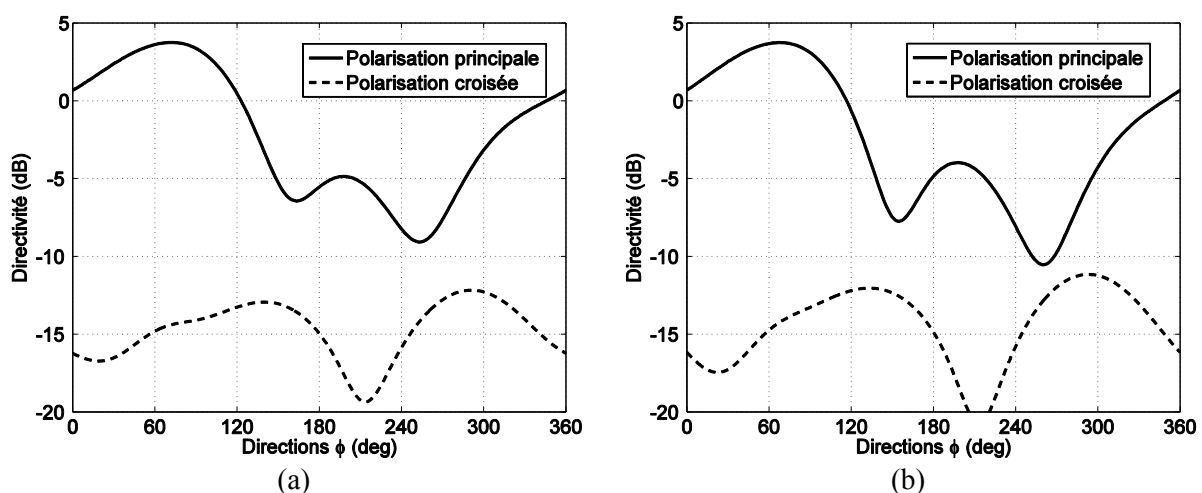


Figure 1-41 : Diagrammes de rayonnement du réseau lorsque deux éléments de la pyramide sont actifs avec un écart de phase (a) de  $90^\circ$  et (b) de  $104^\circ$ .

Tableau 1-5 : Caractéristiques simulées des diagrammes de quelques configurations de réseau phasé à deux éléments (éléments 1 et 3).

	$\phi_{max}$ (deg)	$D_{max}$ (dB)	FTBR (dB)	Min 120° (dB)	HPBW (deg)
$\alpha_1 = 90, \alpha_3 = 0$	72	3.8	12.9	5.8	115
$\alpha_1 = 104, \alpha_3 = 0$	68	3.7	13.1	6.8	111

### 1.3.3.2.2 Etude d'un réseau phasé à trois éléments

Cette fois les trois éléments sont actifs. Il n'y a donc plus de commutation entre les éléments, mais seulement entre les différences de phase. La Figure 1-42 (a) représente le FTBR en fonction des phases des éléments 1 et 2 pour un réseau de 3 éléments ayant la même amplitude. Grâce à cette figure on peut relever les valeurs de phase pour lesquelles le FTBR est maximal. Sa valeur maximale de 24dB est atteinte pour un déphasage de 80°. Sur la Figure 1-42 (b) est représentée la différence de niveau entre la direction du lobe principal et la direction opposée sur un secteur de 120°. On peut relever la configuration optimale qui permet d'obtenir une atténuation supérieure à 10dB avec un déphasage de 114° apporté à un élément. Le diagramme de rayonnement basé sur la somme des contributions de chaque élément rayonnant alimenté avec une certaine phase a mis en évidence plusieurs configurations pour lesquelles le FTBR est important (>20dB) et pour lesquelles le rayonnement dans la direction opposée au lobe principal est faible (atténuation supérieure à 10dB) sur un secteur angulaire de 120°. La détermination précise des phases optimales s'est faite dans un second temps avec l'outil de simulation HFSS et des moyens expérimentaux.

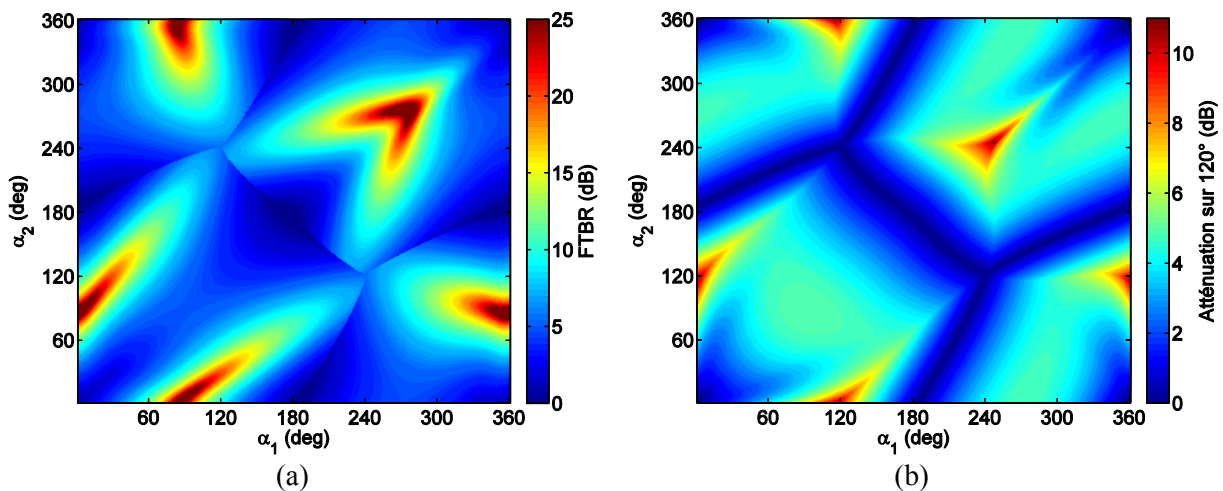


Figure 1-42 : (a) FTBR et (b) atténuation maximale entre la direction principale et la direction opposée sur un secteur de 120° en fonction des phases appliquées aux différentes antennes.

Des comparaisons avec des diagrammes simulés de la Figure 1-43 ont été faites afin de valider les résultats obtenus avec le facteur de réseau. Les caractéristiques principales des diagrammes ont été relevées en simulation et reportées dans le Tableau 1-6. Ces résultats sont en accords avec les résultats donnés par le facteur de réseau. Les lois de phase utilisées pour obtenir ces diagrammes génèrent des configurations qui semblent être intéressantes pour le réseau phasé. La configuration omnidirectionnelle y apparaît également de manière à observer les avantages d'un réseau reconfigurable. On peut dans un premier temps noter que la position du maximum de directivité est la même pour toute les configurations. La configuration faisant intervenir un déphasage de 90° (Figure 1-43 (b)) entre deux éléments permet d'obtenir un FTBR de 27.2dB. Cette configuration apporte une

augmentation de directivité de 1.8dB par rapport au réseau équi-phase, mais l'atténuation sur un secteur de 120° est inférieure à 6.5dB seulement par rapport au maximum de directivité de cette configuration. La configuration qui présente la meilleure atténuation entre les deux directions est celle faisant intervenir un déphasage de 114° (Figure 1-43 (c)) avec une valeur d'environ 10dB. Au final, c'est la configuration introduisant un déphasage de 110 (Figure 1-43 (d)) qui sera retenue. Cette configuration présente une atténuation de 10dB entre la direction principale et le secteur de 120° opposé. La directivité maximale est de 3.3dB, soit une augmentation de 1.9dB par rapport à la configuration omnidirectionnelle.

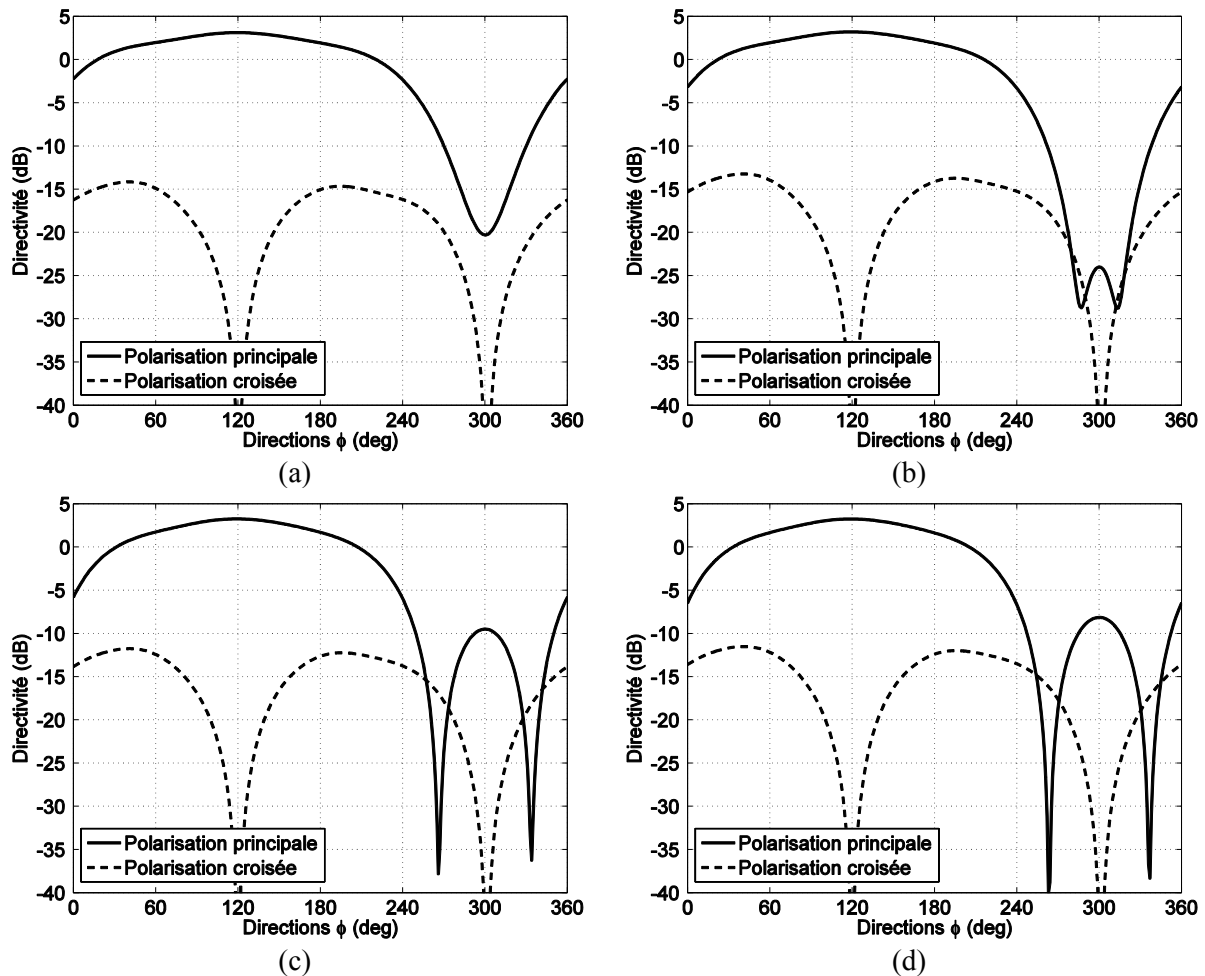


Figure 1-43 : Diagrammes de rayonnement du réseau lorsque les 3 éléments de la pyramide sont actifs, avec des retards de phase apportés à l'élément 2 de (a) 80 , (b) 90 , (c) 110 et (d) 114 .

Tableau 1-6 : Caractéristiques simulées des diagrammes de quelques configurations de réseau phasé à trois éléments.

	$\phi_{max} (deg)$	$D_{max} (dB)$	FTBR (dB)	Min 120° (dB)	HPBW (deg)
$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 0, \alpha_3 = 0$	120	1.4	1.1	0	<del>200</del>
$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 80, \alpha_3 = 0$	120	3.1	23.4	5.4	200
$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 90, \alpha_3 = 0$	120	3.2	27.2	6.5	188
$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 110, \alpha_3 = 0$	120	3.3	12.8	10	168
$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 114, \alpha_3 = 0$	120	3.3	11.4	10.4	164

Les résultats obtenus avec les réseaux phasés de trois éléments sont intéressants. Cette solution permet effectivement d'obtenir des diagrammes directifs. En outre, l'apport en directivité par rapport à un réseau équi-amplitude et équi-phase de trois éléments se situe entre 1.7dB et 1.9dB. La différence de niveau entre la direction principale et le maximum sur le secteur de 120° opposé peut atteindre 10dB ce qui correspond à une atténuation de 90% du niveau maximal.

### 1.3.3.2.3 Deux états de phase par antenne

Pour une mise en œuvre pratique, la solution retenue consiste à avoir deux états de phase par antenne, à savoir  $\alpha_n = 0$  ou  $110^\circ$ . Le Tableau 1-7 reprend les différentes configurations de phases à appliquer en fonction de la position angulaire.

Tableau 1-7 : Configuration du réseau phasé en fonction de la position en roulis en considérant deux états par antenne.

Plage angulaire	Configuration : $\alpha_1 ; \alpha_2 ; \alpha_3$ (deg)
$[0 ; 60]^\circ$	110 ; 0 ; 0
$[60 ; 180]^\circ$	0 ; 110 ; 0
$[180 ; 300]^\circ$	0 ; 0 ; 110
$[300 ; 360]^\circ$	110 ; 0 ; 0

La Figure 1-44 (a) présente les diagrammes de rayonnement associés aux trois configurations présentant un écart de phase de  $110^\circ$  entre les antennes ainsi que le diagramme du réseau équi-phasé. En commutation entre ces trois configurations au cours d'une rotation du projectile, le niveau rayonné dans la direction donnée dite « direction de la station sol » qui est celle de l'interlocuteur reste élevée au cours de la rotation, alors que le niveau dans la « direction opposée » (direction du brouilleur sensible) reste faible comme illustré sur la Figure 1-44 (b). Cette figure illustre bien les avantages apportés par un réseau reconfigurable par rapport à une configuration fixe omnidirectionnelle, que ce soit en termes de directivité ou de rayonnement dans des directions sensibles. Enfin, on peut voir qu'en respectant les instants de commutation du Tableau 1-7, une atténuation de 10dB est maintenue entre le niveau maximum rayonné et le secteur de  $120^\circ$  opposé sur toute une période de roulis (Figure 1-44 (b)).

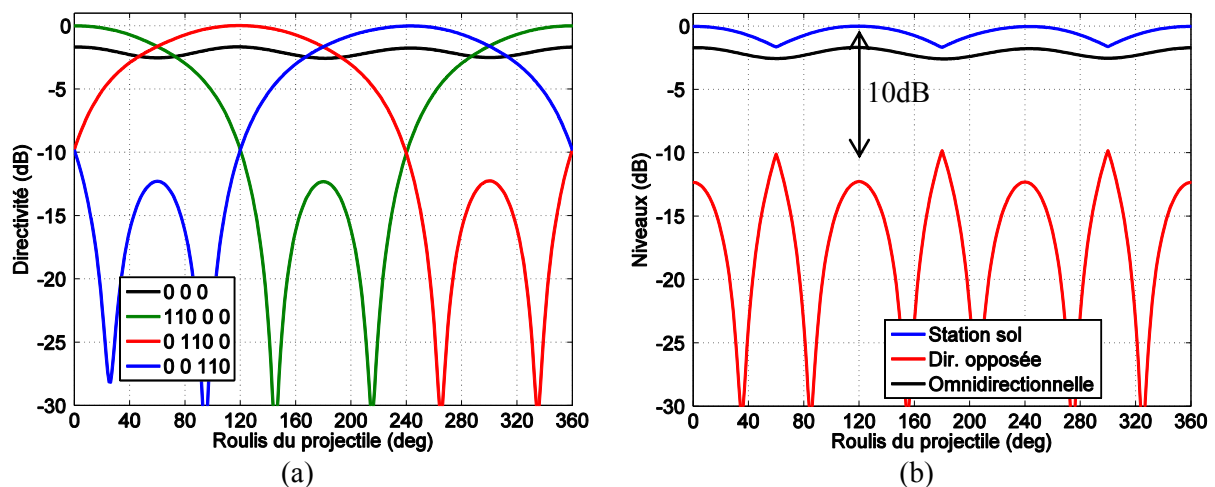


Figure 1-44 : (a) Diagrammes de rayonnement associés à chaque configuration. (b) Niveaux rayonnés dans la direction de la station sol et dans la direction opposée pour un réseau phasé à deux états de phase par antenne et commutés au cours de la rotation.

### 1.3.3.2.4 Quatre états de phase par antenne

Le cas précédemment étudié faisait intervenir 2 états de phase par élément ( $\alpha_n = 0$  ou  $110^\circ$ ) pour une plus grande simplicité de mise en œuvre d'une électronique miniature. Cette section propose un système avec quatre états de phase par antenne. Cette étude met en évidence les atouts d'un réseau phasé. En effet, la commutation entre les éléments était limitée par le nombre d'éléments, et donc la géométrie du réseau. Avec le réseau phasé, cette limite n'existe plus et le nombre de commutations de phase peut être plus important. Les résultats présentés sont basés sur le calcul des diagrammes de rayonnement à partir du facteur de réseau. Les configurations retenues sont  $\alpha_n = 0, 90, 114$  ou  $140^\circ$  et les diagrammes de rayonnement associés sont donnés sur la Figure 1-45 (a) pour des déphasages appliqués sur l'élément 3. Avec 4 états de phase par antenne, il y a 15 commutations de lois de phase sur une période de roulis. Le niveau rayonné dans la direction sol est toujours assuré et l'atténuation entre le maximum dans la direction de la station sol et le secteur de  $120^\circ$  opposé est maintenue à 18dB en respectant les séquences du Tableau 1-8 comme l'illustre la Figure 1-45 (b). Ce niveau correspond à une atténuation de 98% de la directivité maximale dans la direction de l'interlocuteur.

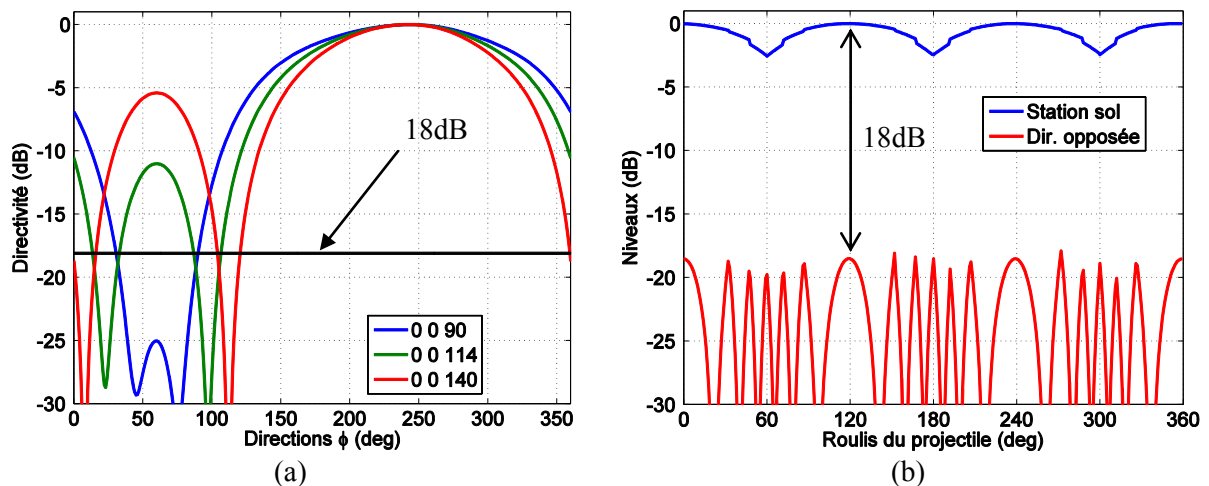


Figure 1-45 : (a) Diagrammes de rayonnement d'un réseau de 3 éléments à 4 états de phase par antenne. (b) Niveaux rayonnés vers la station sol et atténuation entre la direction de la station sol et la direction du secteur opposé de  $120^\circ$  sur une période de roulis du projectile.

**Tableau 1-8 : Configurations des lois de phase en fonction de la position en roulis pour le réseau phasé à quatre états de phase par élément rayonnant.**

<b>Plage angulaire</b>	<b>Configuration : <math>\alpha_1 ; \alpha_2 ; \alpha_3</math> (deg)</b>
[0 ; 30]°	90 ; 0 ; 0
[30 ; 45]°	114 ; 0 ; 0
[45 ; 60]°	140 ; 0 ; 0
[60 ; 75]°	0 ; 140 ; 0
[75 ; 90]°	0 ; 114 ; 0
[90 ; 150]°	0 ; 90 ; 0
[150 ; 165]°	0 ; 114 ; 0
[165 ; 180]°	0 ; 140 ; 0
[180 ; 195]°	0 ; 0 ; 140
[195 ; 210]°	0 ; 0 ; 114
[210 ; 270]°	0 ; 0 ; 90
[270 ; 285]°	0 ; 0 ; 114
[285 ; 300]°	0 ; 0 ; 140
[300 ; 315]°	140 ; 0 ; 0
[315 ; 330]°	114 ; 0 ; 0
[330 ; 360]°	90 ; 0 ; 0

### 1.3.3.3 *Trajectoire du projectile*

L'autre mouvement à prendre en compte est la trajectoire du projectile. Aucune reconfiguration du réseau n'est faite en fonction de sa position dans l'espace. Uniquement la reconfiguration en phase étudiée précédemment est prise en compte (celle avec un déphasage unique de 110°). Les niveaux de rayonnement dans la direction de l'interlocuteur et dans la direction du brouilleur sont maintenant relevés en fonction de la position du projectile qui est définie sur la Figure 1-46 (a). On obtient ainsi la courbe de la Figure 1-46 (b) qui est tracée en fonction de  $\theta$ , l'angle que fait le projectile avec un des deux récepteurs. Cette courbe représente l'atténuation entre deux directions opposées pour chaque position du projectile sur son axe de tir.

Le déphasage ne se faisant que dans un plan, une bonne atténuation est obtenue autour de celui-ci (plan  $\theta = 90$  étudié précédemment). Elle se dégrade rapidement lorsque le projectile s'écarte des deux récepteurs, jusqu'au moment où le rayonnement dans la direction du brouilleur devient supérieur au rayonnement dans la direction de l'interlocuteur. Cet effet s'illustre par une atténuation inférieure à 0dB lorsque le projectile se situe sur des positions extrêmes. Afin d'optimiser le niveau d'atténuation sur la majeure partie de la trajectoire, il sera nécessaire de mettre en place plusieurs anneaux d'éléments rayonnants de manière à dépointer le lobe dans le plan longitudinal de la pointe.

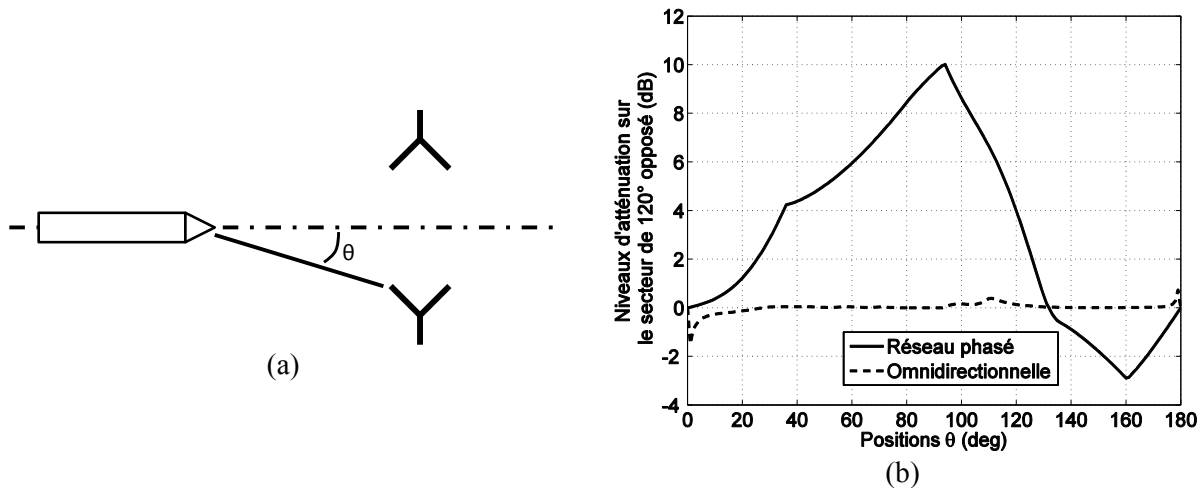


Figure 1-46 : (a) Position du projectile sur l'axe de tir. (b) Relevé de l'atténuation en fonction de la position  $\theta$  du projectile.

### 1.3.4 Validation expérimentale

#### 1.3.4.1 Essais en laboratoire

La pointe intégrant le réseau d'antennes a été réalisée avec son système de commande par l'ISL en 2011. On peut voir la pointe sur la Figure 1-47 (a) et le système électronique sur la Figure 1-47 (b). L'ensemble magnétomètres + cellule optique permet d'avoir une bonne représentation de la position en roulis du projectile, et c'est sur cette information que les commutations sont synchronisées. Dans un premier temps, le réseau phasé a été testé uniquement avec le roulis du projectile. L'ensemble a donc été placé entre deux récepteurs, et les niveaux ont été relevés. Ils sont représentés sur la Figure 1-48 dans le cas de 2 états de phase par élément.

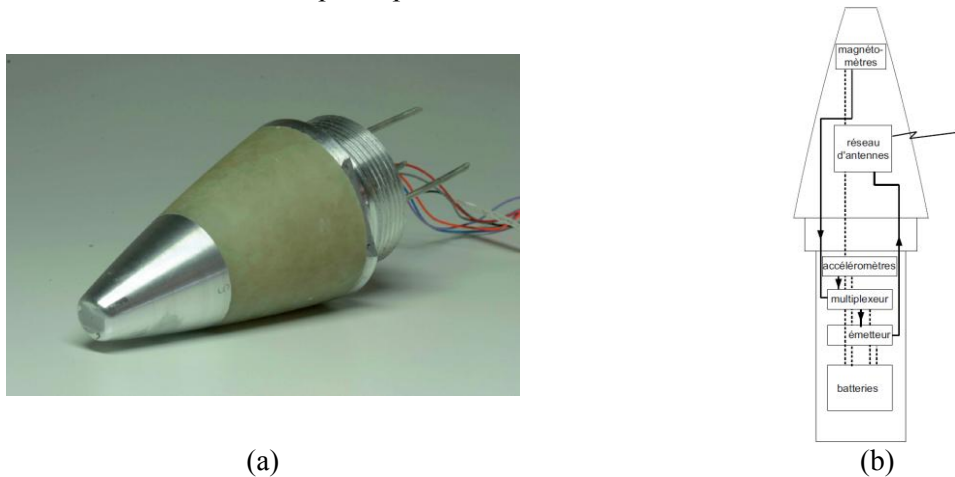


Figure 1-47 : (a) Réseau d'antennes intégré dans une pointe de projectile et (b) son système d'alimentation associé.

La Figure 1-48 illustre bien l'apport de la solution réseau phasé par rapport à la solution équi-phase en termes de rayonnement dans la direction sol (gain) mais aussi dans la direction opposée (atténuation). Les commutations entre les phases sont bien synchronisées avec la position en roulis, et sont faites aux bons moments. A la fréquence de 2.3GHz, on relève une atténuation entre les deux directions de 8.7dB contre 10dB en simulation pour le cas de deux états de phase par antenne ce qui représente néanmoins une réduction de 87% du niveau du signal rayonné dans la direction de l'interlocuteur.

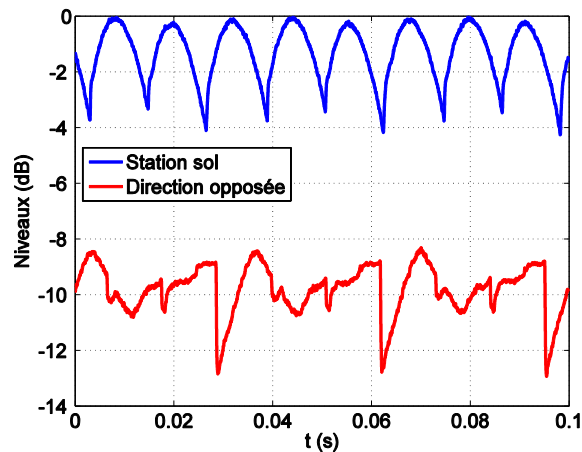


Figure 1-48 : Mesure des niveaux de rayonnement entre deux directions sur une période de 0.1s (environ 3 périodes de roulis).

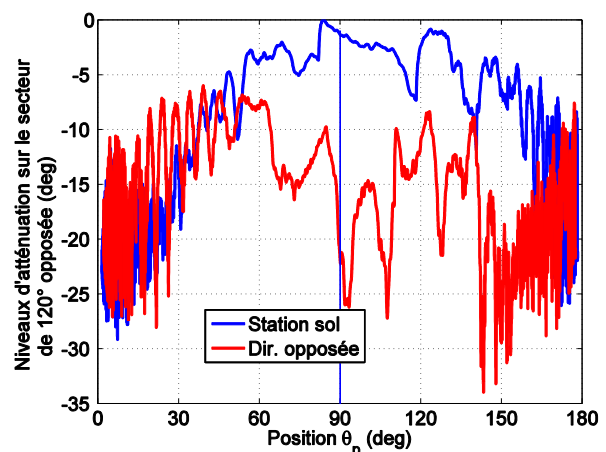
### 1.3.4.2 Tirs expérimentaux

Dans le cas de tirs de pièces d'artillerie de gros calibre (ici 90mm), le projectile subit une accélération d'environ 9000g ce qui est le cas des tirs exposés dans cette section. Cette contrainte s'applique également à tous les composants présents dans la fusée. De manière à ce que ces composants ne soient pas écrasés lors du tir et qu'ils ne déforment pas les cartes électroniques pouvant mener à la cassure des contacts électriques, l'ensemble est durci aux accélérations. On obtient ainsi un ensemble compact qui est validé lors de tirs d'essais à une certaine valeur d'accélération.

Après avoir testé le fonctionnement de l'électronique de contrôle à de très fortes accélérations, une campagne de tirs réels a été menée. On peut voir sur la Figure 1-49 (a) le projectile portant la pointe durant sa phase de vol. Sur la Figure 1-49 (b) sont représentés les niveaux de rayonnement vers les deux récepteurs situés à égale distance de l'axe de tir. On peut clairement observer la différence de niveaux entre les deux directions, lorsque le projectile est proche des deux antennes. La position pour laquelle le projectile se situe entre les deux récepteurs est repérée par la ligne bleue à  $\theta_p = 90^\circ$ . Ces tirs confirment donc le fonctionnement de la reconfiguration des antennes en situation opérationnelle.



(a)



(b)

Figure 1-49 : (a) Image du projectile en vol obtenue avec le système de caméra rapide de l'ISL. (b) Niveaux de rayonnement vers deux récepteurs situés de part et d'autre de l'axe de tir.



### 1.3.5 Conclusion

Un réseau d'antennes constitué d'un anneau de 3 éléments rayonnants a été étudié. Suite à des simulations numériques de ce réseau, une étude a été faite sur la capacité de celui-ci à présenter un certain niveau d'atténuation de son diagramme de rayonnement sur un secteur autour d'une direction opposée à la direction de rayonnement principale. Les résultats des configurations qui ont été étudiées sont représentés dans le Tableau 1-9. On peut y relever les directivités maximale et minimale dans la direction de l'interlocuteur  $D_{max}$  et  $D_{min}$ , et l'atténuation entre  $D_{max}$  et le maximum de rayonnement sur un secteur imposé par la configuration dans la direction opposée. Embarquée sur une plateforme à forte vitesse de rotation et avec une reconfiguration dynamique du réseau, cette pointe est donc capable de maintenir cette atténuation sur toute une rotation du porteur. Cette approche basée sur les réseaux phasés a été validée expérimentalement en laboratoire puis en situation opérationnelle lors de tirs réels.

Tableau 1-9 : Performances présentées par les différentes configurations de l'état de l'art.

	Commutation d'éléments			Commutation de phases	
	1 élément	1&2 éléments	2 éléments	0° & 110°	0°, 90°, 114° & 120°
$D_{max}$ (dB)	3.3	3.3	3.1	3.3	3.3
$D_{min}$ (dB)	0.3	2.2	0.5	1.4	0.8
Atténuation (dB)	6.4	3.8	3.5	10	18

### 1.4 Conclusion générale

Ce premier chapitre permet de faire un rappel sur les réseaux d'antennes. Le facteur de réseau des réseaux linéaires uniformes classiques aux agencements coniques en passant par les réseaux plans et circulaires ont été définis à partir de l'expression générale. L'étude de ces facteurs de réseau montre qu'il est possible de former le lobe du réseau d'antennes en agissant sur les pondérations complexes de chaque élément rayonnant. Certaines techniques de synthèse de réseaux ont été citées. Elles ont pour but d'obtenir les pondérations nécessaires à appliquer aux éléments pour former le diagramme de rayonnement désiré. Pour une plus grande agilité, une meilleure intégration et pour un meilleur rayonnement dans des directions multiples, les réseaux conformés présentent de nombreux avantages. De nombreuses études sur des réseaux cylindriques ou coniques ont été menées ces dernières années et ont montrées les possibilités de telles structures. Associés à un circuit d'alimentation spécifique, ces types de réseaux permettent de faire de la formation de faisceaux dans de nombreuses directions contrairement à un réseau planaire classique dont le champ de directions disponible est déjà réduit de moitié. Ces circuits de distribution dépendent de l'espace disponible et peuvent être composés de nombreux composants permettant de réaliser les fonctions fixées par l'utilisateur. Ce type de circuit peut devenir très complexe suivant le nombre d'éléments constituant l'antenne, mais aussi suivant l'agilité que l'on veut donner au système. Les réseaux à éléments imprimés sont largement utilisés dans ce domaine et ont été choisis par l'ISL afin de mener des études préliminaires sur la reconfiguration dynamique d'un réseau intégré dans une pointe de projectile de gros calibre. Ces études ont montré que les réseaux conformés étaient tout à fait adaptés pour ce type d'application. En effet, avec une phase préliminaire de simulations numériques, la validation du système lors de tirs réels a montré que le lobe principal du réseau pouvait être maintenu dans une direction fixe malgré la rotation du projectile sur lui-même. Cette étude est le point de départ des travaux présentés dans ce manuscrit.

## Chapitre 2.

# *Etudes et simulations de réseaux d'antennes conformés à une structure conique*

---

Ce chapitre présente les résultats de simulations obtenus durant l'étude. Même si la structure de base est fixe, une étude a été faite sur l'impact de la forme du diagramme de rayonnement d'un élément sur le réseau auquel il appartient. De plus, une étude similaire a été faite sur l'impact du rayon d'un réseau du même type que celui qui a été présenté dans le Chapitre 1. Il contient également le descriptif de toutes les configurations qui ont été prises en compte. Pour chaque configuration, les performances en termes d'atténuation et de dépointage ont été relevées. Un outil Matlab décrit dans la section 2.3.2 a été développé de manière à s'affranchir de l'outil de simulation numérique pour l'étude des réseaux phasés. Il permet entre autre de reconstruire le rayonnement d'un réseau d'antennes à partir des résultats de simulation de chaque élément rayonnant composant le réseau.

### **2.1 Présentation de la structure de base**

Tableau 2-1 : Dimensions de la pointe et des éléments rayonnants

Grandeurs	Dimensions
H	95 mm
r	7 mm
R	30.5 mm
e	3 mm
$\alpha$	$90 - \tan^{-1} \frac{R-r}{h}$ (°)

La structure de base est un cône dont les dimensions sont données sur la Figure 2-1 et dans le Tableau 2-1. Les éléments rayonnants qui composeront le réseau conique seront directement situés sur la surface du cône. Chaque élément est représenté sur la Figure 2-2. En raison des contraintes d'encombrement, l'espace entre chaque élément a été fixé à  $0.5\lambda$ . Le réseau sera donc composé de 3 anneaux d'éléments rayonnants au maximum, mais avec différentes géométries de réseau 3D. Pour prendre en compte les mouvements du projectile, notamment celui de roulis, le réseau doit maintenir une symétrie de révolution pour présenter le même comportement selon sa position. Le nombre d'éléments rayonnants sera donc un multiple de 3. La largeur de la base et du sommet de chaque élément est fixée par rapport à leur hauteur de manière à réduire le couplage entre deux éléments consécutifs au sein d'un même anneau mais également à cause des contraintes de place dans l'anneau du haut, d'où leur forme trapézoïdale. Cet aspect sera illustré lorsque les différentes structures seront présentées. La largeur des deux patches du milieu (Figure 2-2 (b)) et du haut (Figure 2-2 (c)) est fixée à partir de la largeur du patch du bas (Figure 2-2 (a)), alignant ainsi les arêtes verticales de chaque élément avec des génératrices du cône. On peut ainsi assurer le même nombre d'éléments sur chaque anneau. Les longueurs des éléments sont appliquées le long des génératrices. Enfin, chaque élément rayonnant étant excité par câble coaxial, la position du point d'alimentation de chacun d'eux est repérée par rapport au centre de l'élément concerné : la polarisation est linéaire et colinéaire avec l'axe

de la pointe. C'est pourquoi le point d'alimentation est localisé dans le plan vertical du patch par rapport à la Figure 2-1 et à la Figure 2-2.

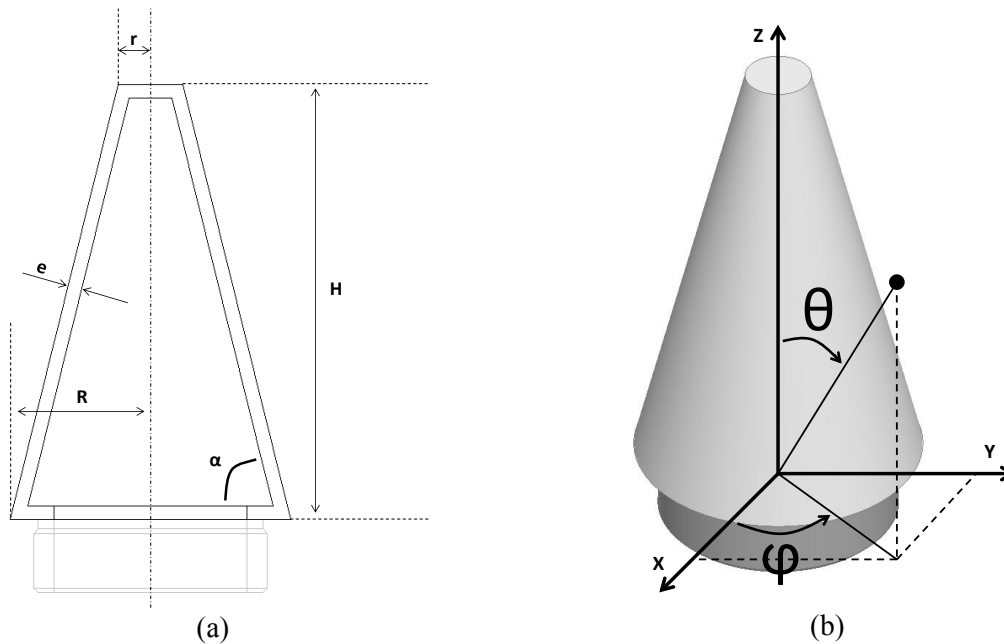


Figure 2-1 : (a) Schéma et (b) vue 3D de la Structure de base utilisée dans les simulations.

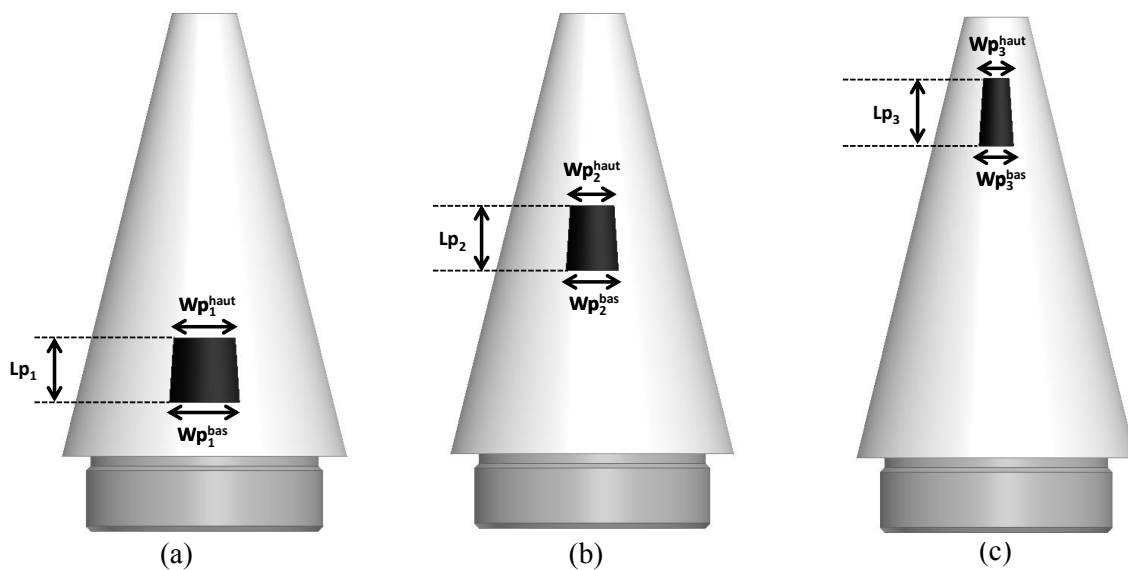


Figure 2-2 : Dimensions et positions des éléments (a) du bas, (b) du milieu et (c) du haut.

Comme on l'a mentionné ci-dessus, de manière à ce que chaque structure soit cohérente, et pour limiter le couplage entre deux éléments consécutifs dans un même anneau, la largeur des éléments est fixée par rapport à la largeur d'un des éléments de l'anneau du bas. C'est-à-dire que pour chaque élément de chaque étage, l'angle  $\beta$  défini sur la Figure 2-3 (b) et par l'équation (2.1) sera le même pour chacun d'eux. Cet angle est calculé par rapport à la position  $h$  (Figure 2-3 (a)) et à la longueur (selon une génératrice, et non suivant l'axe  $Z$ ) d'un élément de l'anneau du bas. De cette manière, les bords verticaux des patches ne subissent pas la courbure de la structure, et sont alignés avec des génératrices du cône. Sur la Figure 2-3 (c) sont exposées les longueurs de chaque élément projetées sur l'axe  $Z$ . Elles représentent en fait la hauteur de chaque anneau suivant l'axe  $Z$ .

$$\beta = \frac{Lp\_bas.(R - r)\sqrt{H + (R - r)}}{R - h - \frac{Lp\_bas}{2}} \quad (2.1)$$

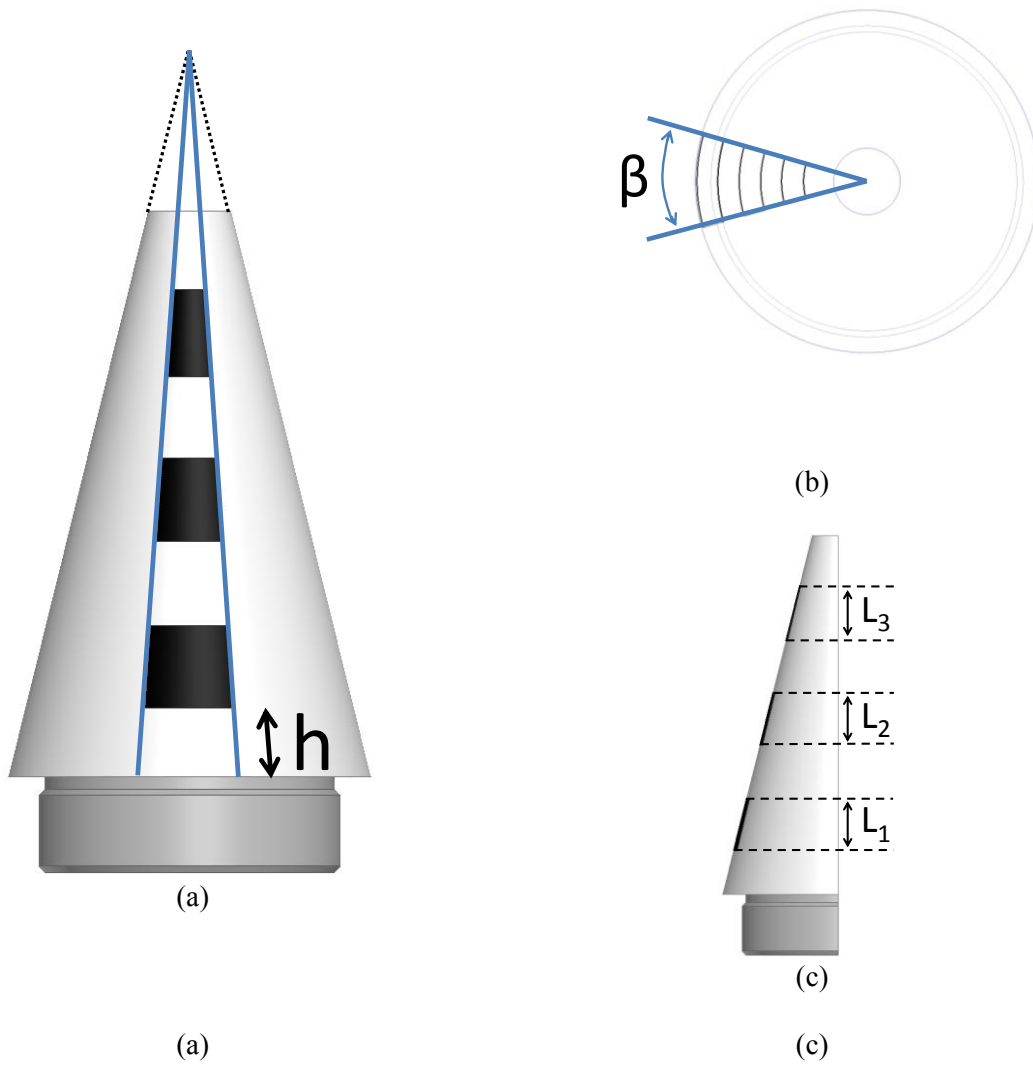


Figure 2-3 : Définitions de la hauteur (a)  $h$  du réseau, (b) de l'angle  $\beta$  et (c) de la hauteur  $L_i$  de chaque anneau,  $i = 1, \dots, 3$ .

## 2.2 *Présentation des différents agencements de réseaux (9, 12, 15, 18 éléments, alignés ou non)*

Il est important de considérer plusieurs configurations de réseaux afin de déterminer quel agencement présente les meilleures performances. Chacune des structures présentée dans cette partie a été étudiée en prenant en compte les méthodes de reconfiguration qui ont été retenues, à savoir : la commutation entre sous-réseaux, la commutation de phase entre sous-réseaux, et la commutation de lois de phase entre les éléments du réseau. En effet, maintenant que le réseau présente plusieurs étages, nous pouvons soit considérer un déphasage entre chaque sous-réseau, soit considérer un déphasage au sein de chaque élément. Enfin, les capacités de chaque agencement à dépointer dans le plan de l'axe de la pointe ont également été déterminées. Toutes ces études seront détaillées dans la section 2.4.

Cette section traite de la forme de chaque réseau. Nous avons tout d'abord les agencements classiques, que l'on peut définir comme étant la mise en réseau de plusieurs réseaux linéaires sur une surface conique. Ces structures font clairement apparaître les différents sous-réseaux linéaires composés chacun de trois éléments rayonnants. Ces différentes structures vues de dessus sont exposées sur la Figure 2-4. Certaines d'entre elles seront plus compatibles pour certaines utilisations que d'autres. Par exemple, pour des raisons de densité, le réseau de la Figure 2-4 (a) sera moins sensible à l'utilisation en réseau phasé que celui de la Figure 2-4 (d).

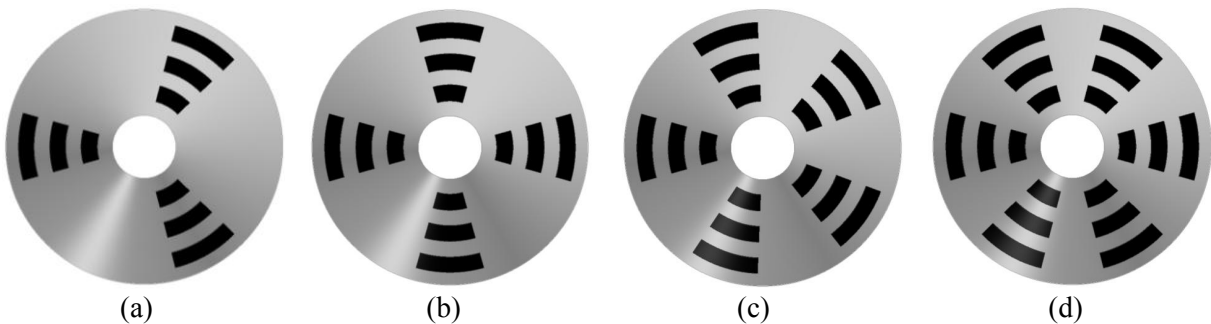


Figure 2-4 : Réseaux d'antennes coniques composés de 3 anneaux alignés de (a) 9, (b) 12, (c) 15, et (d) 18 éléments rayonnants.

Il est important que la structure présente une certaine symétrie de manière à ce que la configuration du réseau soit la même peu importe la position angulaire de la pointe (par rapport à son axe). D'autres structures ont pu donc être identifiées. Cependant, nous le verrons par la suite, ces agencements seront plus utilisés pour le réseau phasé que pour le réseau commuté. Ces différents agencements sont visibles sur la Figure 2-5. Pour chaque structure de la Figure 2-4, un des anneaux a subi une rotation d'un angle dépendant de la structure prise en compte. Cet angle en question est la moitié de l'angle entre chaque sous-réseau imposé par le nombre d'éléments. Chaque structure présentant une forme différente, il sera possible de considérer différentes formes de sous-réseaux. De plus, une rotation d'un angle quelconque des éléments d'un anneau créerait une dissymétrie qui rendrait l'agencement du réseau incompatible avec l'application visée. Tous ces agencements et toutes les formes de sous réseaux dont nous ferons mention dans ce chapitre sont répertoriés dans l'Annexe A.

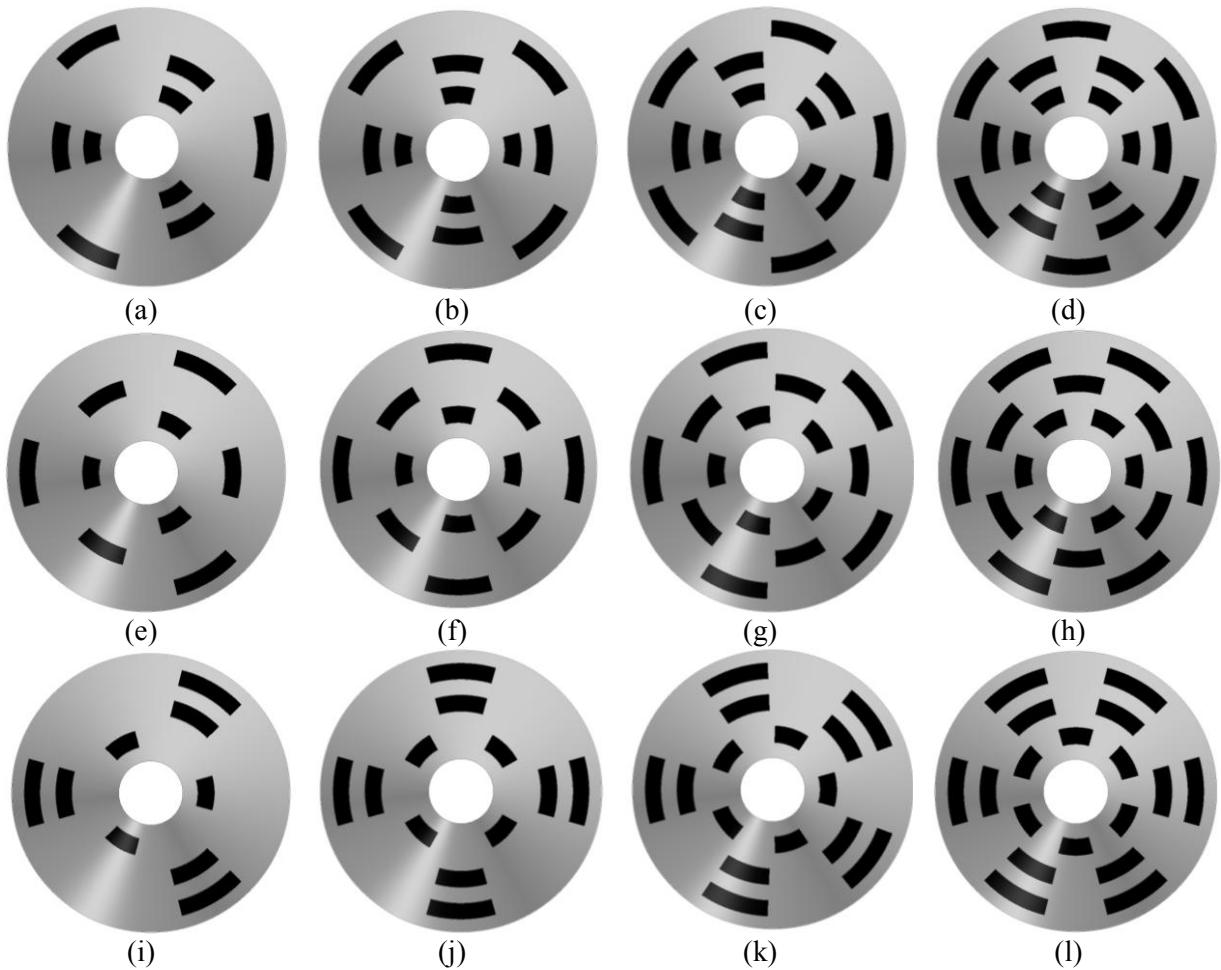


Figure 2-5 : Rotation (a, b, c, d) de l'anneau du bas, (e, f, g, h) de l'anneau du milieu et (i, j, k, l) de l'anneau du haut des réseaux présentés sur la Figure 2-4.

## 2.3 Simulations

La phase de simulations a été la plus longue de l'étude. Il a fallu tout d'abord concevoir la structure de base, optimiser la taille des éléments rayonnants et la position du point d'alimentation pour qu'ils soient adaptés à la fréquence de 5.2GHz. Ces éléments ont ensuite été mis en réseau selon les configurations présentées précédemment. C'est ensuite une phase d'étude des performances de rayonnement de chaque structure qui a été menée. De manière à réduire au maximum le temps de l'étude, un outil de synthèse de réseaux a été développé sous Matlab selon les différents besoins qui ont été soulevés. Les possibilités de cet outil sont détaillées dans la section 2.3.2. Il a ensuite été utilisé pour déterminer les performances de chaque réseau conique. Ces performances reposent sur les capacités d'un réseau à présenter un certain niveau d'atténuation entre deux directions d'une part en fonction du roulis du projectile, et d'autre part en fonction de sa position suivant l'axe de tir.

### 2.3.1 Résultats de simulations des éléments rayonnants

Ces premières simulations sont nécessaires pour confirmer le choix de la forme des éléments imprimés. Chaque élément est simulé indépendamment, comme ils sont présentés sur la Figure 2-2. Une fois l'adaptation et la bande-passante confirmées, ces éléments pourront être mis en réseau, moyennant une nouvelle optimisation de leurs dimensions. Dans cette partie, un premier réseau linéaire (trois patches superposés sur un cône) sera également étudié de manière à relever le couplage

entre les éléments des différents anneaux et l'impact sur la dimension des éléments. Le couplage au sein d'un même anneau pourra être étudié en fonction de la configuration choisie.

Les dimensions présentées dans la section 2.1 ont été optimisées de manière à ce que les modules des coefficients de réflexion de chaque élément, représentés sur la Figure 2-6 (a), soient inférieurs à -30dB à la fréquence de 5.2GHz. Les dimensions ainsi obtenues sont représentées dans le Tableau 2-2. On peut voir d'après les simulations que chaque élément est bien adapté à la fréquence de travail. L'élément du bas présente une bande-passante de 240 MHz légèrement supérieure aux deux autres qui présentent une bande-passante de 220 MHz. L'impact d'une légère variation des dimensions d'un élément ainsi que la position de son point d'alimentation a été étudié. La Figure 2-6 (b) représente le coefficient de réflexion de l'élément du bas avec une dimension  $Lp_1$  variant de 14.18mm à 14.27mm. Avec cette variation de 0.1 mm, la fréquence centrale varie de 60 MHz (5.175 GHz à 5.325 GHz). Les niveaux du  $|S_{11}|$  à la fréquence de 5.2GHz sont représentés sur la Figure 2-6 (c). On peut donc maintenir un niveau d'adaptation correct en fonction d'une certaine variation de la dimension du patch, et la bande-passante est assez large pour que l'adaptation soit valide sur 100 MHz autour de 5.2 GHz. De même, une variation de 0.1 mm du point d'alimentation (suivant la génératrice du cône sur laquelle il se trouve) n'a pas d'impact majeur sur l'utilisation des éléments rayonnants à la fréquence de travail sur une bande-passante large de 100 MHz (Figure 2-6 (d)). Les valeurs du  $|S_{11}|$  à la fréquence de travail reportées sur la Figure 2-6 (e) restent inférieures à -28dB.

**Tableau 2-2 : Dimensions des éléments rayonnants optimisées pour fonctionner à la fréquence de 5.2GHz.**

<b>Patch du bas (élément 1)</b>	$Lp_1$	14.1 mm
	$Wp_1^{haut}$	13.3 mm
	$Wp_1^{bas}$	15.1 mm
	$Alim_1$	2.7 mm
<b>Patch du milieu (élément 2)</b>	$Lp_2$	14.4 mm
	$Wp_2^{haut}$	9.5 mm
	$Wp_2^{bas}$	11.4 mm
	$Alim_2$	2.2 mm
<b>Patch du haut (élément 3)</b>	$Lp_3$	14.9 mm
	$Wp_3^{haut}$	5.6 mm
	$Wp_3^{bas}$	7.6 mm
	$Alim_3$	1.6 mm

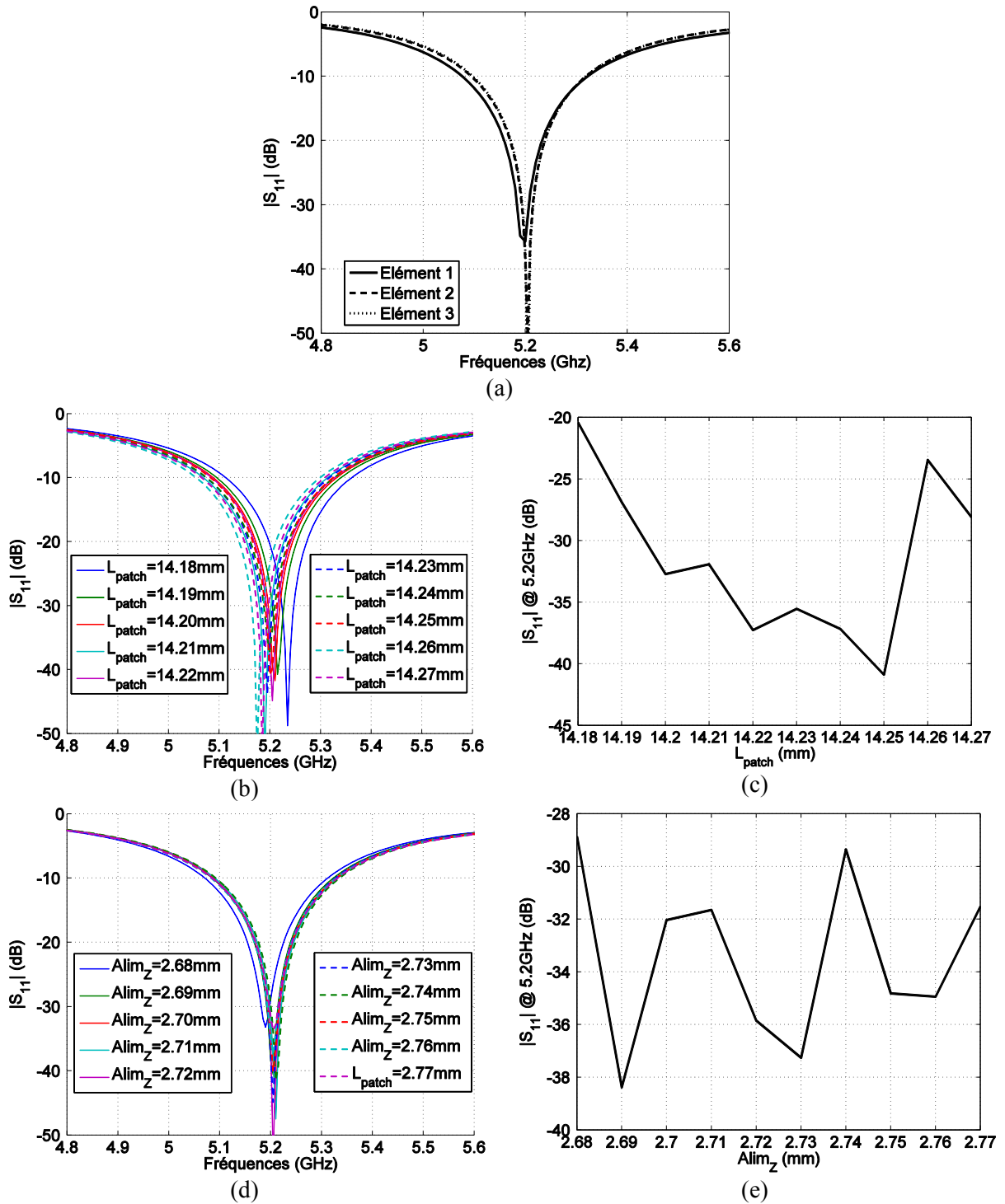
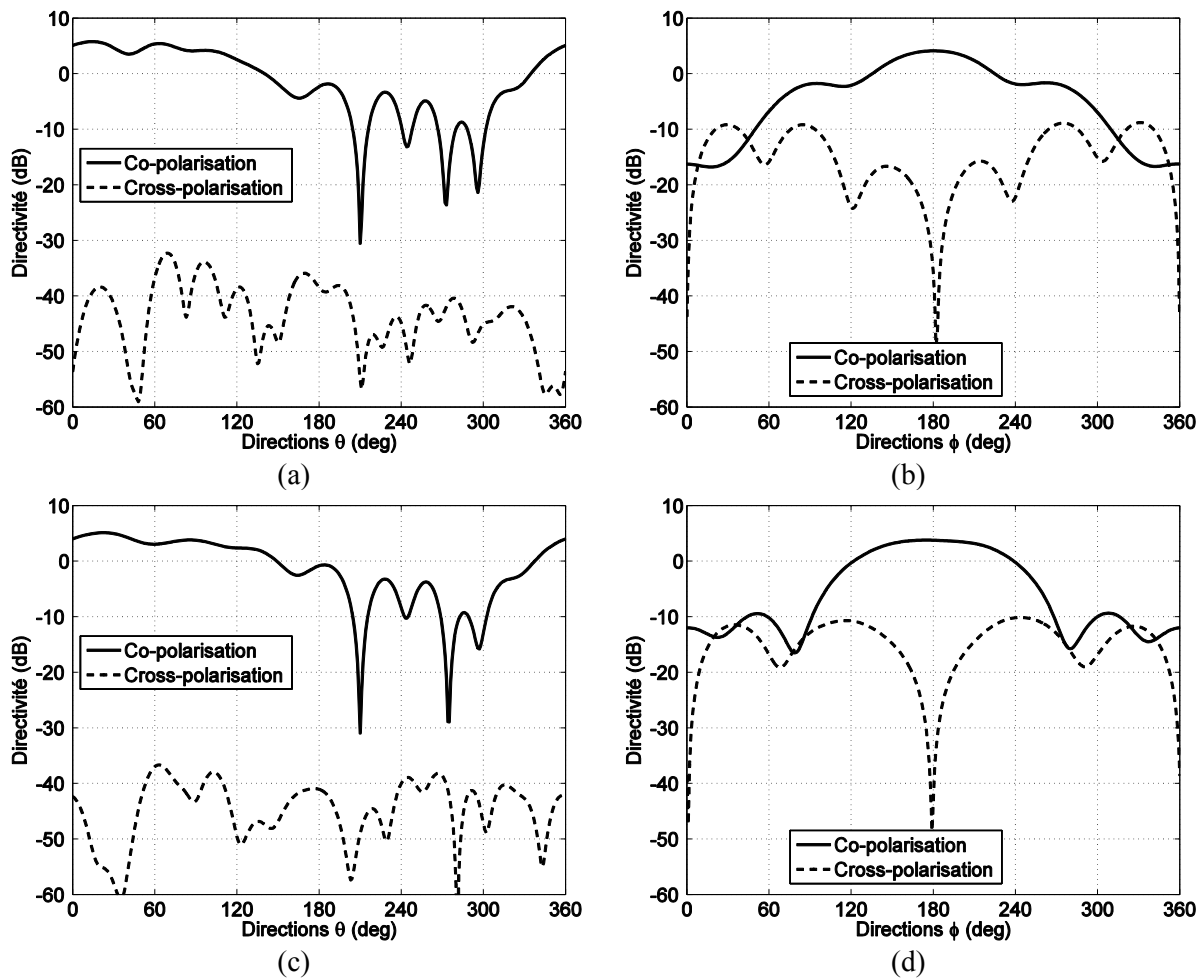


Figure 2-6 : (a) Coefficients de réflexion de chaque élément rayonnant. Sensibilité du coefficient de réflexion de l'élément 1 par rapport (b, c) à la longueur du patch et (d, e) à la position de son point d'alimentation.



Les diagrammes de rayonnement dans les plans  $\varphi = 0$  et  $\theta = 90$  sont représentés sur la Figure 2-7. Les 3 diagrammes dans le plan  $\varphi = 0$  sont globalement les mêmes. Les différences sont plus visibles dans le plan  $\theta = 90$ . En effet, avec une réduction du rayon de courbure entre le premier élément et le dernier, on relève une augmentation de l'ouverture à mi-puissance pour chaque diagramme. Le diagramme de rayonnement correspondant à l'élément du bas présente une ouverture de  $76^\circ$ , celui du milieu  $108^\circ$  et enfin le dernier diagramme présente une ouverture de  $138^\circ$ . C'est cette propriété qui est utilisée dans [24] pour la création d'un rayonnement omnidirectionnel. Or le but recherché est d'avoir un rayonnement plutôt directif, c'est entre autre pour cela qu'il y a une réduction de la largeur des patches en fonction du rayon de la pointe. Un élément de l'anneau du haut qui aurait la même largeur qu'un élément de l'anneau du bas présenterait un diagramme de rayonnement avec une ouverture trop importante. Il est cependant plus intéressant d'observer le diagramme de rayonnement d'un sous-réseau de 3 éléments comme ce lui de la Figure 2-3 (a).



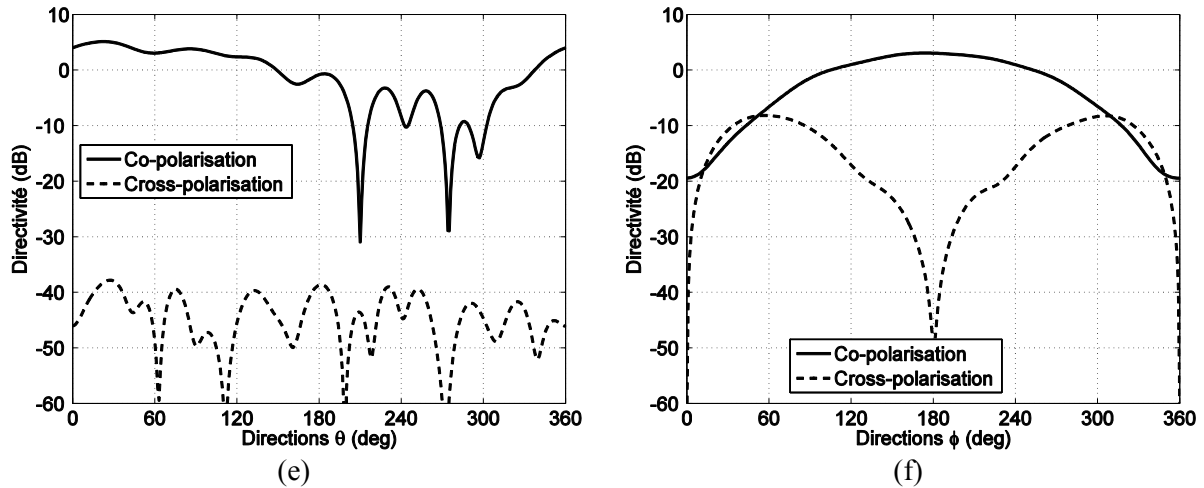


Figure 2-7 : Co- et cross-polarisation dans les plans  $\varphi = 0$  et  $\theta = 90$  (a, b) de l'élément 1, (c, d) de l'élément 2 et (e, f) de l'élément 3.

Ce sous-réseau de 3 éléments est celui qui sera le plus amené à être utilisé en commutation, une fois plusieurs versions réparties équitablement autour de la pointe. Il présente en plus les caractéristiques d'un réseau linéaire uniforme de 3 éléments, il est donc possible de faire de la formation de faisceaux dans le plan longitudinal au réseau. Ici nous nous intéressons uniquement au rayonnement de ce sous-réseau avec une loi uniforme, et nous allons observer les caractéristiques du diagramme de rayonnement qu'il présente. Il y a avant tout le couplage entre chaque élément qu'il faut prendre en compte. Ces couplages sont reportés sur la Figure 2-8. On peut voir qu'il est maximal à -19dB entre l'élément de l'anneau du milieu et l'élément de l'anneau du haut. Une valeur très proche est obtenue entre l'anneau du bas et l'anneau du milieu. Cependant, le couplage entre l'élément de l'anneau du bas et l'élément du milieu reste globalement supérieur aux deux autres sur toute la bande étudiée. Ces deux éléments sont ceux qui présentent les largeurs qui se font face les plus importantes. Les deux éléments aux 2 extrémités du sous-réseaux étant les plus éloignés, le couplage entre ces éléments est le plus faible (-20.4dB).

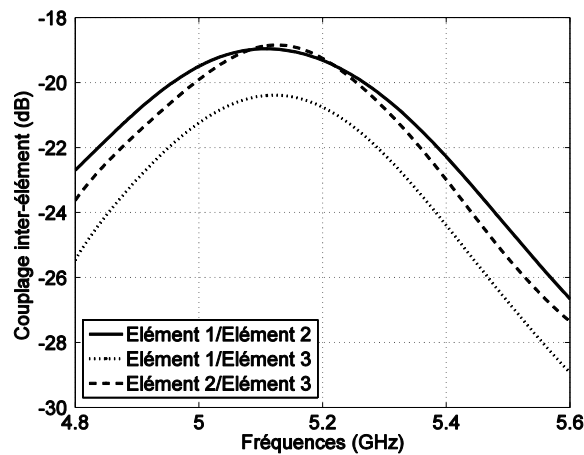


Figure 2-8 : Couplage inter-élément au sein d'un sous-réseau.

Le diagramme de rayonnement d'un tel réseau est représenté dans un premier temps dans le plan  $\varphi = 0$  sur la Figure 2-9 (a). La première chose que l'on peut noter est l'orientation initiale du diagramme (excitation uniforme des 3 éléments rayonnants). On retrouve l'angle de  $75^\circ$  que fait une génératrice avec la base du cône puisque l'on retrouve le maximum du lobe principal dans cette direction. Son ouverture à mi-puissance est HPBW ( $\varphi = 0^\circ$ ) =  $36^\circ$ . Nous reviendrons sur l'importance de cette information lorsque nous traiterons du dépointage longitudinal pour maintenir le faisceau dans une direction fixe en fonction de l'évolution spatiale du projectile. En se référant au diagramme normalisé, le premier lobe secondaire apparaît dans la direction  $\theta = 8^\circ$ , avec un niveau de -11.2 dB. La Figure 2-9 (b) représente le diagramme de rayonnement du sous-réseau dans le plan  $\theta = 75^\circ$ , qui est celui dans lequel apparaît le maximum du rayonnement. Il présente une ouverture à mi-puissance HPBW ( $\theta = 75^\circ$ ) =  $100^\circ$ , grandeur qui aura son importance lorsque la reconfiguration en roulis sera étudiée. On voit que le sous-réseau est bien centré dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ , et le rayonnement est plutôt réduit dans les directions opposées au réseau.

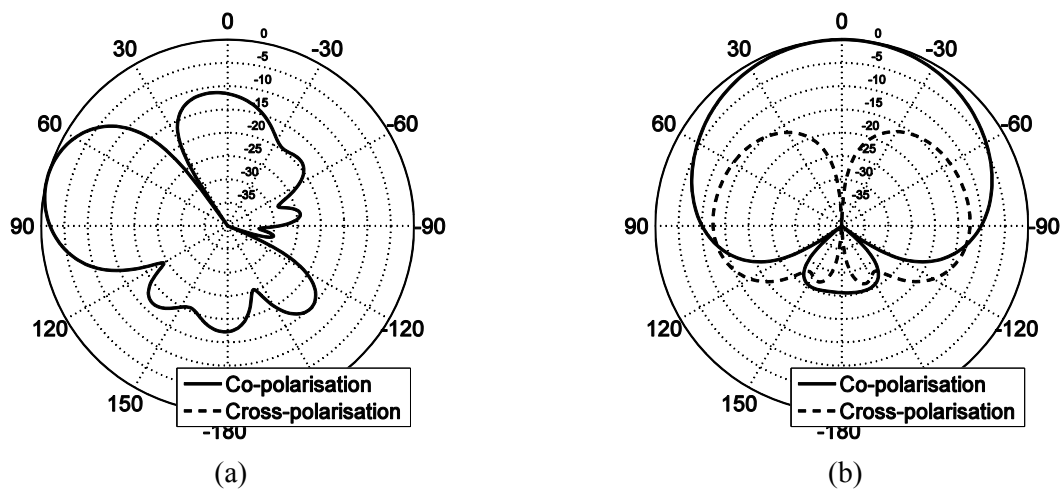


Figure 2-9 : Diagrammes de rayonnement d'un sous-réseau dans les plans (a)  $\varphi = 0$  et (b)  $\theta = 75$  (excitation uniforme).

Ces premiers résultats de simulation forment la base de ce qui va être étudié par la suite. Pour s'affranchir d'HFSS une fois les structures optimisées, un outil Matlab a été développé permettant de reconstruire le rayonnement d'un réseau quelconque, en utilisant les diagrammes élémentaires des éléments composant le réseau. Cet outil est décrit dans la section suivante.

### 2.3.2 L'outil Matlab

L'outil Matlab qui a été développé dans [91] permet, à partir de diagrammes de rayonnement élémentaires (environnés) simulés ou mesurés d'un réseau, de reconstruire son rayonnement total ou partiel selon les éléments actifs (en jouant sur la pondération en amplitude). Cet outil de reconstruction permet également de générer les cartographies présentées dans le Chapitre 1. Il intègre aussi des algorithmes d'optimisations (présents dans Matlab) qui, dans les cas étudiés ici, n'agissent que sur la pondération de phase des éléments.

#### 2.3.2.1 Reconstruction des diagrammes

Comme pour la formulation des facteurs de réseau du Chapitre 1, la reconstruction des diagrammes d'un réseau est basée sur le principe de superposition décrit par l'équation (2.2). On peut faire intervenir une pondération complexe qui va permettre soit d'activer ou de désactiver des

éléments (module 0 ou 1), soit d'introduire un retard de phase sur l'élément ciblé. Il y a ensuite les deux variables indispensables qui interviennent : les valeurs du champ électrique en amplitude ( $V.m^{-1}$ ) et en phase (*deg*). Le terme de phase dans l'exponentiel n'est plus représenté que par le diagramme de phase de l'élément  $i$ , qui contient l'information de position au sein du réseau. Les diagrammes en amplitude et en phase sont issus soit des simulations (du réseau total), soit des mesures. Le fait d'intégrer des résultats de mesure est très intéressant. En effet, une fois la mesure de chaque élément constituant un réseau faite, le diagramme du réseau peut être reconstruit. Une synthèse peut ensuite être faite sur des diagrammes mesurés. Enfin, on peut également utiliser des données de mesures pour les utiliser en tant que pondérations. Ainsi, l'impact des déviations d'un réseau d'alimentation sur les diagrammes de rayonnement peut être prédit, et la synthèse peut se faire sur les valeurs de phase réellement disponibles.

$$\begin{cases} E_{co}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_n \cdot E_{n_{co}}^{mag}(\theta, \varphi) \cdot e^{j.E_{n_{co}}^{deg}(\theta, \varphi)} \\ E_{cross}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_n \cdot E_{n_{cross}}^{mag}(\theta, \varphi) \cdot e^{j.E_{n_{cross}}^{deg}(\theta, \varphi)} \end{cases}, A_n = \alpha_n \cdot e^{j.\beta_n} \quad (2.2)$$

$|A_n| = \alpha_n$  est égal à 0 (pour l'élément  $n$  inactif) ou 1 (pour l'élément  $n$  actif). Cependant, cette valeur peut être modifiée afin de mettre en place une pondération en amplitude volontaire ou issu d'un système d'alimentation dont les pondérations ne correspondent pas exactement à celles voulues. Enfin, il est important que les diagrammes en amplitude ( $E_{n_{co}}^{mag}(\theta, \varphi)$  et  $E_{n_{cross}}^{mag}(\theta, \varphi)$ ) et en phase ( $E_{n_{co}}^{deg}(\theta, \varphi)$  et  $E_{n_{cross}}^{deg}(\theta, \varphi)$ ) soient pris dans le même repère. C'est pour cela que la structure étudiée doit être simulée entièrement, et que chaque diagramme soit extrait de la même manière. Il reste enfin à calculer la directivité du réseau. La directivité est déterminée à partir de la densité de puissance par angle solide  $S(\theta, \varphi)$  et la puissance totale rayonnée  $P_{tot}$ , et se formule de la manière suivante :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{S(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} P_{tot}} \quad (2.3)$$

Avec

$$P_{tot} = \int S(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi S(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta d\theta \quad (2.4)$$

De manière à illustrer les capacités de l'outil, nous allons prendre comme exemple un réseau cylindrique composé de 8 éléments réparties sur 2 anneaux de 4 éléments. Ce réseau est représenté sur la Figure 2-10 (a). Les 8 éléments sont identiques, et les dimensions ont été optimisées pour un fonctionnement à la fréquence de 5.2 GHz. Les diagrammes en amplitude et en phase de chaque élément sont ensuite extraits. Dans un premier temps les pondérations sont choisies de manière à exciter les sous-réseaux formés de 2 éléments superposés successivement. Ces sous-réseaux étant identiques, seul le diagramme de rayonnement d'un sous-réseau est représenté dans le plan  $\varphi = 0$  sur la Figure 2-10 (b). Pour montrer que le rayonnement se fait bien dans chaque direction, les diagrammes de rayonnement dans le plan  $\theta = 90$  sont représentés sur la Figure 2-10 (d). On voit que chaque diagramme est orienté dans la direction pointée par les antennes. Nous obtenons des diagrammes similaires à ceux obtenus avec HFSS.

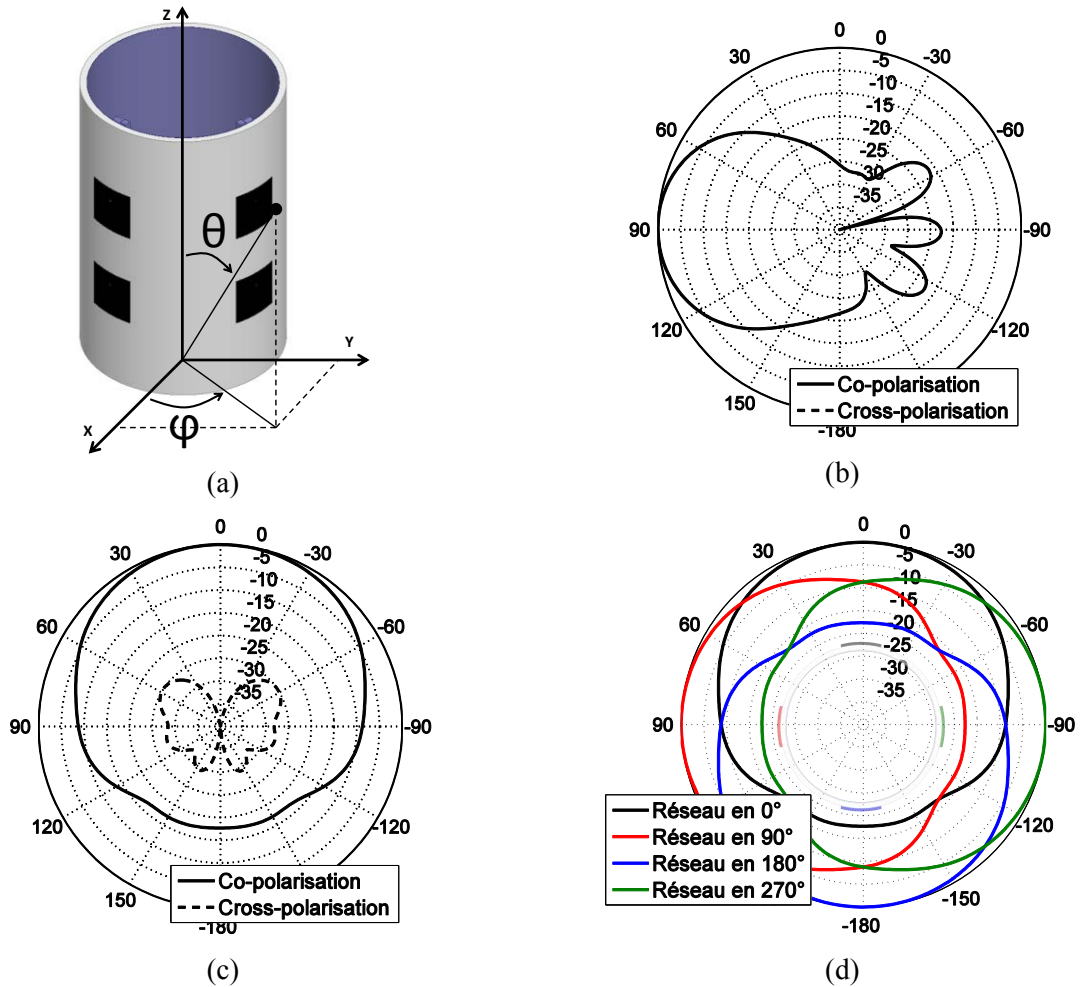


Figure 2-10 : (a) Structure du réseau cylindrique étudié. Diagramme de rayonnement d'un sous-réseau de 2 éléments (b) dans le plan  $\varphi = 0$  et (c) dans le plan  $\theta = 90$  . (d) Diagrammes de rayonnement des 4 sous-réseaux dans le plan  $\theta = 90$  .

### 2.3.2.2 Cartographie (impact d'un déphasage)

#### 2.3.2.2.1 Présentation

La génération de cartographies est une analyse qui peut être réutilisée dans la présentation de l'état de l'art du Chapitre 1 afin d'obtenir directement la loi de phase optimal formant le diagramme de rayonnement qui présente la plus forte atténuation sur le secteur d'intérêt. Cette représentation est générée dans l'outil de manière à observer l'impact d'un déphasage sur un ou plusieurs éléments ciblés.

#### 2.3.2.2.2 Exemple de la pointe à 3 éléments

En reprenant le cas du réseau de 3 éléments qui a été étudié dans la section 1.3 du Chapitre 1 (Figure 2-11 (a)), la cartographie permet de visualiser le rayonnement du réseau en appliquant un ensemble prédéfini de déphasages (pas angulaire de  $1^\circ$  par défaut) sur l'élément situé en  $\varphi = 180$  . L'outil reconstruit le diagramme de rayonnement du réseau pour toutes les configurations de phase (de  $0$  à  $359^\circ$ ). Si on considère un seul plan  $\theta$  (ici  $90^\circ$ ), on génère ainsi 360 diagrammes regroupés sur une seule figure pour obtenir les cartographies de la Figure 2-12. La cartographie de la Figure 2-12 (a) met en jeu un changement de niveau très fin. Pour que l'outil soit un outil visuel, uniquement 3 couleurs

sont finalement utilisées pour enfin obtenir la cartographie de la Figure 2-12 (b) : l'atténuation est à définir par l'utilisateur. En utilisant les diagrammes de rayonnement normalisés, la zone rouge représente les niveaux de rayonnement supérieurs à -3dB. La zone verte correspond aux niveaux de rayonnement compris entre -11dB (niveau maximal du rayonnement sur le secteur arrière imposé par la structure) et -3dB et enfin, la zone bleue est la zone atténuée dans laquelle les niveaux de rayonnement sont inférieurs à -11dB sur le secteur considérée (120° pour le cas du réseau de 3 éléments). Cette représentation permet de juger si oui ou non une des lois de phase permet de créer une atténuation intéressante tout en maintenant un niveau de rayonnement supérieur à -11dB sur le secteur en question. Dans ce premier cas d'étude, c'est-à-dire en utilisant uniquement 2 états de phase, la largeur de secteur à prendre en compte est 120°. Donc, pour une loi de phase, la largeur des zones rouge et bleue doit être supérieure ou égale à 120°. On peut par exemple prendre le cas d'un déphasage de 114°, qui est représenté par la ligne noire de la Figure 2-12 (b). La zone rouge est large de 150° et la zone bleue de 121°. Le diagramme de rayonnement représenté par la ligne noire est représenté sur la Figure 2-12 (c), avec le même code de couleur utilisé pour la cartographie. Les niveaux de rayonnement dans les directions des deux récepteurs de la Figure 2-11 (a) sur une période de roulis sont représentés sur la Figure 2-12 (d). La séquence de commutation se fait par rapport à la Figure 2-11 (b) et est représentée dans le Tableau 2-3. Sur une période de roulis, l'élément qui entre dans la zone bleue (large de 120° centrée dans la direction du brouilleur) subira un déphasage de 114°. On peut ainsi obtenir une atténuation de 9dB entre les deux directions, ce qui représente une diminution du niveau de rayonnement minimal vers l'interlocuteur d'environ 87%. Les niveaux de cette figure sont normalisés par rapport au niveau maximal dans la direction de l'interlocuteur. Cependant, les niveaux de directivité y sont tout de même relevés dans le tableau récapitulatif. La valeur de l'atténuation obtenue est une valeur inférieure à celle obtenue lors de la présentation de l'état de l'art des travaux. En effet, la définition de l'atténuation n'est plus la même. Elle est définie cette fois comme étant non plus la différence de niveaux entre le niveau maximal du rayonnement dans la direction de l'interlocuteur et le niveau maximal dans la direction du brouilleur sur un secteur de 120°, mais la différence de niveaux entre le niveau minimal sur un secteur de 120° dans la direction de l'interlocuteur, et le niveau maximal sur un secteur de 120° dans la direction du brouilleur comme l'illustre l'équation (2.5). On remarque qu'avec l'utilisation de l'outil, les diagrammes sont les mêmes que ceux obtenus avec HFSS. De plus, l'information de la valeur de la directivité est également disponible (Figure 2-12 (d)).

$$Att_{SEC} = \min(L_{SEC}^I) - \max(L_{SEC}^B) \text{ (dB)} \quad (2.5)$$

avec :

$Att_{SEC}$  l'atténuation sur le secteur  $SEC$  (dB)

$L_{SEC}^I$  le niveau de rayonnement (gain ou directivité) dans la direction de l'interlocuteur sur le secteur  $SEC$  (dB)

$L_{SEC}^B$  le niveau de rayonnement (gain ou directivité) dans la direction du brouilleur sur le secteur  $SEC$  (dB)

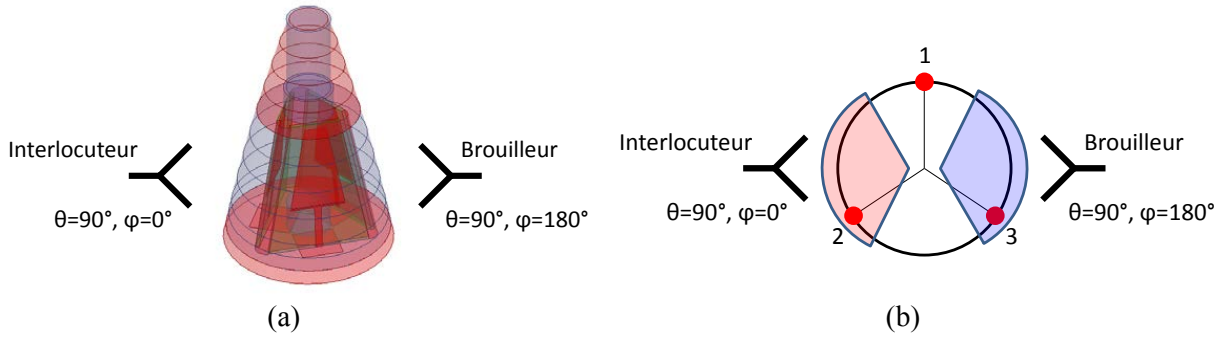


Figure 2-11 : (a) Positions de l'interlocuteur et du brouilleur et (b) séquence de commutation entre les états de phase des éléments de la pointe.

Tableau 2-3 : Configuration du réseau phasé en fonction de la position en roulis en considérant deux états par antenne.

Plage angulaire	Configuration : $\alpha_1 ; \alpha_2 ; \alpha_3$ (deg)
$[0 ; 60]^\circ$	114 ; 0 ; 0
$[60 ; 180]^\circ$	0 ; 114 ; 0
$[180 ; 300]^\circ$	0 ; 0 ; 114
$[300 ; 360]^\circ$	114 ; 0 ; 0

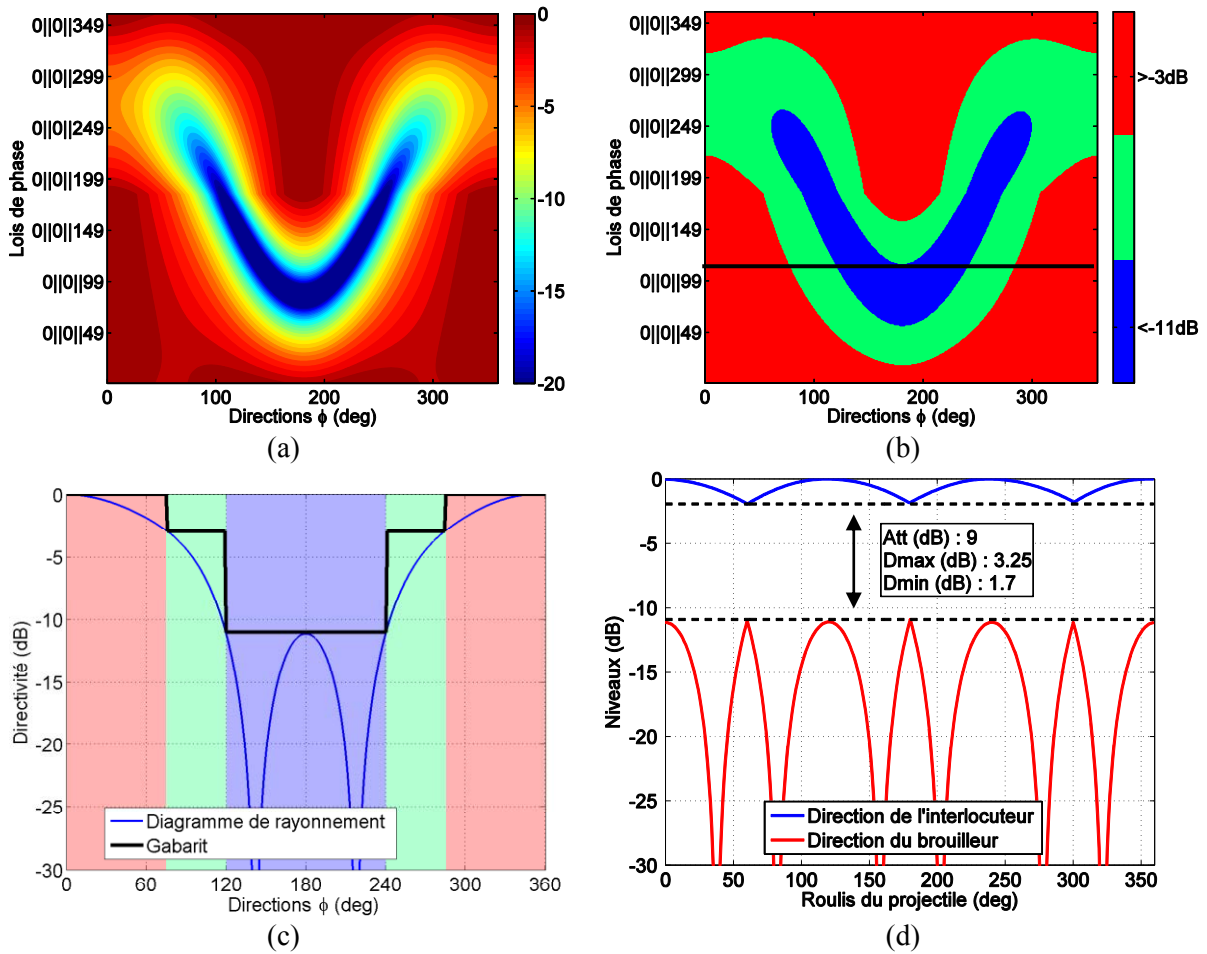


Figure 2-12 : Impact d'un déphasage sur un élément du réseau de 3 éléments dans le plan  $\theta = 90$  (a) sans et (b) avec la délimitation des 3 zones d'intérêts et un niveau de -11dB pour la zone bleue. (c) Diagramme de rayonnement du réseau de 3 éléments en appliquant un déphasage de  $114^\circ$ . (d) Niveaux de rayonnement dans deux directions opposées en commutant le déphasage de  $114^\circ$  tous les  $120^\circ$  de la position en roulis du projectile.

Dans le cas où la valeur du niveau de rayonnement maximal de la zone bleue est trop ambitieuse, le secteur atténué le plus large obtenu avec un état de phase ne suffirait pas. On peut voir un exemple sur la Figure 2-13 (a). C'est une cartographie dont le niveau de rayonnement maximal de la zone bleue a été fixée à -20dB. Il n'y a pas de loi de phase qui permette d'obtenir un secteur atténué assez large pour maintenir l'atténuation sur une période de roulis. Cependant, comme on l'a vu dans le Chapitre 1, l'avantage du réseau phasé est sa possibilité de changer d'état à chaque position en roulis du projectile. En augmentant le nombre de commutations de phase, on réduit le secteur à prendre en compte pour le calcul de l'atténuation. La cartographie de la Figure 2-13 (a) peut donc être également utilisée pour le deuxième cas qui avait été étudié, c'est-à-dire 4 états de phase par antenne. Il n'y a pas d'augmentation de la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur puisque toutes les antennes sont actives et l'introduction d'un déphasage agit uniquement sur le niveau d'atténuation, et donc le lobe principal ne change pas de direction. Dans ce cas, on remarquera plutôt une diminution de la directivité minimale (1.7dB pour 2 états de phase, contre 0.8dB pour 4 états de phase).

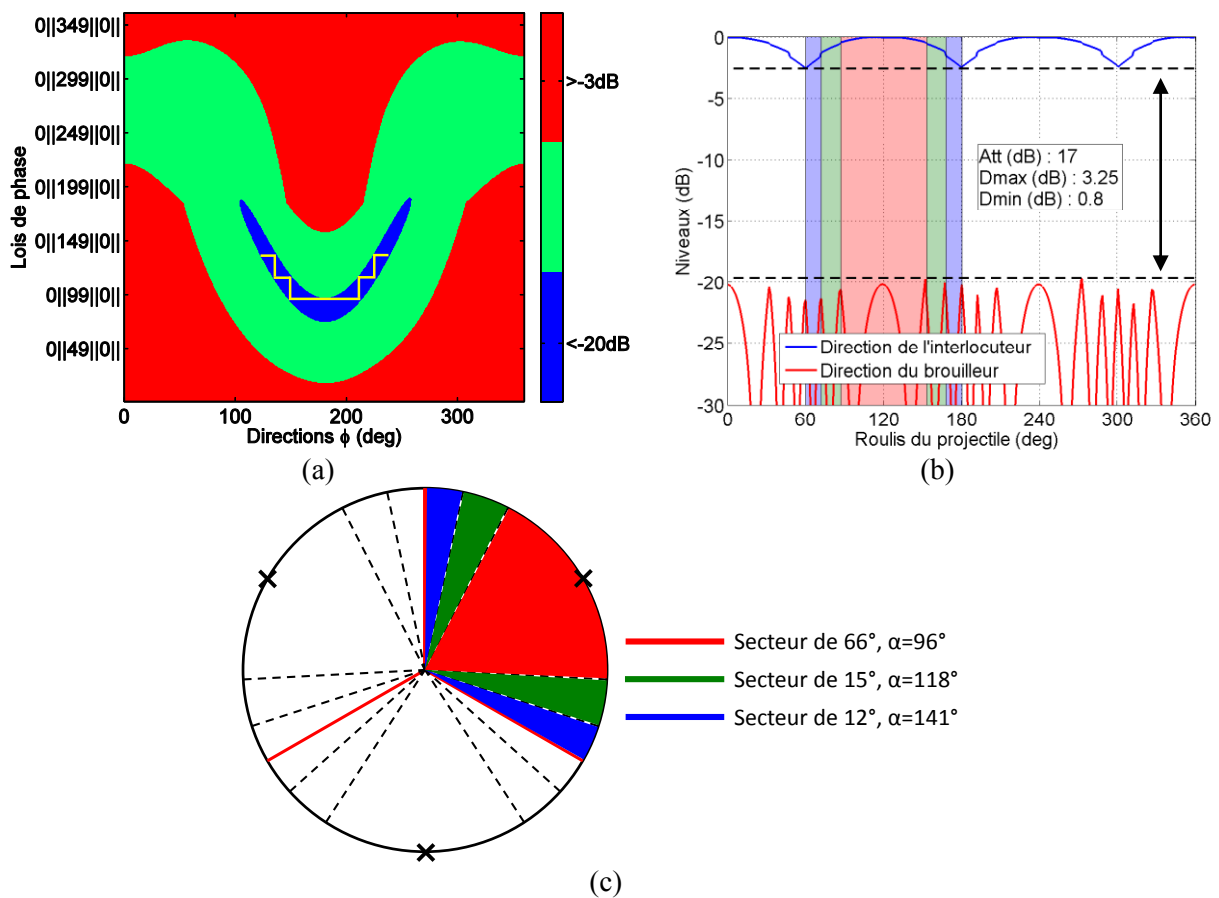


Figure 2-13 : (a) Cartographie dans le plan  $\theta = 90$  avec un niveau maximal de -20dB pour la zone bleue. (b) Représentation du niveau de rayonnement dans deux directions sur une période de roulis. (c) Division du secteur de 120° (centré sur un élément) en sous-secteurs de plus petites largeurs.

En prenant en compte 4 états de phase par antenne, on peut diviser le secteur principal imposé par un élément (qui est de 120°) en sous-secteurs, pas forcément de mêmes largeurs. Par exemple, si on reprend la cartographie de la Figure 2-13 (a), on voit que 4 états de phase suffisent à rester dans la zone bleue (ligne jaune). On obtient alors le découpage du secteur de 120° décrit sur la Figure 2-13 (c). En commutant les différents déphasages, et en suivant la séquence du Tableau 2-4, on peut atteindre une atténuation de 17dB sur une période de roulis, ce qui représente une réduction de 98% de la valeur minimale du rayonnement dans la direction de l'interlocuteur. Sur la Figure 2-13 (b), le



même schéma de couleur de la Figure 2-13 (c) a été utilisé. On peut voir les diagrammes qui sont utilisés pour chaque secteur et donc pour chaque loi de phase.

La limite de cette méthode est non seulement fixée par le nombre de phase que l'on peut utiliser, mais également par la structure elle-même. En augmentant la limite (en dB) de la zone bleue des cartographies, son ouverture peut être inférieure à 120° et donc elle serait insuffisante pour assurer le niveau d'atténuation voulue sur une période de roulis.

**Tableau 2-4 : Configurations des lois de phase en fonction de la position en roulis pour le réseau phasé à quatre états de phase par élément rayonnant.**

<b>Plage angulaire</b>	<b>Configuration : <math>\alpha_1 ; \alpha_2 ; \alpha_3</math> (deg)</b>
[0 ; 30]°	96 ; 0 ; 0
[30 ; 45]°	118 ; 0 ; 0
[45 ; 60]°	141 ; 0 ; 0
[60 ; 75]°	0 ; 141 ; 0
[75 ; 90]°	0 ; 118 ; 0
[90 ; 150]°	0 ; 96 ; 0
[150 ; 165]°	0 ; 118 ; 0
[165 ; 180]°	0 ; 141 ; 0
[180 ; 195]°	0 ; 0 ; 141
[195 ; 210]°	0 ; 0 ; 118
[210 ; 270]°	0 ; 0 ; 96
[270 ; 285]°	0 ; 0 ; 118
[285 ; 300]°	0 ; 0 ; 141
[300 ; 315]°	141 ; 0 ; 0
[315 ; 330]°	118 ; 0 ; 0
[330 ; 360]°	96 ; 0 ; 0

### 2.3.2.2.3 Exemple du réseau cylindrique

Pour revenir au cas du réseau cylindrique, le même déphasage est appliqué sur deux éléments superposés du réseau (ceux dans la direction  $\varphi = 180^\circ$ ). On peut voir sur la cartographie de la Figure 2-14 (a) l'impact d'un déphasage sur le rayonnement du réseau et les lois qui permettent de former des trous dans certaines directions. Le diagramme de rayonnement de la Figure 2-14 (b) est extrait de la cartographie, et représente le rayonnement du réseau en ayant introduit un retard de phase de 180° sur le réseau de 2 éléments qui se trouve dans la direction  $\varphi = 180^\circ$ . On s'aperçoit que contrairement au cas ci-dessus, aucune loi ne permet d'obtenir une atténuation sur un secteur de 90° (imposé par l'emplacement de chaque sous-réseau tous les 90°). De plus, la largeur des secteurs rouges n'est pas assez importantes pour maintenir une directivité supérieure à -3dB dans la direction d'intérêt.

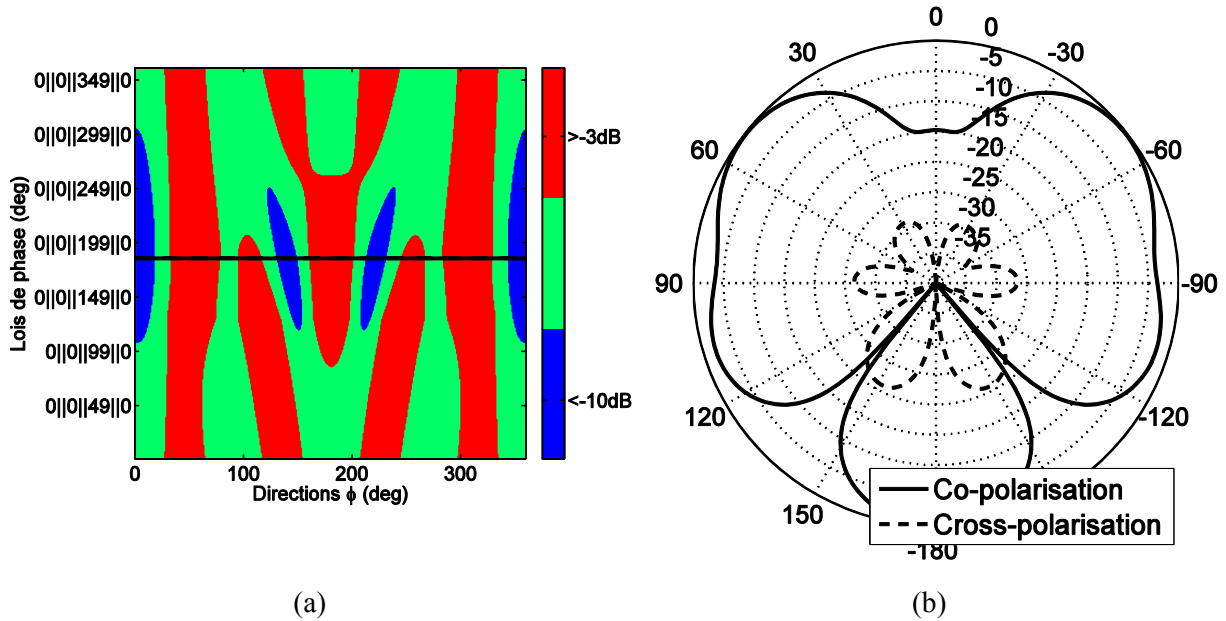


Figure 2-14 : (a) Cartographie générée en introduisant une série de déphasages sur deux éléments superposés dans la direction  $\phi = 180$  et (b) diagramme de rayonnement du réseau cylindrique avec un déphasage de  $180^\circ$  sur les deux éléments précédemment cités.

### 2.3.2.3 Optimisation de lois de phase

L'outil permet également de faire de l'optimisation de lois de phase. Les objectifs sont soit d'orienter le lobe d'un sous-réseau dans une direction désirée, soit de créer une atténuation maximale entre deux secteurs. De plus, plusieurs algorithmes sont disponibles. Un algorithme basé sur la méthode de points intérieurs (configuration par défaut, valeurs optimisées avec la précision du calculateur) permettra dans un premier temps d'avoir rapidement des résultats et un algorithme génétique (configuration par défaut, avec conditions d'arrêt également par défaut) résoudra un problème en utilisant des valeurs prédéfinies pour son optimisation (pour tenir compte de la résolution des déphaseurs typiquement). Dans ce cas, on peut prévoir l'utilisation de déphaseurs numériques (introduisant un certain pas entre les phases selon sa résolution) mais également intégrer des résultats de mesures dans l'optimisation. Ainsi, l'optimisation est basée sur les déphasages mesurés et donc disponibles en sortie d'un système réel. Dans cette section, uniquement des résultats obtenus avec un algorithme basé sur la méthode du gradient seront exposés.

Les diagrammes de la Figure 2-15 (a) ont été obtenus en optimisant le déphasage entre deux éléments d'un même sous-réseau de manière à ce que le maximum du rayonnement se trouve dans les directions  $\theta = 70$  et  $\theta = 110$ . L'outil recherche à minimiser la fonction ayant pour résultat le module de la différence de niveau entre le niveau maximal que peut atteindre le diagramme, et le niveau dans la direction défini par l'utilisateur (dans laquelle le lobe principal doit être maximal). Sur la Figure 2-15 (b) est représenté un diagramme du réseau complet, avec une loi de phase permettant de former un nul dans la direction  $\phi = 180$ . Enfin, le dernier diagramme de la Figure 2-15 a été obtenu en optimisant les phases de manière à ce que le rayonnement soit minimal dans la direction  $\phi = 180$  sur un secteur de  $30^\circ$ . L'optimisation des phases pour obtenir la plus grande atténuation entre deux secteurs sera très utilisée pour le réseau phasé, lorsqu'il s'agira de maintenir cette atténuation sur une période de roulis du projectile. Dans ce cas, l'optimisation est faite pour minimiser la fonction de coût qui a pour résultat la différence entre le niveau minimal dans la direction principale sur un secteur de  $30^\circ$ , et le niveau maximal dans la direction opposée (par défaut) sur la même largeur de secteur.

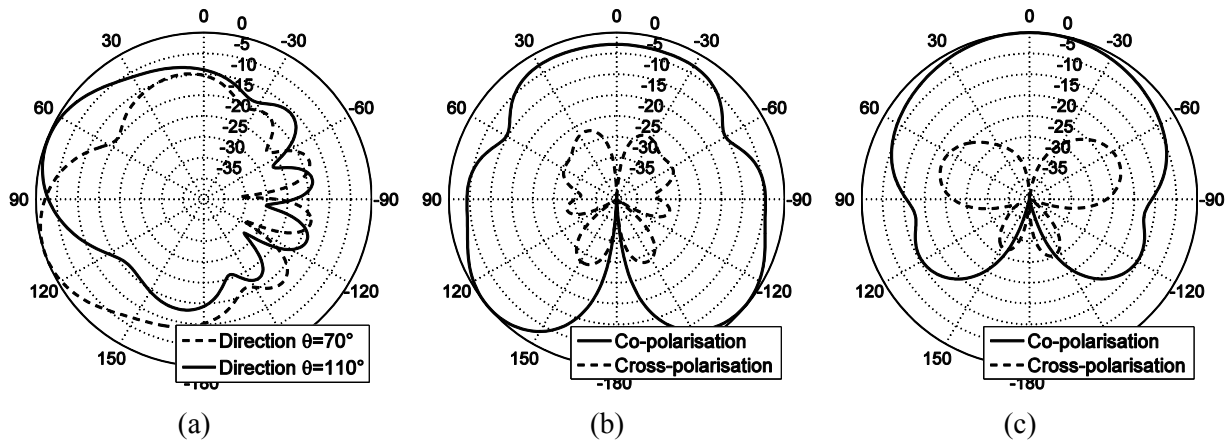


Figure 2-15 : (a) Diagramme de rayonnement d'un sous-réseau dans le plan  $\varphi = 0$  optimisé pour orienter le lobe principal dans la direction  $\theta = 70$  puis dans la direction  $\theta = 110$  . (b) Diagramme optimisé pour présenter un nul dans la direction  $\varphi = 180$  dans le plan  $\theta = 90$  puis (c) un diagramme optimisé pour réduire le rayonnement dans la direction  $\varphi = 180$  sur un secteur de  $30^\circ$  dans le plan  $\theta = 90$  .

### 2.3.2.4 Conclusions

Cet outil présente donc 3 fonctions principales. La première est la génération de cartographies. Dans ce mode, l'utilisateur doit définir une atténuation minimale, le secteur à prendre en compte ainsi que les éléments sur lesquels les déphasages seront appliqués (séparés d'un pas également défini par l'utilisateur). Une fois la cartographie générée, les diagrammes de rayonnement (polarisation principale et polarisation croisée) sont disponibles et peuvent être affichés en fonction de la position du curseur sur la cartographie. La deuxième fonction permet de faire de l'optimisation sur les phases à appliquer pour que le diagramme de rayonnement présente un niveau maximal dans une certaine direction (à définir), ou qu'il présente une atténuation maximale entre deux directions (à définir) ou entre deux secteurs d'une largeur définie par l'utilisateur (direction centrale et largeur du secteur à définir). Le choix de l'algorithme est libre. On privilégiera un algorithme génétique pour une optimisation sur des valeurs prédéfinies (résolution de déphaseurs, résultats de mesure, ...). Dans cette étude, l'optimisation est uniquement basée sur les phases mais peut être facilement étendue aux pondérations en amplitude sur les éléments concernés. Les deux fonctions de coût sont utilisées soit pour orienter le lobe dans une direction désirée, soit pour que le diagramme de rayonnement présente un nul (secteur de  $1^\circ$ ) dans une direction, ou sur un secteur. Enfin, la dernière fonction permet de reconstruire le diagramme de rayonnement d'un réseau, partant de chaque diagramme élémentaire environné de chaque élément composant le réseau pondéré librement (en amplitude et en phase).

### 2.3.3 Polarisation circulaire sur une structure conique

La prise en compte de la polarisation circulaire a également été étudiée en simulation. L'utilisation de 2 points d'accès, plus facile à mettre en œuvre, a été choisie pour créer cette polarisation. Pour un patch classique, sur une structure planaire, cette méthode consiste à exciter deux modes orthogonaux en quadrature de phase. Cet aspect est illustré sur la Figure 2-16 (a) sur laquelle on peut voir la position des deux sondes. Afin de déterminer si la polarisation circulaire est satisfaisante ou non, le rapport axial, noté  $AR$ , qui sera exprimé ici en dB, doit être inférieur à 3dB. Pour alléger et faciliter l'étude, nous allons considérer uniquement le plan  $\varphi = 0^\circ$ .

En relevant à partir des simulations les polarisations circulaire droite et gauche en considérant un premier port actif, puis le second, l'outil Matlab présenté dans la section 2.3.2 permet d'observer l'impact du déphasage (qui sera introduit sur le port 2) sur le rapport axial qui est calculé par la formule suivante

$$AR = \frac{|E_{RHCP}| + |E_{LHCP}|}{|E_{RHCP}| - |E_{LHCP}|} \quad (2.6)$$

avec  $E_{RHCP}$  la polarisation circulaire droite et  $E_{LHCP}$  la polarisation circulaire gauche. En faisant varier le déphasage  $\alpha$  entre les ports, les cartographies de la Figure 2-16 (b) et de la Figure 2-16 (c) sont générées (la deuxième n'utilisant que quatre niveaux de couleurs pour les niveaux situés entre 0, 1, 2 et 3 dB et supérieurs à 3dB). On peut ainsi déterminer quel est le déphasage approprié pour réaliser la meilleure polarisation circulaire. En effet, cette polarisation n'est uniquement valable sur un secteur angulaire comme on peut l'observer sur cette représentation. Finalement on peut voir qu'un déphasage de 100° permet d'obtenir un rapport axial inférieur à 3dB sur un secteur principal large de 189°. Mais un déphasage de 90°, même si la polarisation circulaire est valable sur un plus petit secteur (133°), permet de réaliser une polarisation circulaire de meilleure qualité, notamment dans la direction  $\theta = 0^\circ$  (axe orthogonal au patch), comme on peut le voir sur la Figure 2-16 (d).

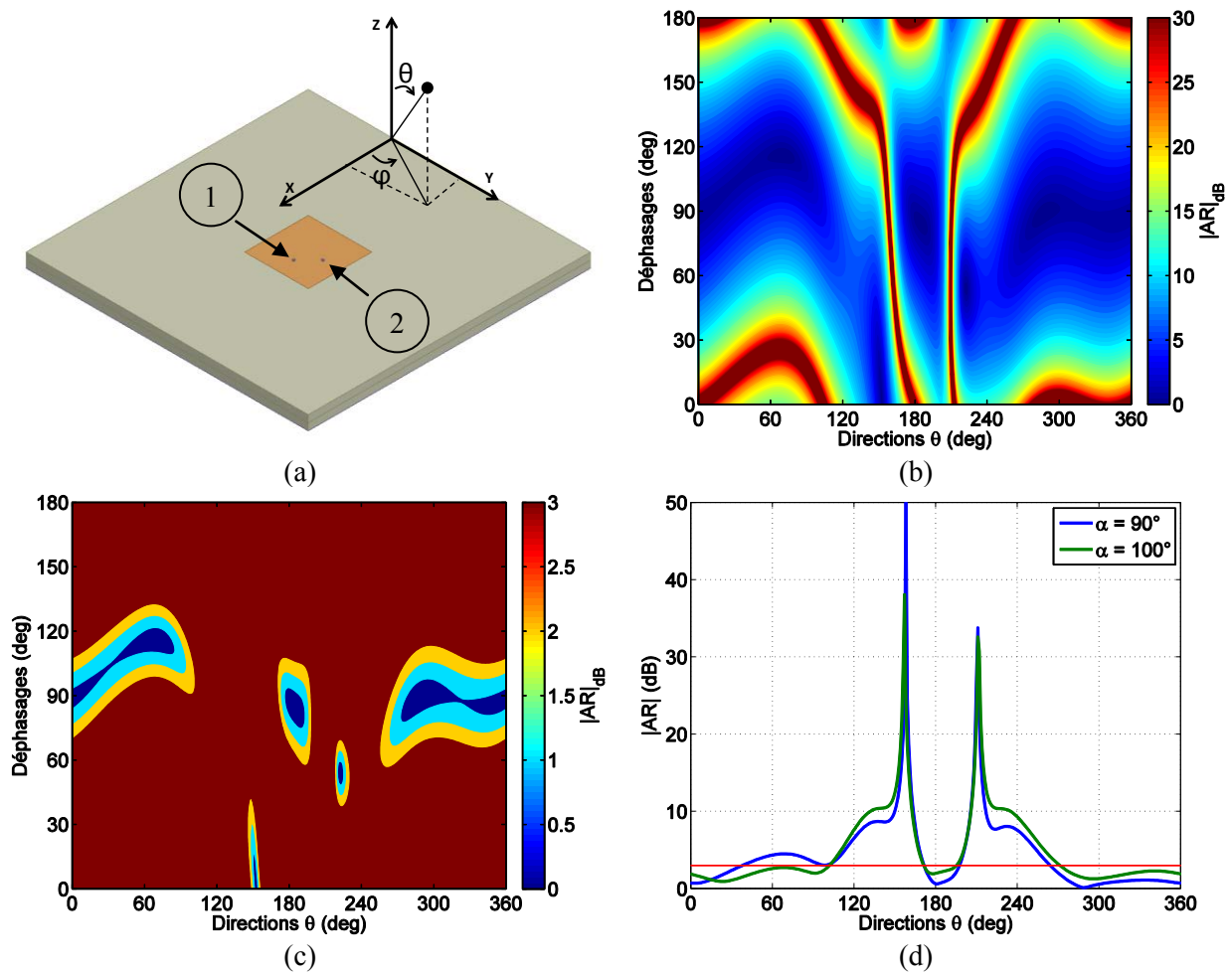


Figure 2-16 : (a) Antenne patch classique à deux ports d'excitation. Module du rapport axial (dB) dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (b) avec des niveaux de couleurs très importants puis (c) avec 4 niveaux de couleurs (0 à 3 dB) pour 180 déphasages et (d) pour des déphasages de 90° et 100°.

La même démarche est utilisée pour l'étude sur une structure conique. Nous considérons le réseau constitué de 12 éléments rayonnants. La différence majeure que l'on peut relever avec les structures présentées jusque maintenant est la dimension des patches. En effet, nous n'avons plus la possibilité de réduire la taille des éléments en fonction de leur appartenance à chaque anneau. Le fait de devoir exciter un mode orthogonal nécessite un élargissement des éléments qui étaient plus étroits pour une polarisation linéaire verticale. Après optimisation des dimensions des patches et de la position des câbles coaxiaux définie sur la Figure 2-17 pour réaliser une bonne adaptation à la fréquence de 5.2GHz, on s'aperçoit sur la Figure 2-17 (b) que les éléments de l'anneau du haut sont vraiment très proches les uns des autres. Le fait de mettre en place une polarisation circulaire réduit donc le nombre de structures possibles car il n'est pas envisageable d'ajouter un élément supplémentaire sur cet anneau. Les positions des points d'alimentations excitant le mode vertical sont définies par les grandeurs  $AlimZ_1$ ,  $AlimZ_2$ , et  $AlimZ_3$  pour les patches du bas, du milieu et du haut respectivement, puis les points d'alimentations excitant le mode orthogonal sont repérés par les angles  $AlimY_1$ ,  $AlimY_2$ , et  $AlimY_3$  définis sur la Figure 2-17 (b). En reprenant la nomenclature de la Figure 2-2 de la section 2.1, les dimensions d'un élément de chaque anneau sont reportées dans le Tableau 2-5.

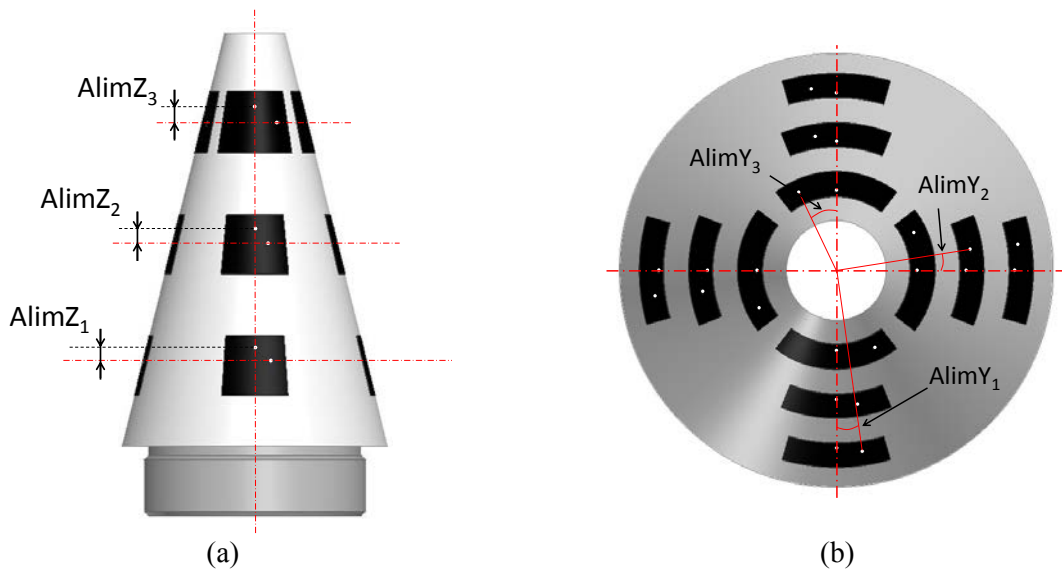


Figure 2-17 : (a) Définition de la position des câbles coaxiaux et (b) vue de dessus de la pointe de 12 éléments à polarisation circulaire.

Tableau 2-5 : Dimensions des éléments des anneaux (a) du bas, (b) du milieu, et (c) du haut.

$Wp_1^{bas}$	16.2mm	$Wp_2^{bas}$	15.7mm	$Wp_3^{bas}$	18.3mm
$Wp_1^{haut}$	12.1mm	$Wp_2^{haut}$	13.2mm	$Wp_3^{haut}$	13.6mm
$Lp_1$	14mm	$Lp_2$	14mm	$Lp_3$	14.7
$AlimZ_1$	3.9mm	$AlimZ_2$	3.7mm	$AlimZ_3$	3.8mm
$AlimY_1$	7.7°	$AlimY_2$	9°	$AlimY_3$	26°

Les coefficients de réflexion (des deux accès de chaque patch) d'un des éléments des anneaux du bas, du milieu et du haut sont représentés sur la Figure 2-18 et montrent des patches bien adaptés, avec une bande passante à -10dB (limitée par la plus étroite des deux accès de chaque élément) respective de 310, 220, et 430 MHz pour les anneaux du bas, du milieu et du haut. Dans ce cas, le port 1 de chaque élément est celui qui excite le mode vertical au patch (en se référant à la Figure 2-17 (a)) et le port 2 est celui qui excite le mode horizontal au patch. Il est intéressant de voir ici que la bande-

passante globale du sous-réseau n'est plus limitée par les éléments du haut qui sont à présent les plus larges du réseau. Le couplage le plus important au sein des 3 éléments est atteint pour l'élément du bas, et reste inférieur à -10dB sur la bande passante (-12dB @ 5.2GHz).

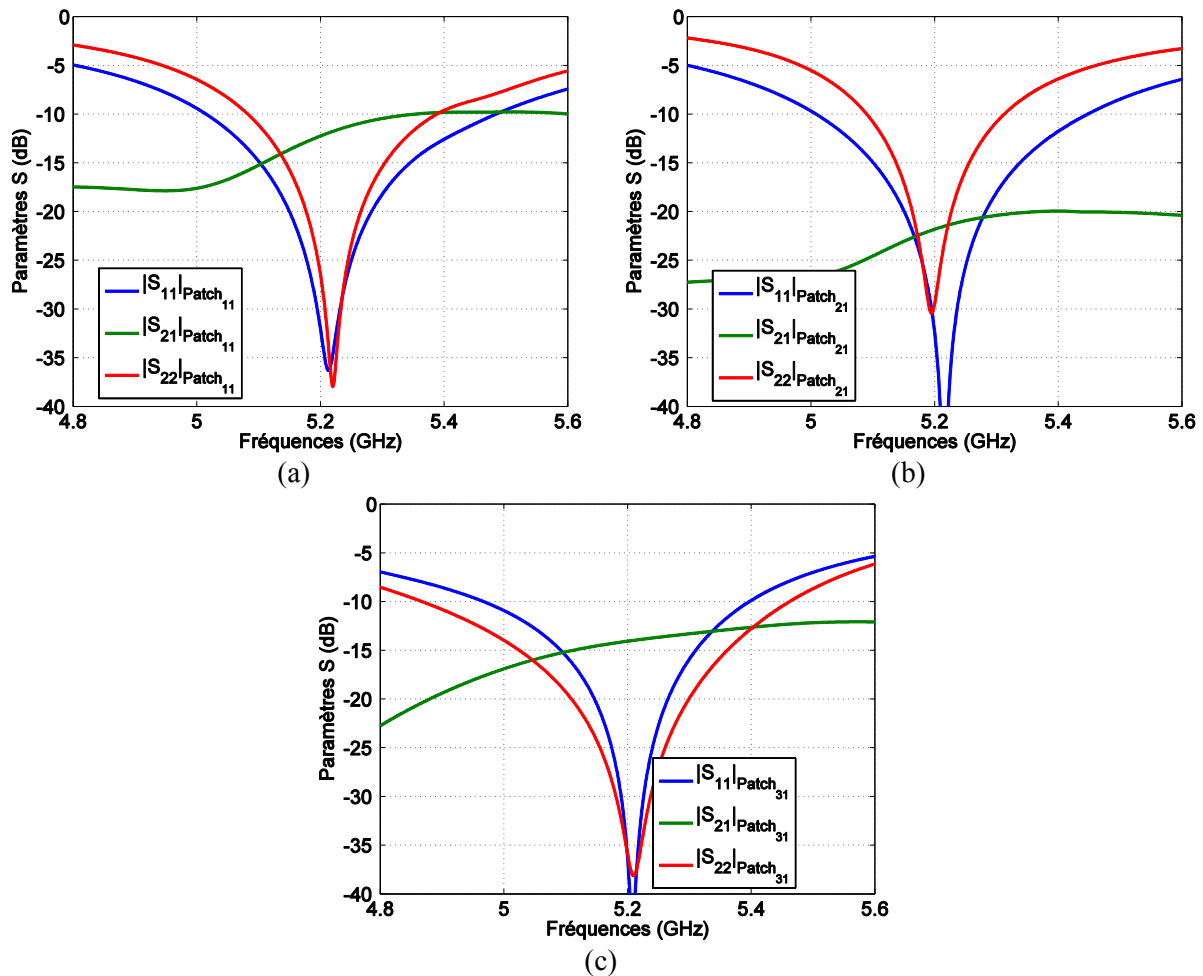


Figure 2-18 : Adaptations et couplages au niveau des deux accès d'un des éléments des anneaux (a) du bas, (b) du milieu, et (c) du haut.

Les autres couplages intervenant dans cette étude sont ceux présents entre les éléments d'un sous-réseau, représentés sur la Figure 2-19 (a), et ceux entre deux éléments consécutifs d'un même anneau, représentés sur la Figure 2-19 (b). Pour ces couplages, les accès du premier patch considéré sont notés 1 et  $1_Q$  (pour le port qui excite le mode horizontal au patch), puis les accès du deuxième patch sont notés de la même manière 2 et  $2_Q$ . En ce qui concerne la première série de couplages évoquée, il n'y a pas de différences importantes avec les couplages relevés au sein d'un sous-réseau lorsque les patches ont une polarisation linéaire. On peut noter qu'ils sont inférieurs à -15dB sur la bande de simulation, et le plus important est relevé entre les deux ports de droites (pour le mode horizontal) des éléments des anneaux du bas et du milieu. Les couplages entre deux éléments d'un même anneau sont ceux attendus. L'anneau du bas et l'anneau du milieu, sur lesquels les patches sont plus espacés, présentent des couplages inférieurs à -20dB. En revanche, les couplages sur l'anneau du haut sont très importants compte tenu de la proximité de chaque élément par rapport à l'autre. Ils sont supérieurs à -15dB sur toute la bande passante, atteignant une valeur maximale de -9.5dB entre les deux ports sur lesquels un déphasage sera introduit afin d'obtenir une polarisation circulaire optimale.

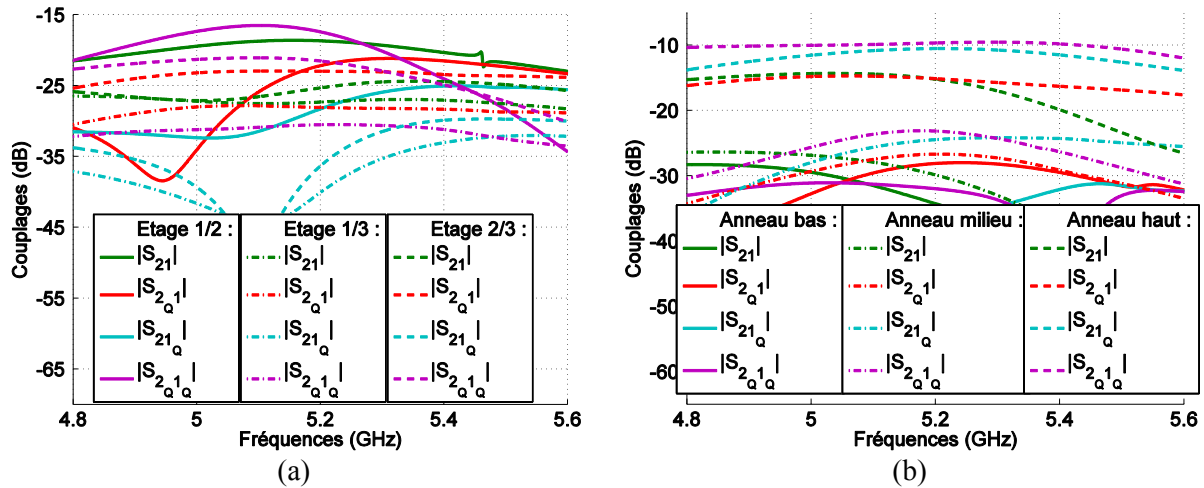
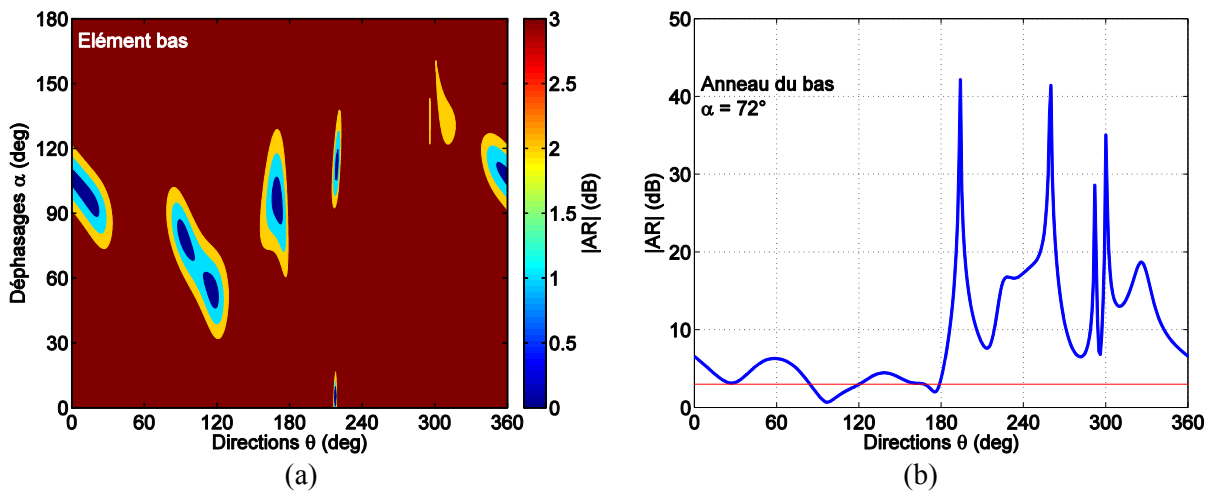


Figure 2-19 : Couplages (a) au sein d'un sous-réseau et (b) entre deux éléments consécutifs d'un même anneau.

Afin d'introduire le déphasage optimal qui permettra de réaliser une polarisation circulaire satisfaisante, l'impact de ce déphasage sur le rapport axial de chaque élément de chaque anneau est observé grâce aux cartographies exposées sur la Figure 2-20. A partir de ces résultats, le déphasage du port 2 est choisi de telle manière à ce que le secteur sur lequel le rapport axial est satisfaisant soit contenu dans le secteur défini par l'ouverture à mi-puissance de chaque diagramme et soit aussi le plus large possible. Cette ouverture à mi-puissance est relevée sur les diagrammes exposés sur la Figure 2-21, et les secteurs communs sont relevés dans le Tableau 2-6. Les rapports axiaux sont représentés sur les courbes de droite de la Figure 2-20. En raison de la géométrie des éléments rayonnants, il se trouve que le déphasage du port 2 de chaque patch n'est pas de  $90^\circ$  mais de  $72^\circ$  pour le patch du bas,  $81^\circ$  pour celui du milieu et enfin  $99^\circ$  pour celui du haut. Le port 2 de chaque élément n'étant pas à la même distance du centre du patch que le port 1 à cause de la courbure imposée aux patches, les déphasages sont différents par rapport au cas planaire. De plus, on peut voir dans le Tableau 2-5 que plus l'élément est haut (selon son appartenance aux différents anneaux) et plus le port 2 s'éloigne du centre du patch. On retrouve cette évolution sur les phases nécessaires pour obtenir une polarisation circulaire satisfaisante sur les différents secteurs résumés dans le Tableau 2-6. Cette différence de phase (par rapport à  $90^\circ$ ) compense la différence de position des deux ports par rapport au centre du patch.





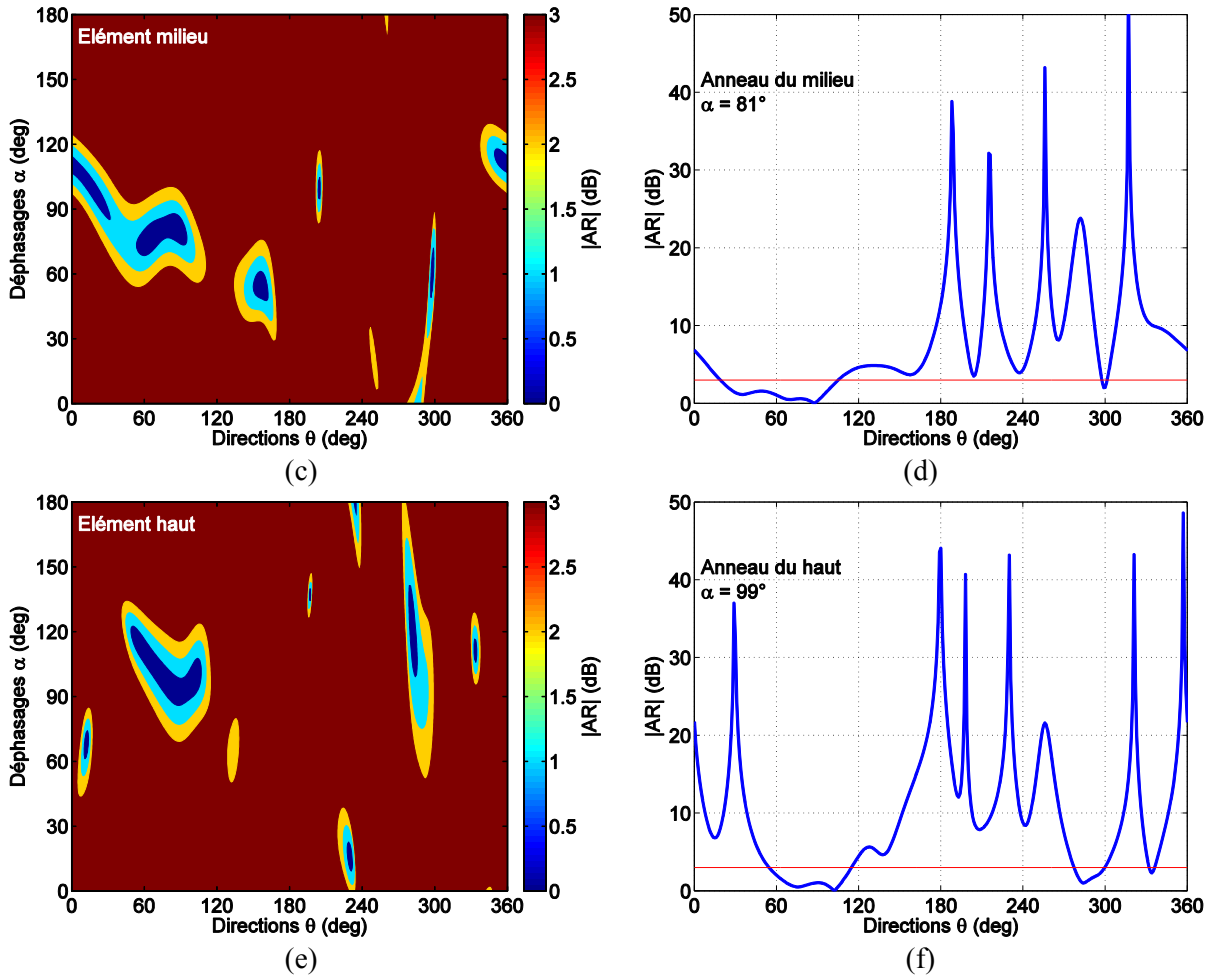
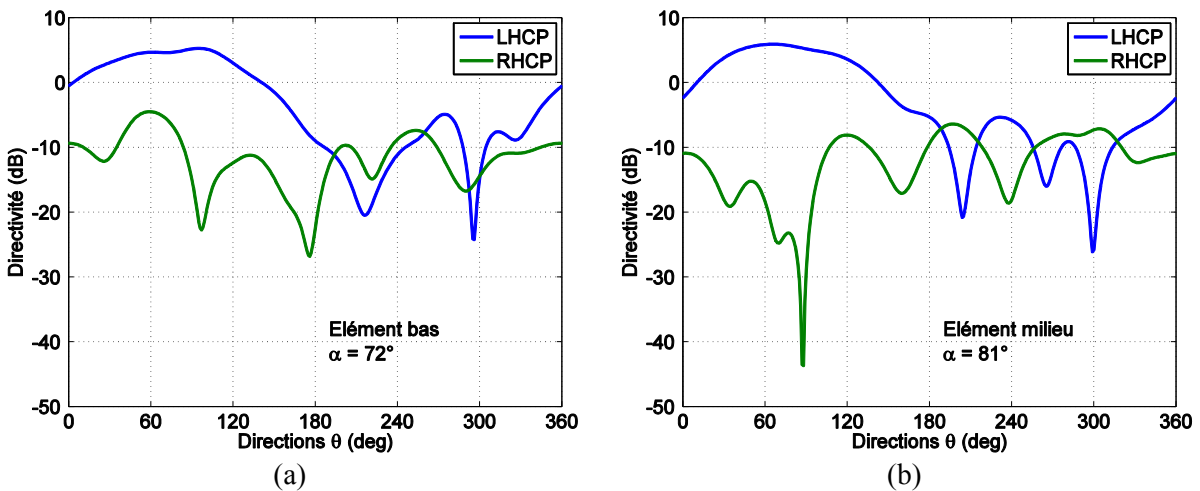


Figure 2-20 : Impact d'un déphasage sur le rapport axial et rapport axial optimal dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  d'un élément de l'anneau (a, b) du bas, (c, d) du milieu, et (e, f) du haut.

Tableau 2-6 : Secteurs définies par un rapport axial satisfaisant et par l'ouverture à mi-puissance des 3 éléments.

	Secteur $ AR  < 3dB$ (deg)	HPBW (deg)	Largeur commune
Elément bas	[85 ; 120]	[22 ; 126]	35°
Elément milieu	[20 ; 104]	[25 ; 125]	79°
Elément haut	[55 ; 114]	[49 ; 121]	95°





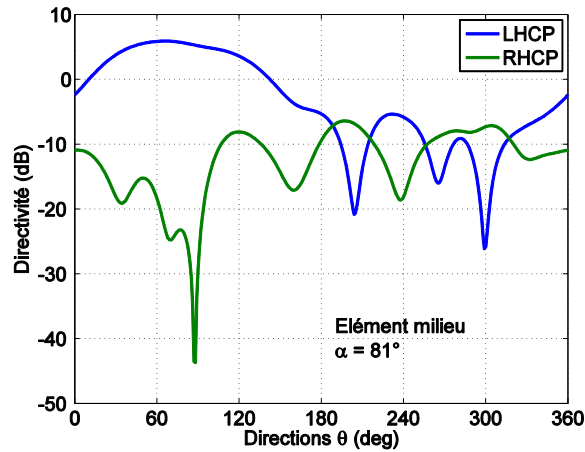


Figure 2-21 :Polarisation circulaire gauche (LHCP) et polarisation circulaire droite (RHCP) d'un élément des anneaux (a) du bas, (b) du milieu, et (c) du haut.

Enfin, la polarisation circulaire est réalisée au sein du sous-réseau en introduisant sur chacun des ports 2 des 3 éléments les 3 déphasages ( $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  et  $\alpha_3$  pour les patch du bas, du milieu et du haut) obtenus ci-dessus par rapport au port 1. Le rapport axial représenté sur la Figure 2-22 (a) présente un minimum de 0.8dB dans la direction  $\theta = 89^\circ$ , et est inférieur à 3dB sur un secteur large de  $58^\circ$  (de  $59^\circ$  à  $117^\circ$ ). La polarisation circulaire gauche, représentée sur la Figure 2-22 (b), présente une valeur maximale de 9.4dB dans la direction  $\theta = 77^\circ$ , et son ouverture à mi-puissance est large de  $33^\circ$  (de  $60^\circ$  à  $93^\circ$ ). En considérant l'ouverture du lobe principal et la largeur du secteur sur lequel le rapport axial est satisfaisant pour définir une bonne polarisation circulaire, on obtient un secteur aussi large que l'ouverture du lobe, celui-ci étant contenu dans le secteur sur lequel le rapport axial est satisfaisant. Dans un deuxième temps, un incrément de phase de  $50^\circ$  est mis en place au sein du sous-réseau afin de dépointer le lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ . Le rapport axial correspondant est représenté sur la Figure 2-22 (c) et le diagramme de rayonnement sur la Figure 2-22 (d). Le rapport axial est inférieur à 3dB sur un secteur s'étendant de  $53^\circ$  à  $130^\circ$  ce qui représente une largeur de  $77^\circ$ . Le diagramme de rayonnement présente un lobe principal dirigé dans la direction  $\theta = 90^\circ$ , avec un maximum de 9.2dB et une largeur à mi-puissance de  $34^\circ$  ( $74^\circ$  à  $108^\circ$ ). La polarisation circulaire est donc à nouveau assurée sur toute l'ouverture du lobe principal avec cette fois le lobe principal dépointé.

Cette étude a permis de mettre en évidence qu'il est possible de générer une polarisation circulaire en utilisant des éléments imprimés sur une surface conique. A cause de leur conformité, le déphasage du deuxième port nécessaire pour réaliser une polarisation circulaire optimale est légèrement différent du déphasage de  $90^\circ$  nécessaire pour une antenne imprimée planaire. Les largeurs de rapports axiaux satisfaisants obtenues pour les 3 éléments individuels puis pour le sous-réseau sont inférieures à celle obtenue pour un patch classique, mais ce rapport reste satisfaisant sur la totalité de l'ouverture du lobe ( $33^\circ$ ), même avec un dépointage de celui-ci ( $34^\circ$ ).

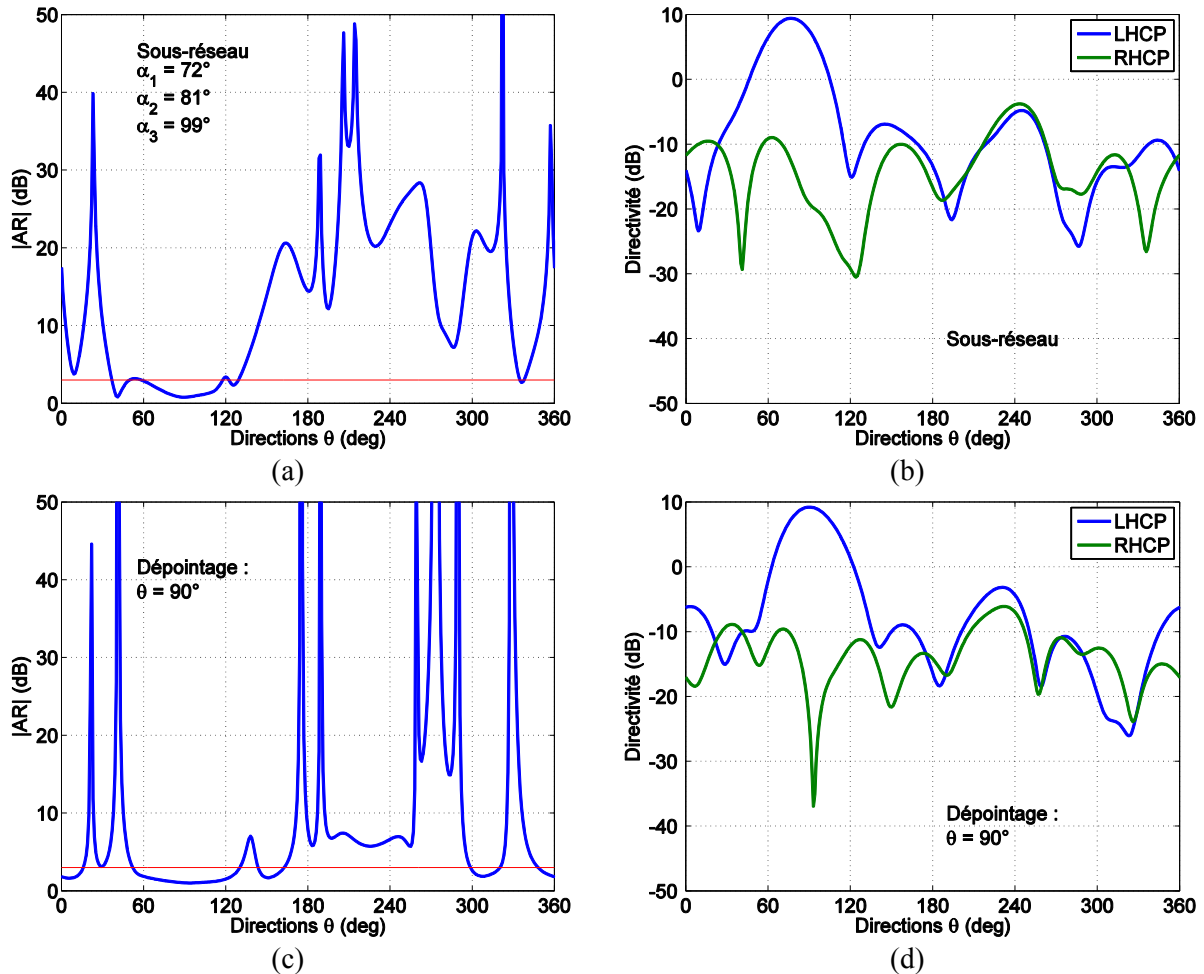


Figure 2-22 : (a) Rapport axial du sous-réseau dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . (b) Polarisation circulaire gauche et droite du sous-réseau dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . (c) Rapport axial et (d) diagramme de rayonnement avec dépointage du lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ .

## 2.4 Reconfiguration du réseau

La reconfiguration du réseau se fait selon deux plans. D'une part en fonction de la position en roulis du projectile, et d'autre part en fonction de sa position le long de sa trajectoire. Plusieurs moyens ont été pris en compte et vont être décrits par la suite. Le plus souvent, la reconfiguration en fonction du roulis se fait par rapport à la structure étudiée. Chaque structure présentant plus ou moins de sous-réseaux, les secteurs à prendre en compte sont différents d'un cas à l'autre. La largeur de ces secteurs est résumée sur la Figure 2-23 qui récapitule les cas des réseaux composés de 9, 12, 15 et 18 éléments rayonnants (agencements classiques).

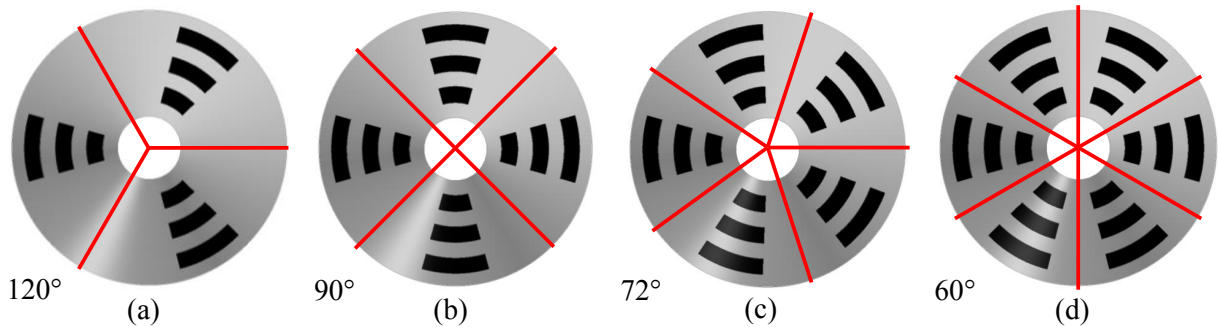


Figure 2-23 : Récapitulatif des secteurs initiaux pour les pointes à (a) 3 sous-réseaux, (b) 4 sous-réseaux, (c) 5 sous-réseaux et (d) 6 sous-réseaux.

## 2.4.1 Commutation de sous-réseaux

La première technique qui permet de privilégier une direction de rayonnement en fonction de la position en roulis du projectile est la commutation de sous-réseaux. Dans ce cas, un seul sous-réseau est actif à la fois. Un déphasage entre les éléments permet ensuite de dépointer le lobe principal de manière à le maintenir dans une direction fixe pendant le vol du projectile. Nous considérerons ici le réseau d'antennes conique composé de 12 éléments rayonnants répartis selon 4 sous-réseaux linéaires de 3 éléments.

### 2.4.1.1 Prise en compte du roulis du projectile

Nous considérons dans un premier temps la pointe entre deux récepteurs. Ces récepteurs se trouvent dans deux directions opposées, dans le plan  $\theta = 90^\circ$  comme on peut le voir sur la Figure 2-24 où l'un joue le rôle d'un interlocuteur et l'autre joue le rôle d'un brouilleur. La pointe de 12 éléments y est représentée de manière schématique vue de dessus, les sous-réseaux non excités sont représentés par des croix noires et celui excité est représenté par un rond rouge. On peut ainsi observer la séquence d'activation des sous-réseaux en fonction de la rotation du projectile. L'agencement étudié n'étant composé que de 4 sous-réseaux, nous devons considérer une commutation tous les  $90^\circ$ . C'est pour cette raison qu'il est important que le diagramme de rayonnement dans le plan  $\theta = 90^\circ$  ait une ouverture assez large pour ne pas avoir une diminution trop importante aux positions extrêmes. Et en plus d'avoir une large ouverture, il doit également présenter un rayonnement faible dans la direction opposée à la principale, toujours sur un secteur de  $90^\circ$ . Pour cette étude, une loi de phase initiale est considérée de manière à ce que le maximum du rayonnement se situe dans la direction  $\theta = 90^\circ$  comme on peut le voir sur la Figure 2-25 (a).

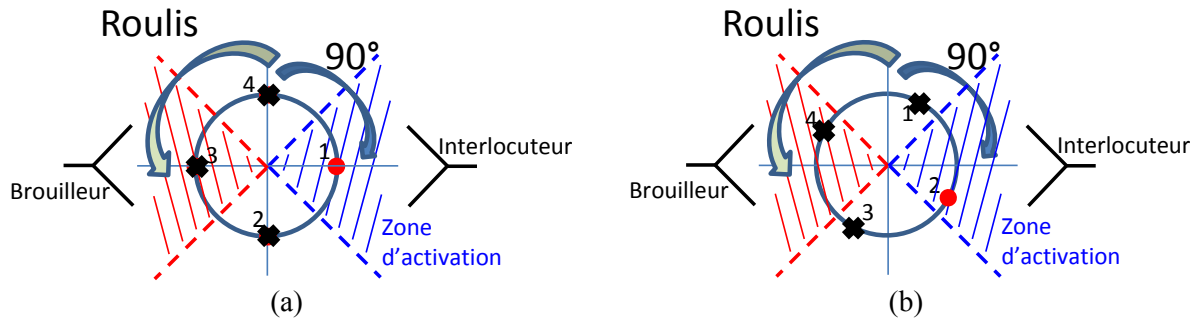


Figure 2-24 : Définition de la zone d'activation pour une pointe de 4 sous-réseaux et activation d'un sous-réseau pour (a) une position 1 et (b) une position 2.

Comme la pointe est considérée être placée entre les deux récepteurs, et afin de prévoir un dépointage dynamique pendant le vol du projectile, une loi de phase est optimisée afin d'orienter le lobe principal dans la direction de l'interlocuteur ( $\theta = 90^\circ$ ). Si on considère que le diagramme de rayonnement présente un lobe principal orienté initialement dans la direction  $\theta = 75^\circ$ , alors la loi de phase à mettre en place doit pouvoir introduire un déplacement de  $15^\circ$  pour que le maximum soit dans la direction de l'interlocuteur. Théoriquement, en utilisant la formule (1.8) du Chapitre 1, avec  $\theta_0 = 15^\circ$ , l'incrément de phase obtenu est  $\beta = 47^\circ$ . En utilisant l'outil Matlab avec l'algorithme basé sur la méthode des points intérieurs, la loi de phase n'est pas linéaire. En partant de l'élément de l'anneau du bas, les pondérations en phase optimisées sont les suivantes :  $0^\circ, 48.8^\circ, 87.1^\circ$ . Pour cette illustration, nous simplifions finalement la loi à appliquer par une loi linéaire à incrément de  $50^\circ$  pour obtenir les diagrammes de rayonnement en trait plein de la Figure 2-25.

Nous allons prendre en compte le diagramme de rayonnement dans le plan  $\theta = 90^\circ$  de la Figure 2-25 (b) en trait plein. C'est ce diagramme qui va être important pour la détermination de l'atténuation entre deux directions. Comme il y a une commutation de sous-réseaux tous les  $90^\circ$ , il faut considérer le minimum de rayonnement dans la direction de l'interlocuteur sur un secteur de  $90^\circ$ , et le maximum de rayonnement dans la direction opposée, toujours sur un secteur de  $90^\circ$ . C'est de cette manière que l'atténuation entre ces deux directions est définie. En se référant aux zones tracées sur la Figure 2-25 (b), ce type de diagramme peut présenter une atténuation de 25 dB sur une période de roulis. L'ouverture à mi-puissance étant de  $95^\circ$ , le niveau du diagramme de rayonnement normalisé sera supérieur à -3dB aux positions extrêmes (juste avant la prochaine commutation). Les 4 diagrammes de rayonnement de chaque sous-réseau sont ensuite utilisés pour tracer les niveaux de directivité en fonction du roulis du projectile (Figure 2-26). Sur ce tracé apparaît l'atténuation de 25dB relevée sur un seul diagramme, les niveaux minimal et maximal dans la direction principale et dans la direction opposée, et les variations de niveaux dans la direction de l'interlocuteur. Les instants de commutation entre les sous-réseaux y sont également bien visibles.

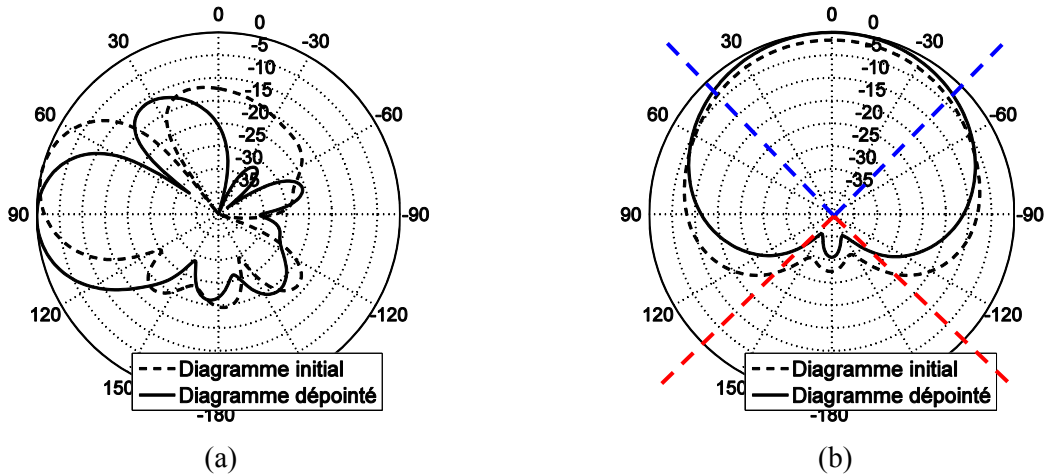


Figure 2-25 : Diagrammes de rayonnement d'un sous-réseau dans les plans (a)  $\varphi = 0$  et (b)  $\theta = 90^\circ$  sans déphasage et en considérant une loi de phase dépointant le lobe principal dans le plan orthogonal à la pointe.

La Figure 2-26 est obtenue uniquement pour le cas particulier où  $\theta = 90^\circ$ . Pour d'autres valeurs de  $\theta$ , une analyse similaire est faite dans la section suivante. En Annexe B sont exposées les figures correspondantes aux autres agencements classiques, toujours dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . Même si pour deux d'entre elles le secteur à prendre en compte est moins important, l'atténuation obtenue n'est pas nécessairement meilleure à cause d'un rayonnement arrière plus important. Un tableau regroupant toutes les performances (dont celles des autres agencements) est reporté dans l'Annexe C.

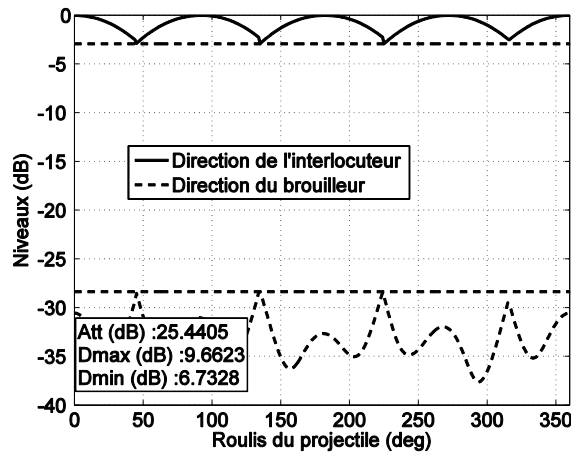


Figure 2-26 : Relevé des niveaux de rayonnement dans la direction de l'interlocuteur et celle du brouilleur sur une période de roulis du projectile en utilisant le diagramme de rayonnement dépointé dans le plan  $\theta = 90^\circ$ .

### 2.4.1.2 *Prise en compte du déplacement du projectile*

Comme dans le Chapitre 1, les niveaux de rayonnement doivent être relevés le long de la trajectoire du projectile. De la même manière, le projectile sera localisé par un angle  $\theta_p$  par rapport à l'un des récepteurs. La Figure 2-27 représente la position du projectile à deux instants différents. La trajectoire sera considérée linéaire, et la hauteur de l'axe de tir est la même que celle des récepteurs (la trajectoire du projectile est assimilée à une droite).

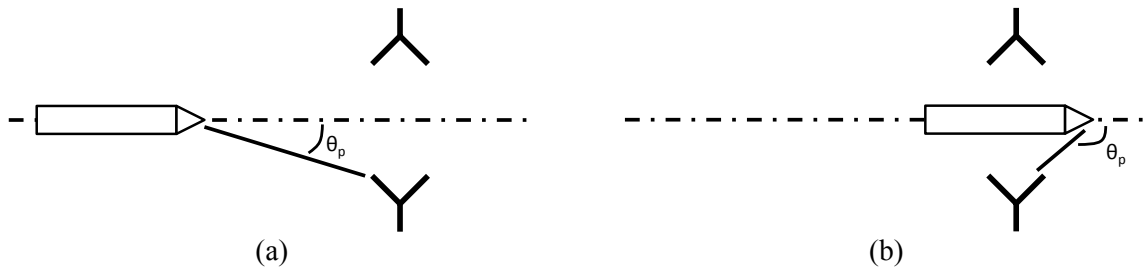


Figure 2-27 : Positionnement du projectile le long de l'axe de tir pour (a) une première et (b) une deuxième position.

La première approche consiste à commuter entre les sous-réseaux comme dans la section précédente. Dans ce cas le lobe sera toujours orienté dans une direction orthogonale à l'axe du projectile en utilisant la même loi de phase que dans la section précédente (pas de dépointage longitudinal) et on peut relever pour chaque position  $\theta_p$  du projectile les niveaux de rayonnement dans les deux directions opposées considérées. On peut considérer 3 critères. Le pire est celui dans lequel la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur est considéré. Dans ce cas, l'atténuation est calculée par rapport à la directivité maximale dans la direction du brouilleur. Le deuxième plus favorable prend en compte le maximum de directivité dans la direction de l'interlocuteur et le maximum de directivité dans la direction du brouilleur (cas qui avait été utilisé par le passé mais n'est pas retenu dans cette étude). Enfin, d'après l'estimation en roulis détaillée dans la section 1.3.3 du Chapitre 1, le troisième critère fait intervenir la position « réelle » du projectile. Les deux premiers critères font intervenir un minimum ou un maximum sur un secteur de  $90^\circ$  (largeur de secteur imposé par la structure divisée en 4 sous-réseaux) pour chaque position  $\theta_p$ . Dans ce dernier cas qui se rapproche plus de la réalité, la directivité dans les deux directions est relevée pour un  $\theta_p$  et une position en roulis  $\alpha$  donnée en considérant un projectile de 90mm tournant à la fréquence  $f_R$  de 500Hz. Les mêmes conditions de tir présentées dans la 1.3.3 du Chapitre 1 sont utilisées, c'est-à-dire une vitesse du projectile  $v$  de  $700\text{m.s}^{-1}$ , une distance  $D$  de 5m ente la ligne de tir et les récepteurs et enfin une distance canon/cible  $L$  de 400m. Si on note  $x$  la distance parcourue par le projectile au temps  $t$ , alors on obtient l'équation (2.7) qui permet de déterminer au final la position en roulis  $\beta$  du projectile à un instant  $t$  selon le profile de tir donné. Les différents cas sont représentés sur la Figure 2-28. La Figure 2-28 (a) représente la directivité relevée dans les deux directions. On voit que le cas réel, en traits pleins, se situe entre les deux autres cas représentés en pointillés. Pour certaines positions de projectile, la directivité dans la direction du brouilleur est plus importante que la directivité dans la direction de l'interlocuteur. Ces phénomènes qui apparaissent autour des positions  $\theta_p = 56$  et  $\theta_p = 150$  sont également visibles sur la Figure 2-28 (b) et se traduisent par une atténuation négative. La ligne rouge représentée sur cette figure représente la limite sous laquelle la directivité dans la direction de l'interlocuteur est plus faible que la directivité dans la direction du brouilleur. On voit qu'il est important de considérer uniquement le pire cas pour la suite de l'étude. Par exemple, pour la position  $\theta_p = 150$  de la Figure 2-28 (b), on voit que le meilleur cas se situe au-dessus de la ligne rouge. En revanche, le cas « réel » et le pire cas se trouvent sous la ligne rouge autour de cette position. C'est pour prévoir ce genre de phénomène qu'il est important de considérer le pire cas pour la suite de l'étude. Le Tableau 2-7 récapitule les performances en terme d'atténuation en prenant en compte le cas le plus défavorable. Ces performances se définissent sous la forme d'une certaine atténuation atteinte sur un ou plusieurs secteurs. Nous considérons des atténuations de 10dB, 15dB et 20dB. On voit qu'il existe toujours deux zones dans lesquelles l'atténuation visée est atteinte. Ces zones sont de plus en plus petites en fonction de l'augmentation de l'atténuation. Les positions extrêmes du projectiles sont des cas sensibles. Cet effet est moins visible en début de trajectoire mais en fin de trajectoire, après que le projectile ait passé les deux récepteurs ( $\theta_p = 90$ ), on observe une

baisse des performances. C'est à partir de  $\theta_p = 122^\circ$  que ces performances descendent sous le seuil minimal (10dB) puis ne dépassent plus cette valeur. Ceci se traduit par un rayonnement plus élevé dans la direction du brouilleur. Cet effet peut être réduit par un changement dynamique de loi de phase permettant de dépointer le lobe principal durant la phase de vol du projectile.

$$\beta = 2\pi f_R t [2\pi] \tag{2.7}$$

Avec  $t = \frac{x}{v}$  et  $x = L - \frac{D}{\tan \theta_p}$

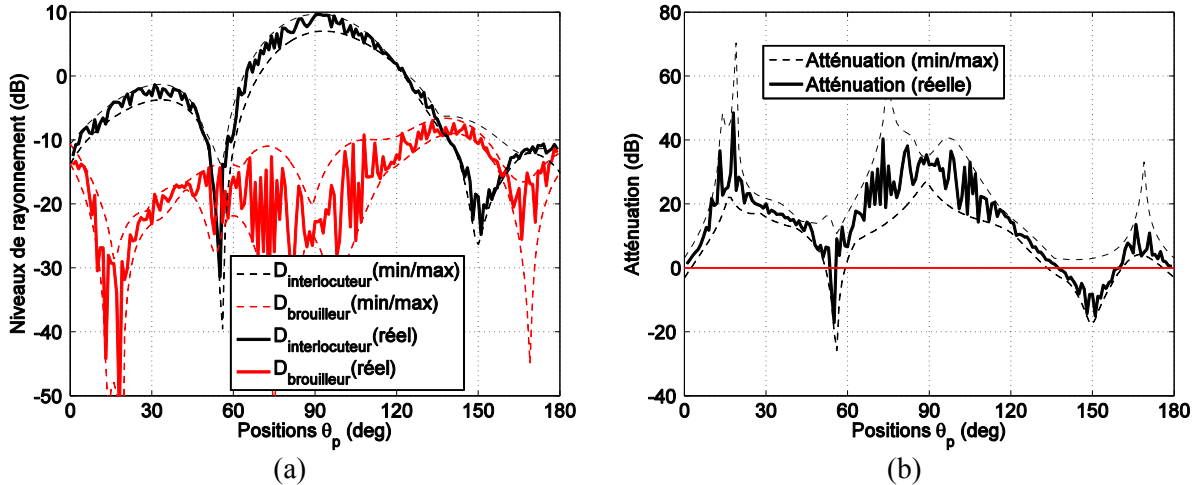


Figure 2-28 : (a) Directivité dans les deux directions, et (b) atténuation entre les deux directions considérées en prenant en compte l'évolution spatiale du projectile suivant son axe de tir.

Tableau 2-7 : Largeur des secteurs atténués le long de la trajectoire du projectile en considérant 10dB, 15dB, et 20dB d'atténuation.

Atténuation (dB)	Secteurs (deg)	Largeur des secteurs (deg)
10	[10 ; 44] U [66 ; 122]	34+56
15	[13 ; 32] U [76 ; 109]	19+33
20	[15 ; 19] U [82 ; 97]	4+15

Afin d'améliorer les performances en terme d'atténuation entre deux directions, un dépointage électronique est mis en place de manière à maintenir le maximum du lobe principal dans la direction de l'interlocuteur. Afin de calculer les lois de phase adéquates, l'outil Matlab détaillé dans la section 2.3.2 est utilisé. Dans un premier temps, un algorithme basé sur la méthode du gradient est utilisé pour optimiser les lois de phase pour chaque position du projectile. Dans un second temps, un algorithme génétique sera utilisé de manière à prévoir l'impact de l'utilisation de déphaseurs numériques de résolution 2 bits, 4 bits et 6 bits. De plus, l'optimisation des lois de phase sera faite tous les 10 degrés de la position du projectile. En effet, on ne peut considérer une reconfiguration du réseau que tous les 10 degrés en vu de la vitesse du projectile. Une reconfiguration tous les degrés n'est pas envisageable. D'une part, la variation de l'angle  $\theta_p$  varie en fonction de la position des récepteurs et aussi en fonction du secteur dans lequel se situe le projectile sur son axe de tir. Il aura tendance à varier plus rapidement entre les récepteurs que pendant les premiers ou derniers instants du vol (voir Chapitre 1). D'autre part, si on considère une variation de position  $\theta_p$  maximal (entre  $\theta_p = 89^\circ$  et  $\theta_p = 90^\circ$  par exemple), ceci conduirait à changer d'état de phase tous les 0.1µs ce qui présente trop de contrainte pour ce type d'application.

La Figure 2-29 (a) représente la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur et la directivité maximale dans la direction du brouilleur, avec des lois optimisées pour chaque position du projectile (sans prendre en compte un écart de phase précis entre chaque état). L'atténuation est relevée sur la Figure 2-29 (b). Les performances sont résumées dans le Tableau 2-8 en prenant en compte les mêmes seuils d'atténuation que précédemment. En comparant le cas où aucun déphasage n'est pris en compte, et le cas où pour une position du projectile correspond un diagramme de rayonnement, la différence est considérable. Avec une reconfiguration dynamique du réseau d'antennes le long de la trajectoire du projectile, les secteurs relevés précédemment dans lesquels la directivité dans la direction du brouilleur était supérieure à la directivité dans la direction de l'interlocuteur n'existent plus le long de la trajectoire. Ceci se traduit par une atténuation positive entre les deux directions sur la plus grande partie de la trajectoire. De plus, les secteurs atténués sont plus larges pour les deux atténuations les plus importantes (on relève 5 de moins pour 10dB d'atténuation avec une reconfiguration). On peut également noter une directivité plus constante et plus importante dans la direction de l'interlocuteur pendant le vol du projectile. Cependant, l'optimisation étant faite sur la directivité et non sur l'atténuation entre les deux directions, elle est plus faible pour certaines positions par rapport à une configuration fixe. On peut également relever des secteurs en début et fin de trajectoire dans lesquels l'atténuation est négative, impliquant une directivité plus importante dans la direction du brouilleur. Enfin, les angles de dépointage atteints après optimisation sont représentés sous la forme d'une cartographie sur la Figure 2-29 (c). Le dépointage est correct pour des angles allant de 30° à 100°. La limites de la formation de faisceau est ensuite atteinte. En se référant à [92], on peut calculer l'angle limite  $\alpha_{min}$  de dépointage pour un réseau linéaire de N éléments espacés d'une demi longueur d'onde par la relation :

$$\alpha_{min} = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1.6257}{N} \right) \quad (2.8)$$

Cet angle est défini comme l'angle minimal pour lequel le niveau maximal des lobes secondaires est inférieur à celui du premier lobe secondaire. En considérant que les sous-réseaux sont des réseaux linéaires de 3 éléments, l'équation (2.8) donne un angle limite de dépointage d'environ 60° pour un réseau qui pointe naturellement dans la direction  $\theta = 90$  . Avec une direction initiale de 75°, on peut donc obtenir un dépointage correct entre les directions  $\theta = 45$  et  $\theta = 105$  . Ceci explique pourquoi les positions extrêmes du projectile le long de sa trajectoire sont des positions délicates où les performances sont très dégradées. La ligne noire de la Figure 2-29 (c) qui représente la direction du maximum de rayonnement peut donc se décomposer en 2 parties. Une partie non linéaire s'étendant de 0 à 30 puis de 100 à 180 , et une partie linéaire (de pente égale à 1) s'étendant de 30 à 100 ce qui est en accord avec l'angle limite calculé plus haut. Au final, cette méthode qui consiste à optimiser les lois de phase pour dépointer le lobe principal du réseau et le maintenir dans une direction fixe le long de la trajectoire du projectile permet de maintenir une directivité élevée dans la direction de l'interlocuteur, avec une atténuation entre les deux directions non optimale mais plus intéressante qu'une configuration fixe. L'approche qui suit est basée sur l'optimisation de l'atténuation pour chaque position du projectile le long de l'axe de tir.



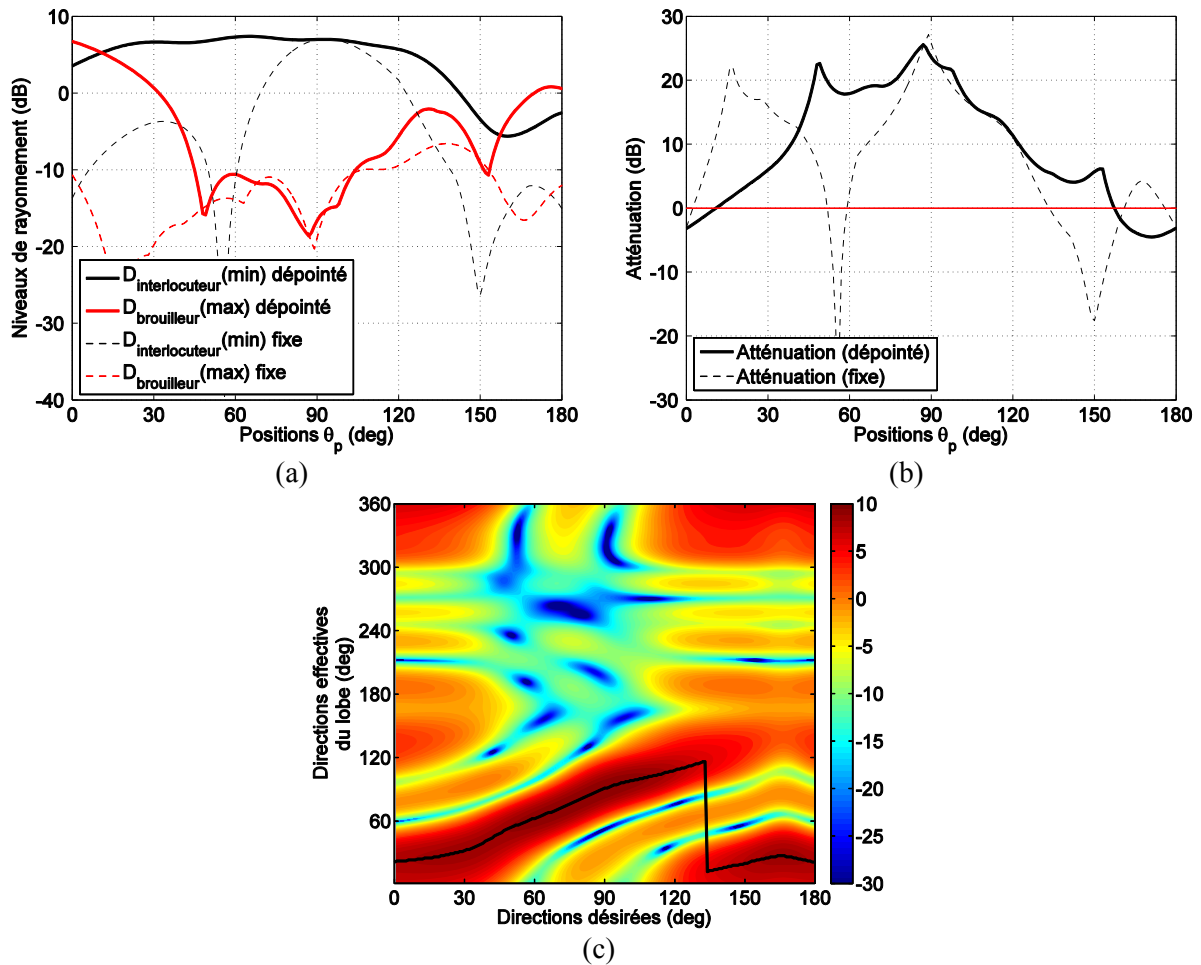


Figure 2-29 : Comparaison des performances en termes (a) de directivité et (b) d'atténuation entre une configuration fixe et une configuration dynamique avec une optimisation (méthode des points intérieurs) des lois tous les degrés basée sur la directivité dans la direction de l'interlocuteur. (c) Cartographie du rayonnement représentant l'angle visé en fonction de la direction du lobe principal.

Tableau 2-8 : Largeur des secteurs atténués le long de la trajectoire du projectile en considérant 10dB, 15dB, et 20dB d'atténuation avec une reconfiguration du réseau tous les degrés.

Atténuation (dB)	Secteurs (deg)	Largeur des secteurs (deg)
10	[38 ; 123]	85
15	[43 ; 109]	66
20	[47 ; 52] U [76 ; 100]	5+24

Chaque loi de phase est maintenant optimisée afin que l'atténuation soit maximale entre l'interlocuteur et le brouilleur pour chaque position  $\theta_p$  du projectile. La directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur et la directivité maximale dans la direction du brouilleur sont comparées sur la Figure 2-30 (a) pour les deux optimisations considérées. On voit que le cas dans lequel les lois sont optimisées pour dépointer le lobe dans chaque direction présente une directivité plus constante et plus importante que le cas où elles sont optimisées pour assurer la meilleure atténuation. En effet, le premier cas offre une directivité supérieure à 5dB sur un secteur de 115° de la trajectoire contre 74° pour le second. De plus, on peut relever des différences de directivité de plus de 30dB entre les deux approches. Une optimisation sur la directivité dans la direction de l'interlocuteur assure un niveau de rayonnement toujours supérieur par rapport au cas de l'optimisation sur l'atténuation sur toute la trajectoire du projectile. En revanche, la directivité dans la direction du brouilleur est bien plus faible dans le deuxième cas. Ceci se répercute sur l'atténuation qui est relevée sur la Figure 2-30 (b). Un

récapitulatif des performances est donné dans le Tableau 2-9. Optimiser les lois pour obtenir une atténuation maximale pour chaque position  $\theta_p$  permet de se situer toujours au-dessus de la ligne rouge et d'assurer ainsi un niveau de directivité toujours supérieur dans la direction de l'interlocuteur. Cependant, lorsque l'on s'intéresse aux directions des lobes principaux représentés sur la cartographie de la Figure 2-30 (c), on s'aperçoit qu'ils ne sont pas dans les directions désirées. Ceci est très gênant d'une part en terme de fiabilité, mais aussi de discrétion. Malgré une atténuation très intéressante sur toute la trajectoire, le maximum du rayonnement se situe dans une autre direction que celle de l'interlocuteur. Dépointer le lobe dans chaque direction reste le cas le plus intéressant, même avec une atténuation moins importante, elle reste tout de même acceptable, et une directivité importante est maintenue dans une direction en fonction du mouvement du projectile. Pour mieux illustrer ce phénomène, les diagrammes de rayonnement optimisés en prenant en compte les deux approches sont représentés sur la Figure 2-31 (a) pour  $\theta = 30^\circ$  et sur la Figure 2-31 (b) pour  $\theta = 70^\circ$ . L'optimisation basée sur l'obtention d'un niveau maximal dans la direction de l'interlocuteur permet d'obtenir, dans les deux cas, des diagrammes de rayonnement présentant un lobe principal orienté dans la bonne direction (celle désirée). En revanche, les diagrammes obtenus avec une optimisation sur l'atténuation présentent un niveau maximal dans des directions autres que celle visée. En effet, pour une direction désirée  $\theta = 30^\circ$ , la direction du lobe principale est  $90^\circ$  puis  $78^\circ$  pour une optimisation dans le plan  $\theta = 70^\circ$ .

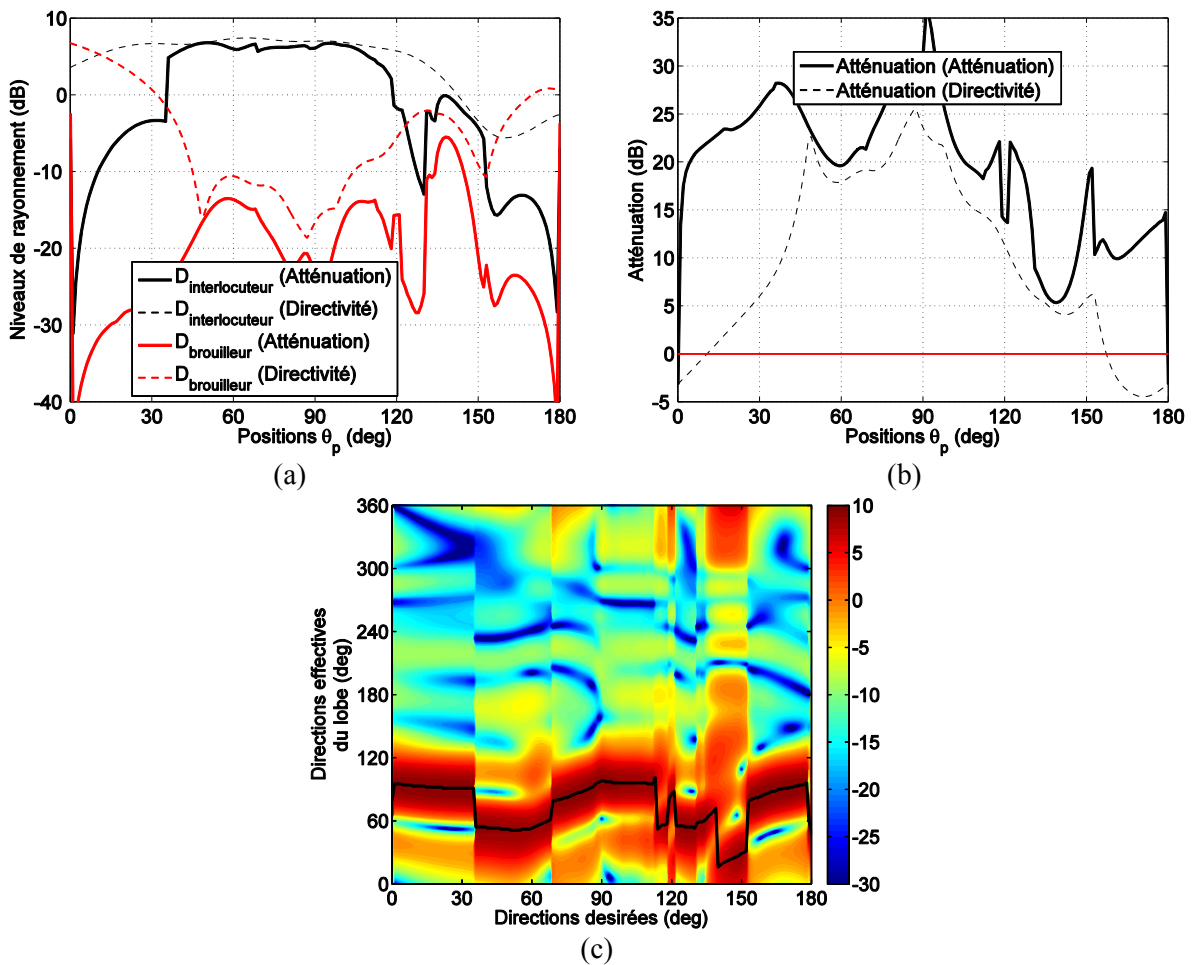


Figure 2-30 : Comparaison (a) de la directivité minimale dans les deux directions et (b) de l'atténuation entre les deux directions pour une optimisation des lois de phase basée sur la directivité puis sur l'atténuation. (c) Cartographie du rayonnement représentant l'angle désiré en fonction de la direction du lobe principal.

Tableau 2-9 : Largeur des secteurs atténués le long de la trajectoire du projectile en considérant 10dB, 15dB, et 20dB d'atténuation avec une reconfiguration du réseau tous les degrés et une optimisation de l'atténuation.

Atténuation (dB)	Secteurs (deg)	Largeur des secteurs (deg)
10	[1 ; 131] U [146 ; 179]	130+33
15	[2 ; 119] U [122 ; 129] U [149 ; 152]	117+7+3
20	[5 ; 56] U [63 ; 105] U [115 ; 118] U [122 ; 126]	51+42+3+4

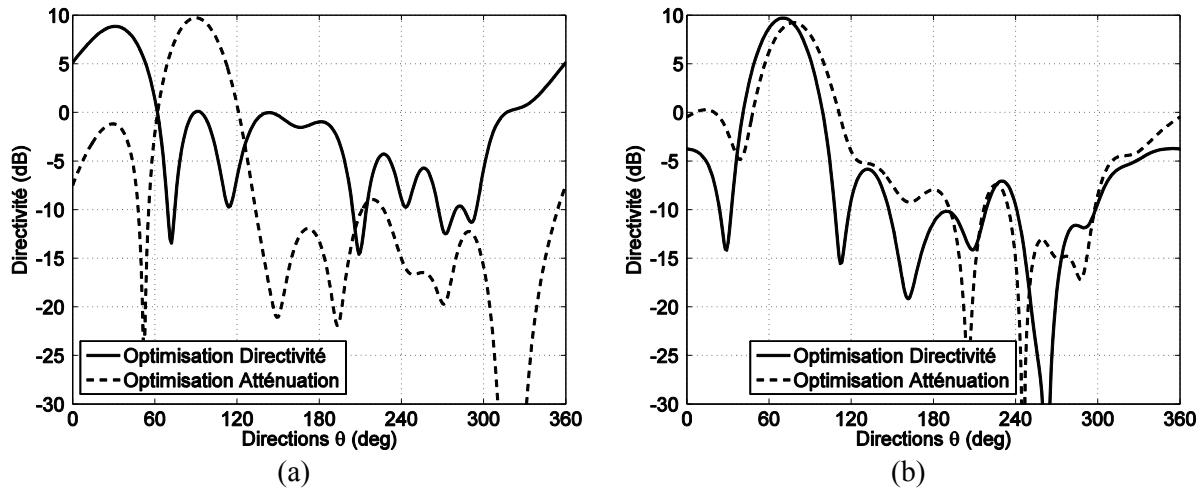


Figure 2-31 : Diagrammes de rayonnement optimisés en directivité et en atténuation pour (a)  $\theta = 30^\circ$  et (b)  $\theta = 70^\circ$ .

Jusqu'ici ont été exposés des cas idéaux, avec une reconfiguration pour chaque position  $\theta_p$  du projectile, et en considérant des déphaseurs idéaux (pas d'état de phase prédéfini). On considère dès à présent l'utilisation de déphaseurs de résolution 2 bits, 4 bits et 6 bits pour les simulations. C'est-à-dire que pour un déphaseur 2 bits, l'écart de phase entre chaque état est de  $90^\circ$ ,  $22.5^\circ$  pour les déphaseurs 4 bits et  $5.625^\circ$  pour les déphaseurs de résolution 6 bits. De plus, l'optimisation des lois de phase basée cette fois uniquement sur la directivité dans la direction du brouilleur est appliquée tous les 10 degrés. On considère donc maintenant une reconfiguration du réseau tous les 10 degrés de la position du projectile. Ces reconfigurations sont faites de manière à centrer les diagrammes de rayonnement sur des positions représentées par des multiples de 10. La directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur ainsi que la directivité maximale dans la direction du brouilleur sont représentées sur la Figure 2-32 (a) pour les 3 types de déphaseurs. La première chose à noter est l'importante oscillation de la directivité dans la direction de l'interlocuteur lorsqu'une résolution de  $90^\circ$  est prise en compte. Les deux autres cas présentent une directivité plus constante, et les courbes sont très semblables l'une de l'autre. La directivité dans la direction du brouilleur est représentée en pointillés. Dans certaines positions ce rayonnement est le plus important avec des déphaseurs 2 bits, dans d'autre il l'est le moins. C'est très variable et on le remarque sur la Figure 2-32 (b) qui représente l'atténuation entre les deux directions pour les 3 cas étudiés. Les trois cas sont assez proches, malgré une coupure du secteur atténué en utilisant une résolution de 2 bits en considérant une atténuation de 15dB. La largeur du secteur atténué de 10dB est la même. Les résultats sont résumés dans le Tableau 2-9. Globalement les déphaseurs 4 bits présentent des performances intéressantes. Les secteurs atténués subissent moins de coupure, et la directivité est plus constante. De plus, les résultats sont très similaires à ceux obtenus en utilisant des déphaseurs d'une résolution de 6 bits. Enfin, la Figure 2-32 (c), la Figure 2-32 (d) et la Figure 2-32 (e) représentent les cartographies du rayonnement représentant les angles atteints suivant la direction désirée. On peut s'apercevoir que la Figure 2-32 (c) présente une courbe en marches d'escalier. Ceci confirme le fait de la forme du rayonnement en dent de scie. Comme précédemment,

les résultats entre les déphaseurs 4 bits et les déphaseurs 6 bits sont très semblables comme l'attestent les Figure 2-32 (d) et (e). Ces résultats ont été obtenus avec le réseau classique de 12 éléments rayonnants. Les résultats obtenus pour les autres structures classiques sont exposés dans l'Annexe D.

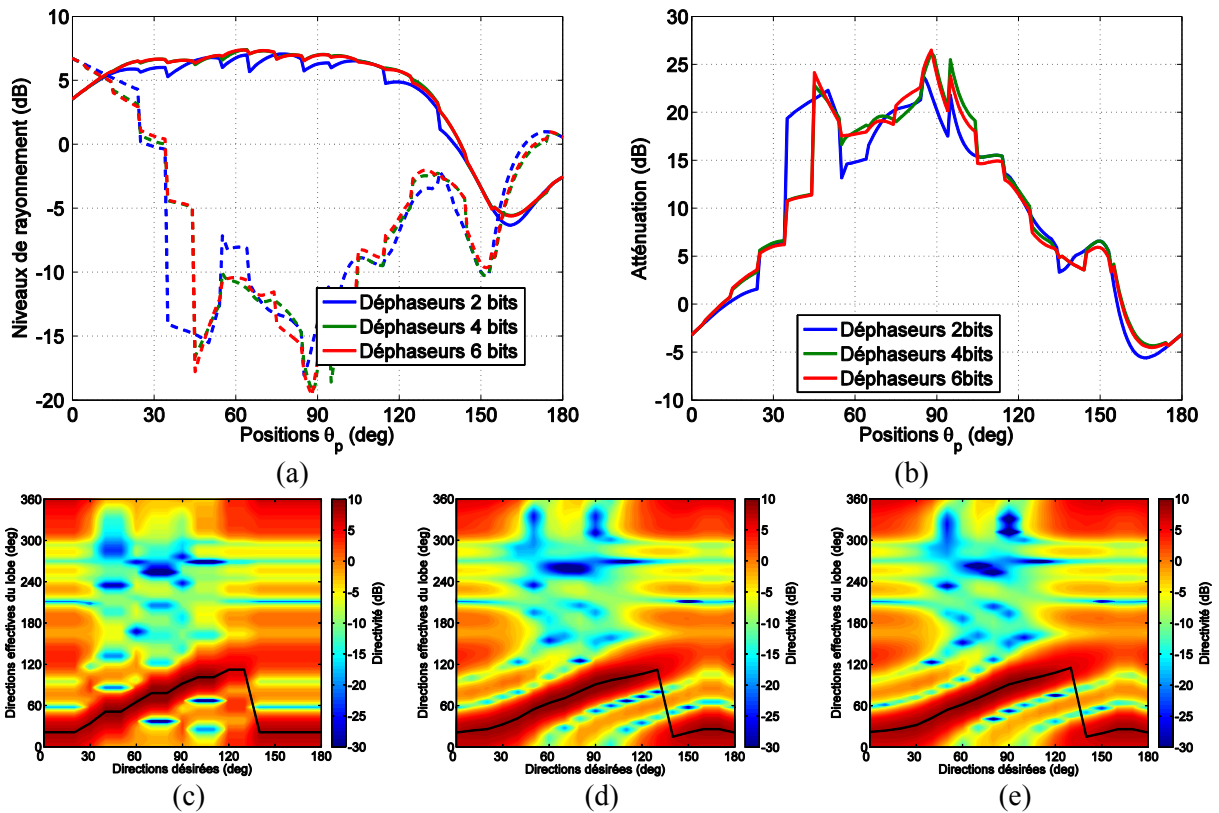


Figure 2-32 : Comparaison des performances en termes (a) de la directivité dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur et (b) d'atténuation entre ces deux directions en prenant en compte un pas de 90 , 22.5 et 5.625 entre chaque état de phase. (c, d, e) Cartographies représentant la capacité de chaque cas à dépointer le lobe dans la direction désirée.

## 2.4.2 Le réseau phasé

Une deuxième approche pour s'affranchir des différents mouvements du projectile est le réseau phasé. Cette fois, au lieu de commuter entre les sous-réseaux, la commutation se fait sur les lois de phase. L'avantage de cette technique est la possibilité d'augmenter le nombre de commutations. Lors de l'étude du réseau commuté, les instants de commutation étaient fixés par la géométrie de la structure (tous les 120° pour 3 sous-réseaux, 90° pour 4 sous-réseaux ...). Cette limitation n'apparaît plus en utilisant une commutation des états de phase. En effet, le changement de phase peut se faire à n'importe quelle position du projectile. Ce procédé présente de meilleures performances en termes d'atténuation entre deux directions, mais il est limité en termes de dépointage le long de l'axe de tir, mais également en termes de directivité, comme on va le voir dans la suite.

Dans un premier temps, nous étudierons la même approche qui a été utilisée lors des précédents travaux menés par l'ISL. Ceci nous mènera sur une étude de l'impact des diagrammes de rayonnement sur la capacité d'un réseau à pouvoir présenter ou non une atténuation entre deux directions, et aussi sur l'impact du rayon d'un réseau circulaire conformé. Une nouvelle approche sera ensuite présentée qui consiste à optimiser les phases de chaque élément selon l'agencement étudié.

### 2.4.2.1 Impact d'un déphasage fixe : utilisation des cartographies

#### 2.4.2.1.1 Deux états de phase par sous-réseau

Comme dans le Chapitre 1, nous allons tout d'abord observer l'impact d'une différence de phase entre les sous-réseaux. Pour cela nous considérons les structures classiques (avec les anneaux d'antennes alignés) de 9, 12, 15 et 18 éléments rayonnants. Pour chacune d'elle, un déphasage est mis en place au sein d'un seul sous-réseau, puis des cartographies sont générées dans un seul plan  $\theta$  en fonction de la valeur du déphasage. Dans cette étude, tous les éléments sont actifs. Les cartographies générées à partir des deux premières structures citées ci-dessus sont représentées sur la Figure 2-33 dans le plan  $\theta = 90^\circ$  pour un déphasage reporté en ordonné variant de 1 à  $360^\circ$ . Nous rappelons que pour ces deux structures il est nécessaire d'avoir une directivité importante sur  $120^\circ$  et  $90^\circ$  dans la direction principale, et une atténuation conséquente entre cette direction et la direction opposée. Comme dans la section 2.4.1, nous nous intéressons au plan transverse à la pointe. On prend donc en compte la même loi de phase de manière à ce que le lobe soit orienté dans la direction  $\theta = 90^\circ$  comme sur la Figure 2-25.

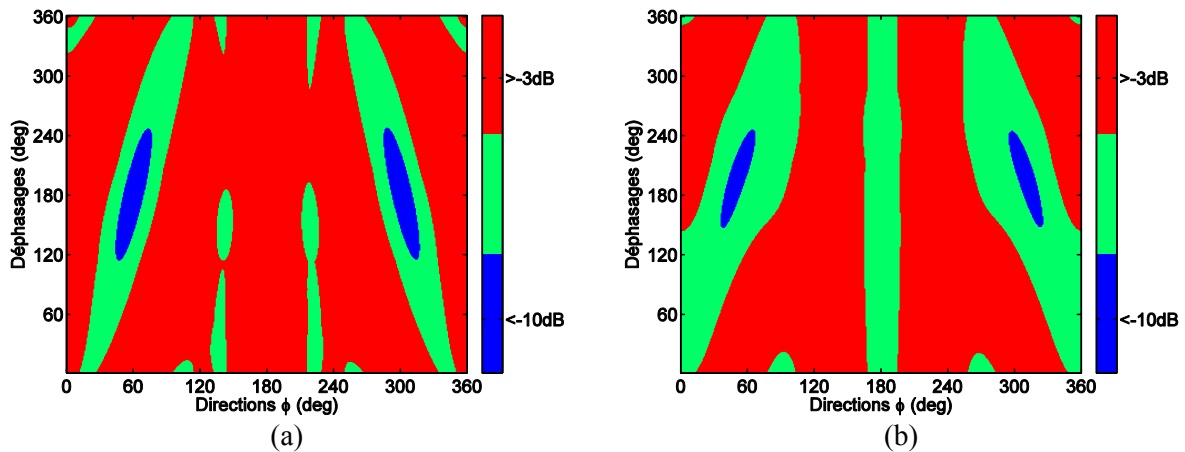


Figure 2-33 : Impact d'un déphasage sur un sous-réseau dans le cas de la pointe à (a) 9 et (b) 12 éléments.

Le critère d'atténuation est fixé dans un premier temps à 10dB (valeur atteinte dans le cadre des travaux menés par l'ISL). Sur les 2 cartographies de la Figure 2-33, on peut remarquer qu'aucune configuration de phase ne permet de créer un secteur atténué. Pour un déphasage donné, le diagramme de rayonnement correspondant présente au mieux deux nuls dans deux directions. De plus, la cartographie correspondante à la pointe à 12 éléments montre que le rayonnement dans la direction principale ( $\varphi = 180^\circ$ , opposée à la direction correspondante à la position du sous-réseau subissant le déphasage) est inférieur à -3dB. Il n'est pas possible, avec ces agencements, d'obtenir des résultats concluants. Même si on s'autorise plus que 2 états de phase, le secteur atténué ne serait pas assez large.

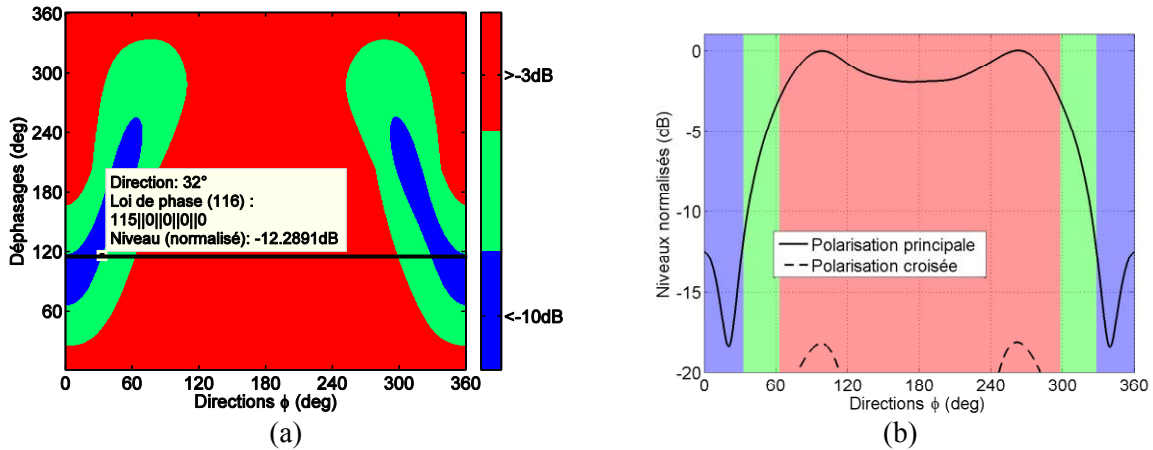


Figure 2-34 : (a) Impact d'un déphasage sur le rayonnement de la pointe de 15 éléments. (b) Diagramme de rayonnement du réseau de 15 éléments en prenant en compte un déphasage de 115° sur le sous-réseau placé en  $\varphi = 0$ .

Concernant le réseau de 15 éléments rayonnants, la cartographie présente une zone rouge assez large pour chaque état de phase ( $72^\circ$  pour le cas de 5 sous-réseaux). En revanche, le secteur atténué n'est pas assez important. La loi qui a été sélectionnée sur la Figure 2-34 (a) est celle qui présente la largeur de la zone bleue la plus importante (64 ) ce qui n'est pas suffisant pour satisfaire les besoins. Le diagramme de rayonnement correspondant est représenté sur la Figure 2-34 (b) sur laquelle on peut voir les 3 zones représentant les différents niveaux.

Enfin, la cartographie correspondante au réseau composé de 18 éléments est représentée sur la Figure 2-35 (a). La limite de la zone bleue est bien fixée pour une atténuation inférieure à -10dB. Le marqueur placé aléatoirement dans cette zone, mais précisément sur la ligne correspondante à un déphasage de  $119^\circ$  présente une atténuation de -15dB dans la direction  $\varphi = 36^\circ$  car il se trouve dans la zone bleue, mais ne correspond pas nécessaire à la valeur de l'atténuation entre les deux secteurs concernés. On peut voir que la forme générale de la cartographie est la même que celle représentée sur la Figure 2-34 (a), sauf que cette fois la largeur du secteur à prendre en compte est de 60 , et qu'elle est atteinte pour certaines valeurs de phase. Avec un rayonnement supérieur à -3dB sur un secteur assez large dans la direction principale, cet agencement permet de satisfaire les besoins spécifiés. Ce déphasage est utilisé ensuite pour tracer le niveau de directivité sur une période de roulis dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur définies sur la Figure 2-24. Les diagrammes de rayonnement sont calculés en appliquant le déphasage de  $119^\circ$  sur chacun des 6 sous-réseaux. La directivité dans la direction de l'interlocuteur varie entre 4.8dB et 5.3dB et est donc plus constante par rapport au principe de la commutation entre les sous-réseaux, mais demeure néanmoins plus faible globalement. Cette variation correspond au niveau maximal et au niveau minimal de directivité sur le secteur de  $60^\circ$  centré sur la direction  $\varphi = 180^\circ$  du diagramme de la Figure 2-35 (b). Une atténuation de 11dB entre les deux directions apparaît sur la Figure 2-35 (c) dont les niveaux sont normalisés par rapport au maximum du diagramme de la Figure 2-35 (b). Cette atténuation reste bien inférieure à celle obtenue en commutant entre les sous-réseaux (25dB), d'autant plus que seuls 4 sous-réseaux étaient utilisés ce qui impliquait de prendre en compte des secteurs de  $90^\circ$ , et non pas de  $60^\circ$ . Le fait d'utiliser 12 éléments rayonnants pour obtenir 25dB d'atténuation contre 18 éléments pour obtenir 11dB d'atténuation illustre bien une baisse des performances.



Tableau 2-10 : Récapitulatif des grandeurs remarquables sur l'effet d'un déphasage d'un sous-réseau pour le réseau classique de 18 éléments.

Déphasage (deg)	$D_{max}$ (dB)	$D_{min}$ (dB)	Atténuation sur 60° (dB)
119	5.3	4.8	11.2

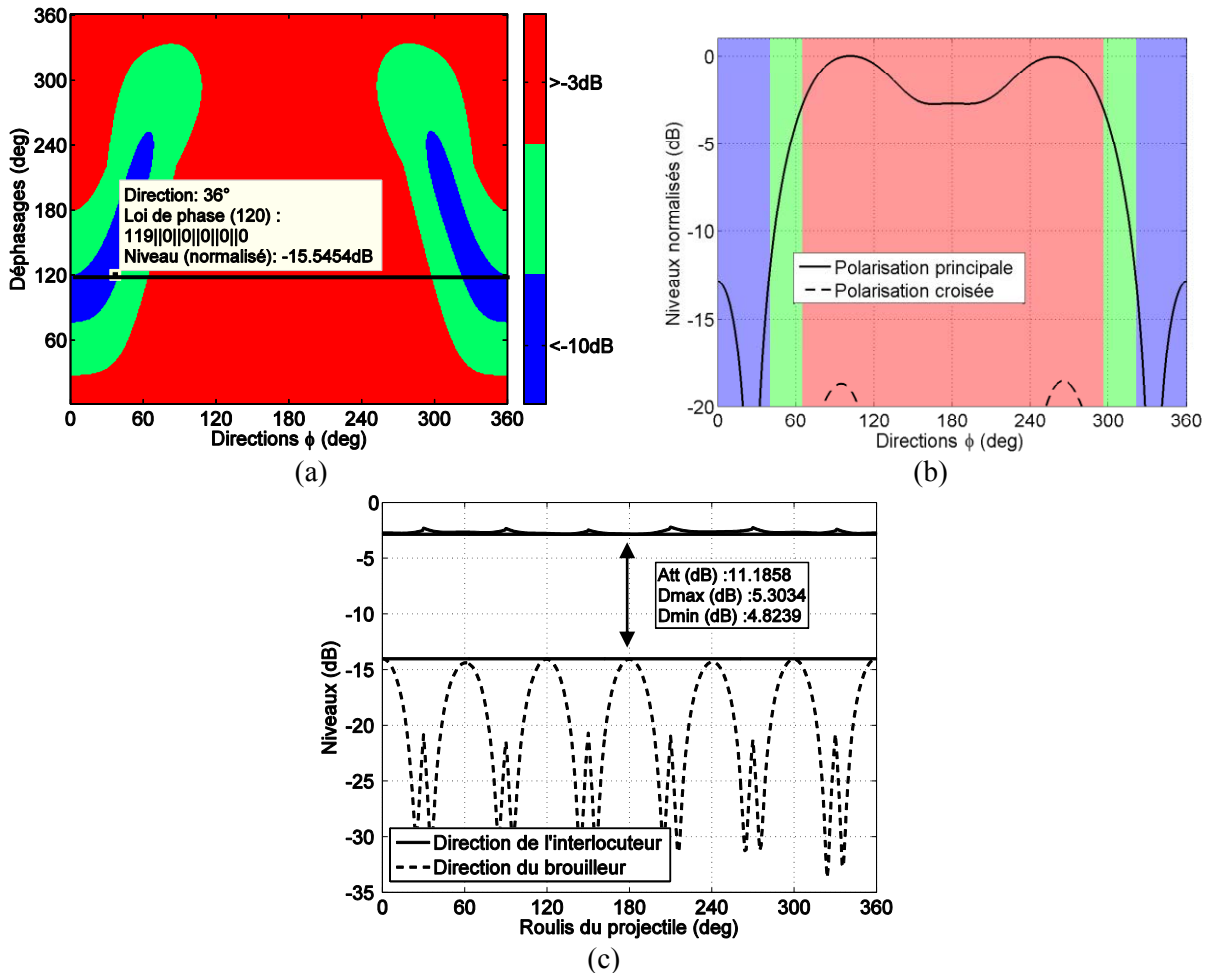


Figure 2-35 : (a) Impact d'un déphasage sur un sous-réseau de la pointe constituée de 18 éléments rayonnants. (b) Diagramme de rayonnement correspondant au cas d'un déphasage de 119 sur le sous-réseau en  $\varphi = 0$ . (c) Niveaux de rayonnement normalisés dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur en fonction du roulis du projectile.

### 2.4.2.1.2 Trois états de phase par sous-réseau

Le principal avantage du réseau phasé est la possibilité de diviser un secteur principal imposé par l'agencement considéré ( $60^\circ$  pour le réseau de 18 éléments) en plusieurs sous-secteurs (pas forcément de mêmes largeurs). De cette façon, le nombre de commutations sur une période de roulis est plus important, pouvant ainsi mener à une amélioration des performances. Le nombre d'états de phase à prendre en compte dépend de l'étude de la cartographie. En reprenant la cartographie du réseau de 18 éléments avec une atténuation plus importante comme le montre la Figure 2-36 (a), on s'aperçoit que 2 états de phase ne suffisent pas à obtenir un secteur atténué de  $60^\circ$ . En revanche, on peut voir qu'il est possible, grâce à la continuité de la zone bleue, d'utiliser un état de phase supplémentaire pour maintenir une atténuation plus importante sur un secteur assez large. Ce procédé amène à la division d'un secteur de  $60^\circ$ , en deux sous-secteurs de  $10^\circ$ , et un sous-secteur de  $40^\circ$ , dans lesquels les déphasages à appliquer sont  $120^\circ$  et  $100^\circ$  respectivement comme l'illustre la Figure 2-36

(b). Avec une commutation de ces déphasages sur une période de roulis, l'atténuation atteinte est de 15dB comme on peut le voir sur la Figure 2-36 (c) qui représente les niveaux de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur.

Pour aller plus loin et améliorer davantage l'atténuation sur une période de roulis, on pourrait très bien augmenter ce nombre d'états de phase (en gardant une zone bleue continue sur les cartographies), un état de phase par position en roulis étant la configuration parfaite. Cependant, la vitesse de rotation mise en jeu dans cette application ne permet pas un tel degré de liberté et c'est pourquoi nous limitons l'étude à cette configuration. Si on considère une vitesse de roulis de 500Hz, et une reconfiguration tous les degrés, ceci entrainerait un changement de phase toutes les 5.6μs.

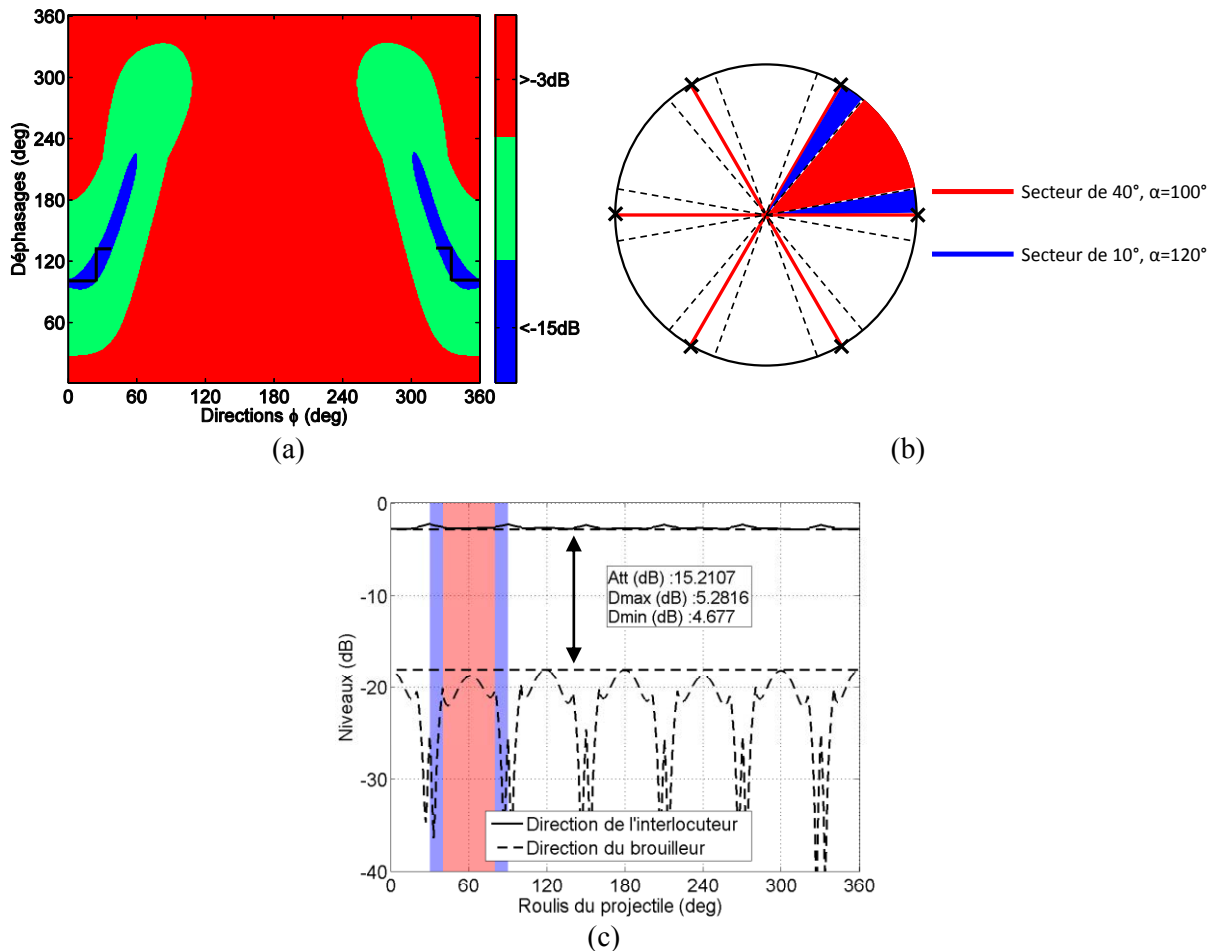


Figure 2-36 : (a) Cartographie générée à partir du rayonnement du réseau de 18 éléments avec un critère d'atténuation de 15dB. (b) Division des secteurs de 60 natifs de la pointe à 18 éléments. (c) Niveaux de rayonnement du réseau de 18 éléments dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur sur une période de roulis en commutant entre 3 états de phase.

### 2.4.2.1.3 Impact du rayon d'un réseau circulaire sur le réseau phasé

Les premières études menées par l'ISL ont montré que la commutation d'états de phase sur les éléments rayonnants était plus avantageux qu'une commutation entre les éléments sans déphasage. Ce n'est pas en accord avec les premiers résultats obtenus avec le réseau à 5.2GHz et c'est pourquoi nous allons étudier l'impact du rayon d'un réseau circulaire sur les performances du réseau phasé. Pour cela, chaque anneau de chaque agencement va être étudié individuellement. En effet, la première et la plus importante différence entre les deux différentes structures est la différence des rayons. Pour chacun des anneaux, l'atténuation maximale sur le secteur à considérer va être calculer dans le plan



$\theta = 90^\circ$  (en utilisant les diagrammes de rayonnement individuels de chaque élément issus de HFSS). De cette manière nous pourrions observer les tendances en terme d'atténuation en fonction du rayon, celui-ci variant de 2 à 29 mm. En parallèle, les résultats sont comparés aux résultats obtenus avec le facteur de réseau (AF) d'un réseau circulaire (sans pondération par les diagrammes de rayonnement, utilisation de sources isotropes) de 3, 4, 5 et 6 éléments. L'atténuation minimale sera limitée à 3dB. Une fois cette valeur atteinte nous pourrions considérer que l'atténuation entre les deux secteurs à considérer n'est plus significative.

La première série de résultats est exposée sur la Figure 2-37. Sur chaque figure sont représentées les atténuations sur le secteur considéré pour chaque anneau de chaque structure (regroupées par structure). Ceci montre dans un premier temps l'impact de la forme des éléments de chaque anneau et l'impact de l'espace entre chacun d'eux, étant donné que l'atténuation obtenue est différente pour un même rayon. Les croix représentées sur chaque figure représentent le rayon réel de l'anneau en question. On voit donc grâce à ces représentations que les anneaux du bas et du milieu composés de 3 (Figure 2-37 (a)) et 4 éléments (Figure 2-37 (b)) présentent un rayon trop important pour pouvoir atteindre une atténuation conséquente sur le secteur imposé par l'agencement. Seul l'anneau 3 présente une atténuation en considérant le rayon réel. Ces observations expliquent pourquoi il n'était pas possible d'obtenir des résultats satisfaisants avec ces deux types de structures dans la section 2.4.2.1.1. Concernant les anneaux composés de 5 éléments dont les résultats sont représentés sur la Figure 2-37 (c), on peut voir que l'anneau du bas limite les capacités de la structure. En effet, l'atténuation atteinte sur un secteur de  $72^\circ$  par cet anneau a déjà atteint la limite imposée dans l'étude pour un rayon inférieur au rayon réel (3dB). Cette limitation explique le fait que le réseau constitué de 15 éléments ne présente pas un secteur atténué suffisamment large dans la section 2.4.2.1.1, malgré le fait que les deux autres anneaux soient compatibles avec le rayon réel (en notant que pour l'anneau du haut, le maximum d'atténuation est atteint pour le rayon réel). Enfin, la Figure 2-37 (d) représente l'atténuation obtenue sur un secteur de  $60^\circ$  en fonction du rayon des anneaux de la pointe à 18 éléments. Chaque anneau présente une atténuation pour leur rayon réel respectif. C'est la seule structure qui présente ce phénomène et c'est la seule structure de la section 2.4.2.1.1 qui présente un secteur suffisamment large dans les deux directions opposées.

Pour ce qui est des tendances générales, chaque anneau de toutes les structures considérées dans cette étude présente une atténuation maximale en fonction du rayon qui lui est imposé. Chaque anneau présente également un rayon limite après lequel il n'est plus possible d'obtenir une atténuation supérieure à 3dB sur le secteur considéré et imposé par le nombre d'éléments composant l'anneau. De plus, l'importance de la densité du réseau est mise en évidence ici par le fait que seuls les anneaux de la pointe à 18 éléments (6 éléments rayonnants par anneau) présentent une atténuation pour leur rayon réel. Le même comportement peut être observé pour le facteur de réseau dont l'atténuation atteinte présente un maximum en fonction du rayon du réseau, puis s'effondre à partir d'un rayon limite. Cependant, les tendances suivies entre le facteur de réseau et le rayonnement de chaque anneau ne sont pas les mêmes. On voit ici l'importance de la pondération du facteur de réseau pour l'étude du réseau phasé, chaque diagramme de rayonnement élémentaire jouant un rôle précis dans l'obtention ou non d'une atténuation correcte sur le secteur considéré.

Les résultats obtenus pour chaque structure sont résumés dans le Tableau 2-11 pour les rayons réels. Les atténuations obtenues en considérant les éléments de la pointe correspondent aux colonnes « AF (pond) », quant à celles correspondantes au cas où des sources isotropes sont utilisées, elles sont répertoriées dans les colonnes « AF (iso) ». Ce tableau met bien en valeur la compatibilité progressive du réseau phasé suivant la densité du nombre d'éléments d'un anneau.

Tableau 2-11 : Récapitulatif des atténuations obtenues pour chaque anneau (au rayon réel, quand elle existe).

	Anneau 1		Anneau 2		Anneau 3	
	AF (pond)	AF (iso)	AF (pond)	AF (iso)	AF (pond)	AF (iso)
9 éléments					6dB	9.1dB
12 éléments					4dB	7.5dB
15 éléments			8.6dB	8.1dB	8.1dB	6.1dB
18 éléments	8.5dB	7.6dB	10.9dB	6.8dB	5.4dB	5dB

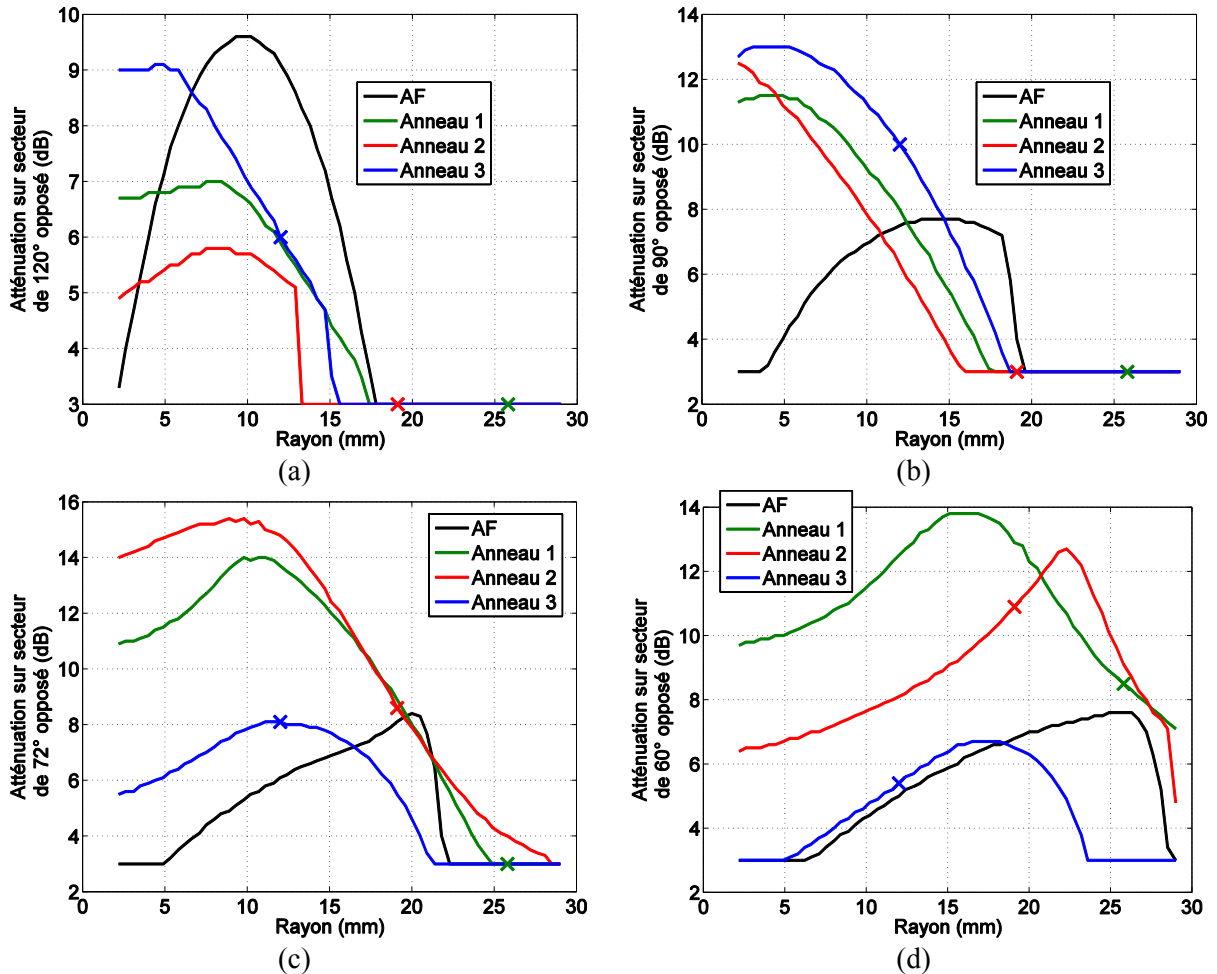


Figure 2-37 : Impact du rayon des anneaux de la pointe à (a) 9 éléments, (b) 12 éléments, (c) 15 éléments et (d) 18 éléments sur l'atténuation obtenue sur le secteur imposé par l'agencement considéré.

L'impact de la densité du nombre d'éléments sur chaque anneau est plus représentatif sur la Figure 2-38. On représente cette fois l'atténuation en fonction du rayon pour chacun des mêmes anneaux des 3 structures. Tout d'abord, le facteur de réseau est étudié sur la Figure 2-38 (a) pour des réseaux circulaires composés de 3, 4, 5, et 6 éléments. Le rayon de chaque anneau est représenté par une ligne discontinue. On peut ainsi observer le nombre d'éléments nécessaire pour obtenir une atténuation sur le secteur dépendant de ce nombre d'éléments. D'après la Figure 2-38 (a), on peut conclure qu'un petit nombre d'éléments est plus adapté pour des rayons faibles. Cependant, l'atténuation se dégrade vite et on voit qu'un plus grand nombre d'éléments est nécessaire pour des rayons plus importants. Ceci se vérifie sur les résultats exposés pour chaque anneau. Sur la Figure 2-38 (b), qui correspond à l'anneau du bas qui présente le plus grand rayon, on voit que seul l'anneau de 6 éléments permet d'obtenir une atténuation d'un peu plus de 8dB sur son secteur associé de 60°.

En considérant l'anneau du milieu de chaque structure (et donc en réduisant le rayon réel limite), on s'aperçoit sur la Figure 2-38 (c) que l'utilisation de 5 ou 6 éléments permet d'atteindre les objectifs. Enfin, la Figure 2-38 (d) montre que les 4 agencements présentent une atténuation, en notant que l'atténuation la plus faible est obtenue en utilisant le plus grand nombre d'éléments.

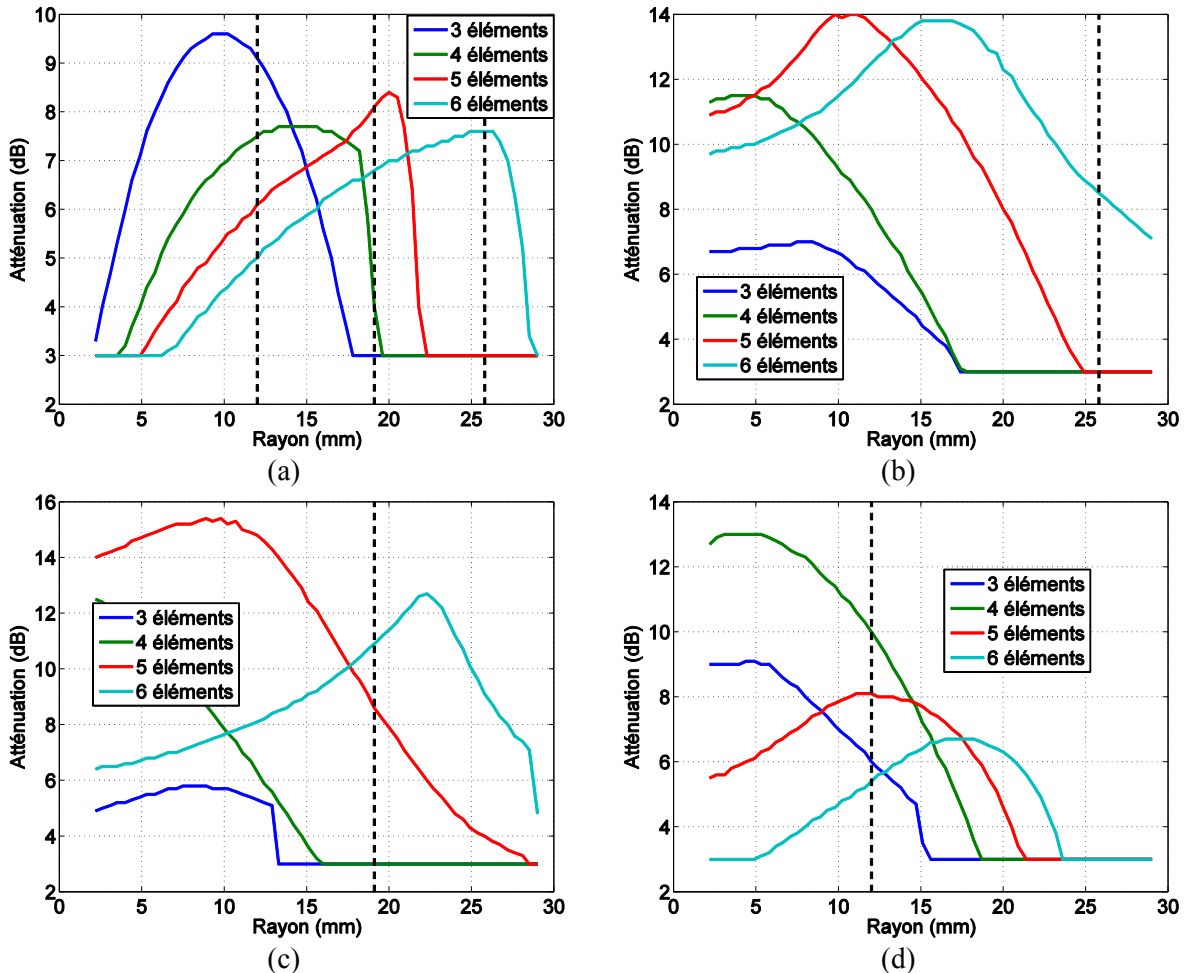


Figure 2-38 : Impact du rayon d'un réseau circulaire sur l'atténuation maximale atteinte entre deux secteurs en considérant (a) le facteur de réseau, (b) l'anneau du bas, (c) l'anneau du milieu et (d) l'anneau du haut des pointes constituées de 9, 12, 15 et 18 éléments.

#### 2.4.2.1.4 Impact des caractéristiques principales d'un diagramme de rayonnement sur le réseau phasé

Après avoir étudié l'impact du rayon d'un réseau circulaire sur l'atténuation que pouvait présenter ce réseau sur un secteur en introduisant un déphasage sur un élément, la forme des diagrammes de rayonnement a cette fois été prise en compte. En effet, on a pu voir qu'à rayon équivalent, la pointe à 2.3GHz présentait de meilleurs résultats qu'un anneau de 3 éléments à 5.2GHz. Cette étude fait intervenir des caractéristiques principales d'un diagrammes de rayonnement, c'est-à-dire le rayonnement arrière (Front To Back Ratio, FTBR), ainsi que le niveau de rayonnement en direction des autres éléments rayonnants. Dans cette section, le rayon est fixe pour chaque agencement (rayon équivalent du cône introduit dans le facteur de réseau), et l'atténuation est relevée en fonction du FTBR que présente le diagramme considéré. Aucun résultat n'a été obtenu pour la pointe à 9 éléments rayonnants, c'est pour cela que seules des courbes correspondantes aux réseaux de 12, 15 et 18 éléments sont représentées dans cette section.

Les caractéristiques du diagramme prises en compte sont représentées sur la Figure 2-39 (a) pour chacun des agencements retenus. Les diagrammes sont obtenus à partir d'un gabarit dont les points remarquables peuvent être modifiés. L'atténuation maximale relevée entre deux secteurs opposés de  $90^\circ$  de large pour un agencement circulaire de 4 éléments est représentée sur la Figure 2-39 (b) en fonction du FTBR, et du niveau de rayonnement dans la direction des éléments situés à  $90^\circ$  et  $270^\circ$ , que l'on note  $Att_{90^\circ}$ . Avec 4 éléments, le FTBR correspond en fin de compte au rayonnement dans la direction de l'élément à  $180^\circ$ , en considérant que le maximum du diagramme normalisé se situe dans la direction de l'élément à  $0^\circ$ . Sur les courbes de la Figure 2-39 (b) nous pouvons remarquer une augmentation des performances (de l'atténuation) jusqu'à une baisse du rayonnement de 4dB dans les directions  $\varphi = 90^\circ$  et  $270^\circ$ . On observe ensuite une détérioration des performances à partir d'une atténuation de 5dB, puis une détérioration globale en fonction de l'augmentation du FTBR. Si on se réfère au diagramme de la Figure 2-25 (b), qui présente un FTBR de 30dB et un rayonnement dans les directions  $\varphi = 90^\circ$  et  $270^\circ$  de -12dB, aucune courbe ne correspond à cette configuration ce qui confirme que le réseau de 4 sous-réseaux ne permet pas d'obtenir une atténuation conséquente entre les deux secteurs considérés. Les résultats obtenus avec un réseau circulaire de 5 éléments sont représentés sur la Figure 2-39 (c). Le maximum du rayonnement se situe dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ , et le rayonnement dans la direction des deux éléments en  $144^\circ$  et  $216^\circ$  subi une variation ainsi que le FTBR. Les performances augmentent jusqu'à une atténuation de 4dB dans la direction des deux éléments opposés à l'élément positionné dans la direction principale. Elles se dégradent ensuite à partir de 5dB d'atténuation. Concernant l'impact du FTBR, son augmentation augmente les performances pour des atténuations au-delà de 6dB. L'effet inverse est obtenu jusqu'à un niveau de rayonnement de -5dB dans les directions  $\varphi = 144^\circ$  et  $216^\circ$ . Enfin, les résultats de l'étude d'un réseau circulaire de 6 éléments sont exposés sur la Figure 2-39 (d). Pour cette configuration, le FTBR correspond au rayonnement dans la direction de l'élément qui se situe dans la direction  $\varphi = 180^\circ$ , et le rayonnement noté  $Att_{120^\circ}$  correspond au rayonnement dans la direction des éléments en  $\varphi = 120^\circ$  et  $240^\circ$ . On observe une forte dégradation des performances en fonction du FTBR pour de forts rayonnements en  $\varphi = 120^\circ$  et  $240^\circ$ . On peut voir qu'avec un diagramme présentant des caractéristiques proches du diagramme réel, les performances sont cohérentes, avec une atténuation entre les deux secteurs relevée à 11dB. A partir d'un FTBR d'environ 10dB, l'atténuation s'améliore jusqu'à un rayonnement de -10dB dans la direction des autres éléments, puis se détériore pour des atténuations plus élevées. Globalement il y a une augmentation des performances en fonction du FTBR (toujours à partir d'un FTBR de 10dB). A partir de cette étude, on peut déterminer quelles caractéristiques doit présenter le diagramme de rayonnement d'un sous-réseau (dans le plan  $\theta = 90^\circ$ ) pour pouvoir atteindre le maximum d'atténuation entre deux secteurs opposés.

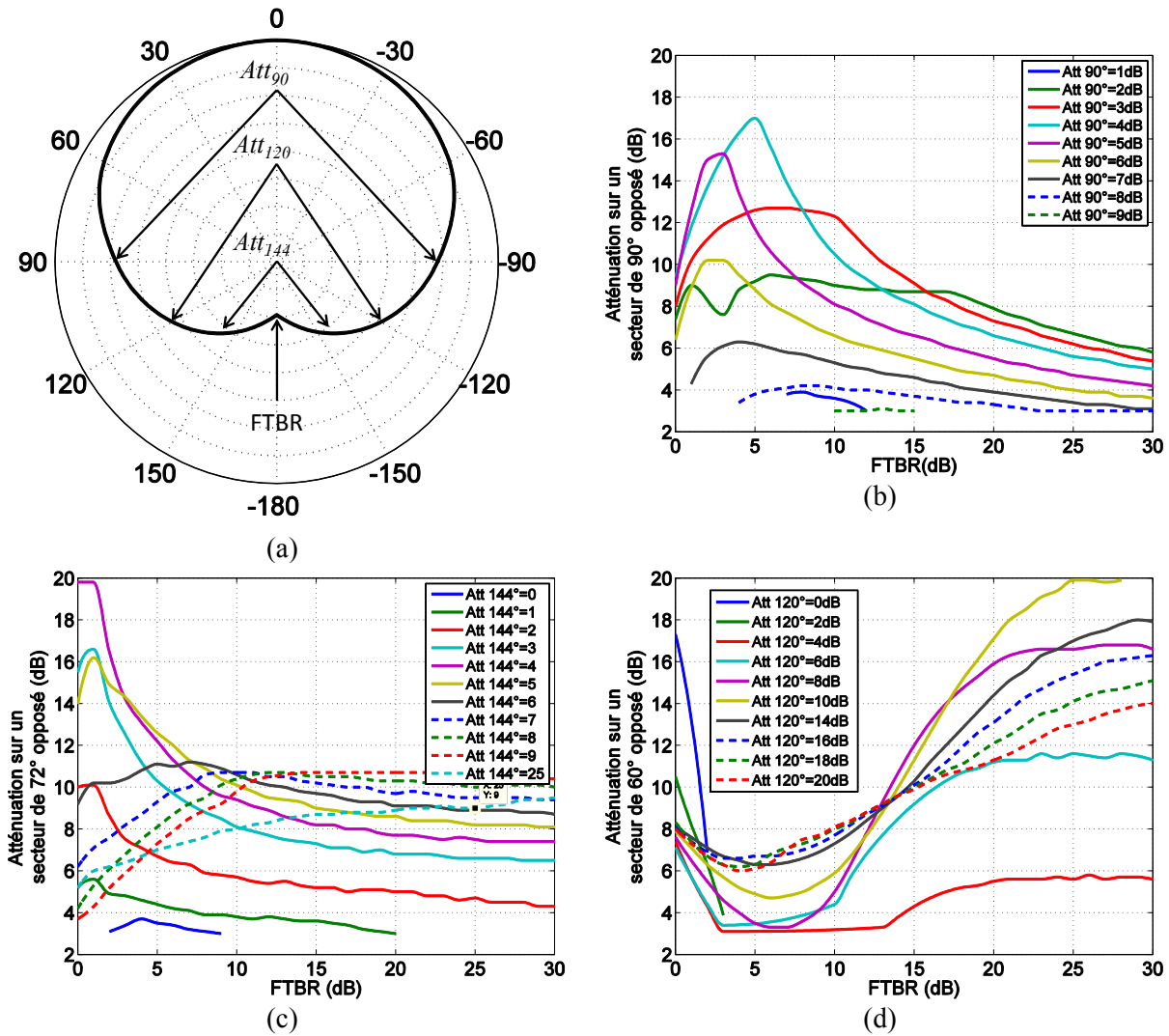


Figure 2-39 : (a) Définition du rayonnement dans la direction des autres éléments pour la pointe à 12 éléments ( $Att_{90^\circ}$ ), 15 éléments ( $Att_{144^\circ}$ ) et 18 éléments ( $Att_{120^\circ}$ ). Impact du FTBR et du rayonnement vers les autres éléments sur l'atténuation maximale entre deux secteurs imposés par l'agencement considéré pour des réseaux circulaires de (b) 4, (c) 5 et (d) 6 éléments rayonnants.

### 2.4.2.2 Loi de phase progressive et symétrique

Une autre approche du réseau phasé est considérée dans cette section. Au lieu d'utiliser deux états de phase par antenne, et d'appliquer uniquement le déphasage sur un sous-réseau, une loi de phase progressive et symétrique est maintenant mise en place. Ce principe est exposé sur la Figure 2-40, pour les trois configurations retenues. La configuration présentant 3 sous-réseaux n'est pas prise en compte puisqu'appliquer cette loi sur cet agencement ne présente aucune différence par rapport à la première approche. Cette configuration fait donc intervenir 3 états de phase simultanés pour les pointes à 12 (Figure 2-40 (b)) et 15 (Figure 2-40 (c)) éléments rayonnants, puis 4 états pour la pointe à 18 éléments (Figure 2-40 (d)).

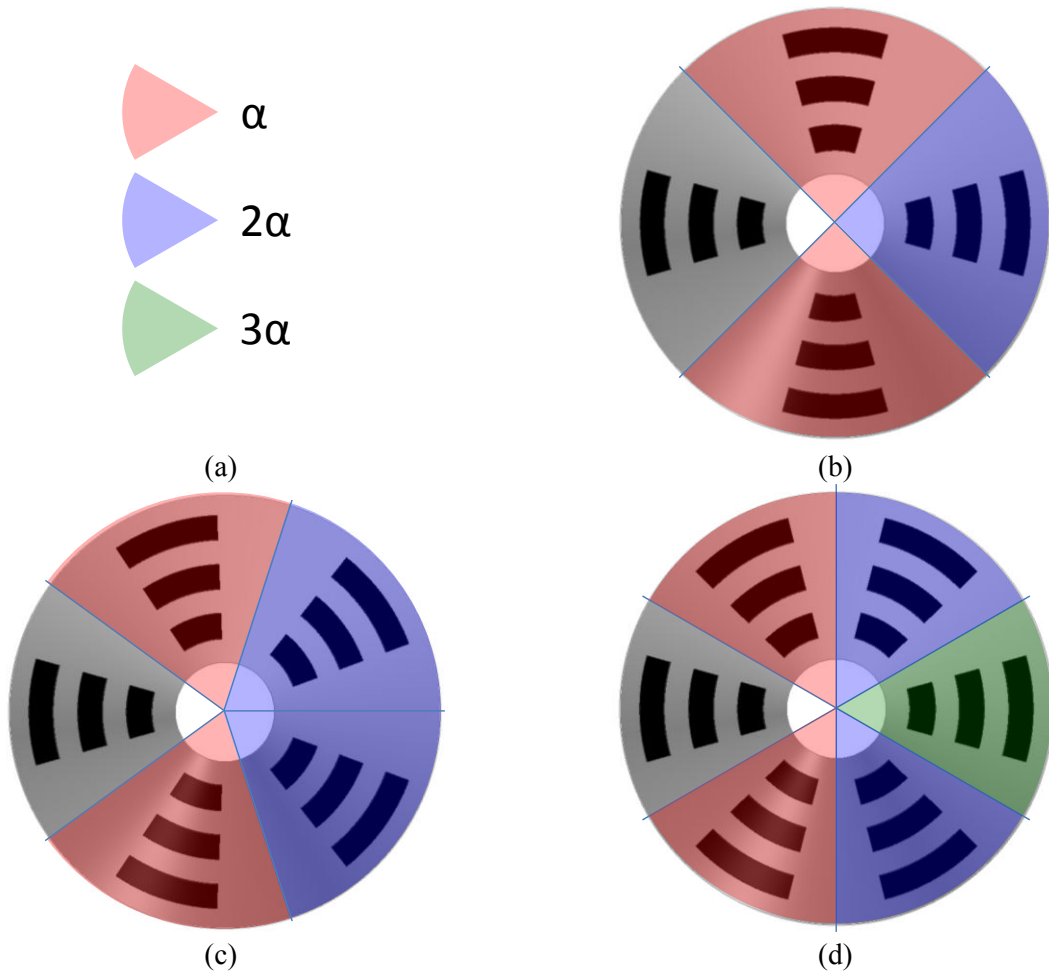


Figure 2-40 : (a) Déphasage appliqué sur les différents sous-réseaux de couleurs. Schéma d'application des déphasages pour les pointes à (b) 12, (c) 15 et (d) 18 antennes.

Afin d'observer l'impact de ces lois sur le diagramme de rayonnement des pointes de la Figure 2-40, les cartographies vont être générées en faisant varier l'angle  $\alpha$  de 0 à 359°. Le critère d'atténuation est de 10dB, et cette atténuation doit être maintenue entre le minimum dans la direction de l'interlocuteur et le maximum du rayonnement dans la direction du brouilleur sur un secteur imposé par l'agencement pris en compte dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . Les cas des réseaux à 12 et 15 éléments sont représentés sur la Figure 2-41. La cartographie du réseau de 12 éléments, représentée par la Figure 2-41 (a), montre qu'aucune loi ne permet d'obtenir la forme de diagramme voulue. En effet, les diagrammes présentent plusieurs lobes ayant un rayonnement supérieur à -3dB, et les secteurs atténués (zone bleue) ne sont pas assez larges ( $90^\circ$ ) pour maintenir l'atténuation de 10dB entre chaque commutation de phase. Le cas du réseau de 15 éléments est exposé sur la Figure 2-41 (b). De même que pour le cas précédent, les secteurs présentant une atténuation de 10dB ne sont pas assez larges et restent inférieurs à  $72^\circ$ , malgré une largeur de lobe principal suffisante pour certaines lois de phase.

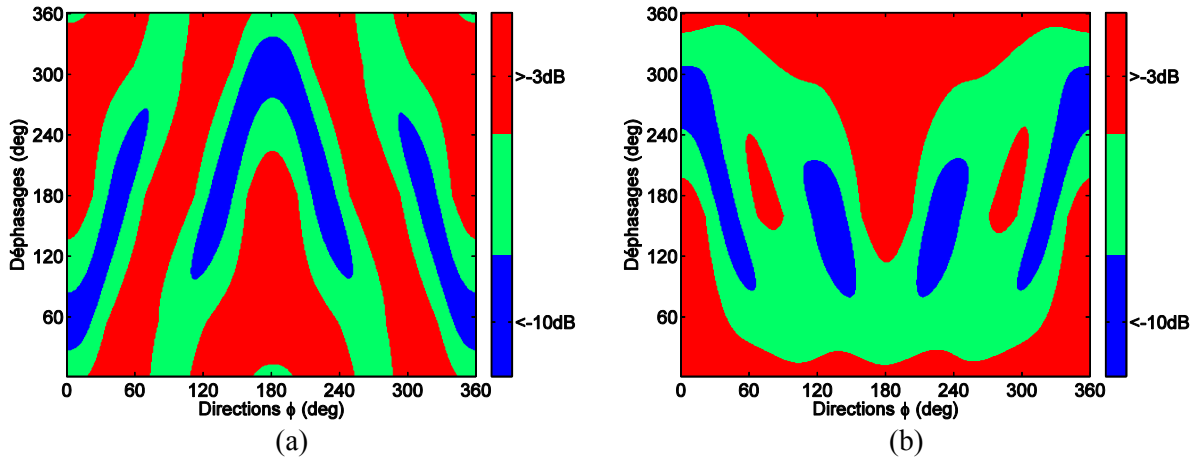
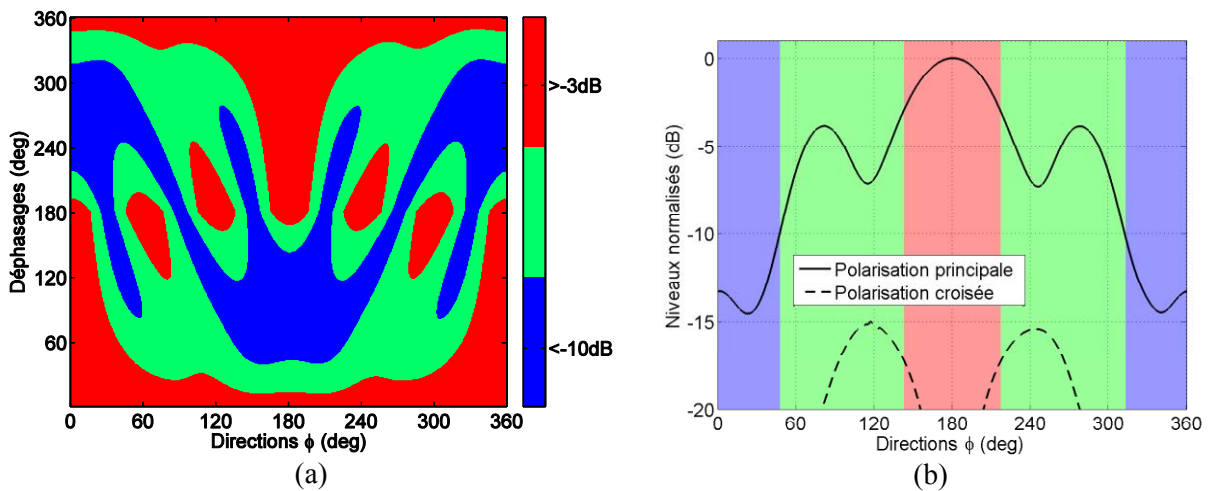


Figure 2-41 : Cartographies obtenues dans le plan  $\theta = 90^\circ$  pour les réseaux coniques de (a) 12 et (b) 15 éléments.

La pointe composée de 18 éléments reste encore la plus intéressante pour cette approche puisqu'elle permet d'atteindre l'objectif imposé. La cartographie générée dans le plan  $\theta = 90^\circ$  est représentée sur la Figure 2-42 (a). Une des lois qui permet de maintenir une atténuation de 10dB entre deux secteurs de  $60^\circ$  opposés est une loi de phase obtenue pour  $\alpha = 300^\circ$ , ce qui donne, en respectant les couleurs de la Figure 2-40, la loi suivante :  $300^\circ$  pour les zones rouges,  $240^\circ$  pour les zones bleues et  $180^\circ$  pour la zone verte. Le diagramme de rayonnement obtenu avec cette configuration est représenté sur la Figure 2-42 (b) dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . On obtient un diagramme plus directif par rapport à la mise en place d'un seul déphasage au sein d'un sous-réseau. Ceci se traduit sur la Figure 2-42 (c) par une directivité maximale plus importante dans la direction de l'interlocuteur, mais avec le même niveau de directivité minimale dans la même direction obtenu avec un seul état de phase par sous-réseau. L'atténuation sur toute une période de roulis est maintenue supérieure à 10dB.

Tableau 2-12 : Récapitulatif des grandeurs remarquables de l'effet d'une loi de phase progressive et symétrique sur le réseau classique de 18 éléments.

Loi de phase (deg)	$D_{max}$ (dB)	$D_{min}$ (dB)	Atténuation sur $60^\circ$ (dB)
0 300 240 180	7.0	4.8	10.7



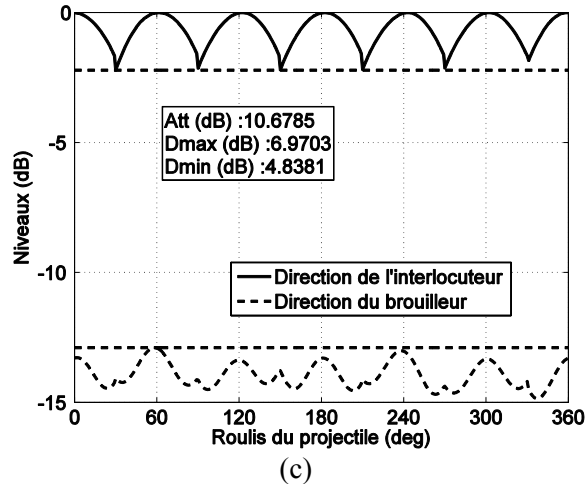


Figure 2-42 : (a) Cartographie illustrant l'impact des lois de phase symétriques et progressives sur la pointe à 18 éléments rayonnants. (b) Diagramme de rayonnement obtenu pour  $\alpha = 300^\circ$  et (c) niveaux de rayonnement obtenus sur une période de roulis dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur.

La même étude exposée à la section 2.4.2.1.4 concernant l'impact des caractéristiques des diagrammes de rayonnement sur la loi de phase est reprise ici. Les diagrammes pris en compte dans ces simulations sont à nouveau générés à partir d'un gabarit défini par un FTBR et un rayonnement spécifique dans la direction d'autres éléments. Les tendances en termes d'atténuation obtenue sur le secteur imposé par la structure considérée sont affichées sur la Figure 2-43. Concernant un réseau circulaire de 4 éléments rayonnants (Figure 2-43 (a)), nous pouvons observer une augmentation des performances jusqu'à une atténuation de 4dB dans les directions  $90^\circ$  et  $270^\circ$  (malgré le cas représenté par la courbe bleue qui ne présente pas un lobe assez large à partir d'un FTBR de 3dB). Il s'en suit une forte détérioration des performances à partir d'une atténuation de 5dB. On peut relever au final une baisse des performances en fonction de l'augmentation du FTBR quelque soit l'atténuation imposée dans les deux autres directions. Le cas d'un réseau circulaire de 5 éléments rayonnants est exposé sur la Figure 2-43 (b). Les tendances en termes d'atténuation par rapport au rayonnement dans la direction des éléments en  $144^\circ$  et  $216^\circ$  sont les mêmes que pour le cas précédant. Cependant, à partir de 5dB d'atténuation du rayonnement du diagramme élémentaire dans ces directions, nous pouvons observer une augmentation de l'atténuation atteinte par le réseau phasé. Ce phénomène est encore plus important lorsque l'on considère un réseau circulaire de 6 éléments dont les résultats sont exposés sur la Figure 2-43 (c). L'atténuation atteinte baisse en fonction du FTBR pour une atténuation dans les directions des éléments en  $120^\circ$  et  $240^\circ$  variant de 0 à 4dB puis elle augmente pour des atténuations supérieures à 4dB à partir d'un certain FTBR, atteignant une limite d'environ 11dB.

Les résultats généraux obtenus avec cette loi de phase symétrique mettent en jeu des atténuations moins importantes que l'on pouvait obtenir avec un seul déphasage sur un sous-réseau de la pointe. Mais ils mettent tout de même en valeur l'importance de la forme des diagrammes de rayonnement élémentaires qui a un impact sur l'atténuation obtenue lors de l'utilisation du réseau phasé, mais aussi sur la largeur du lobe principal. Les diagrammes des réseaux coniques simulés étant ceux qu'ils sont, ces résultats montrent pourquoi il est possible ou non d'utiliser une certaine loi de phase pour faire en sorte que le rayonnement du réseau, étudié ici dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , présente un diagramme suffisamment large dans une direction d'intérêt, et un secteur atténué d'une même ou plus importante largeur dans une direction sensible.



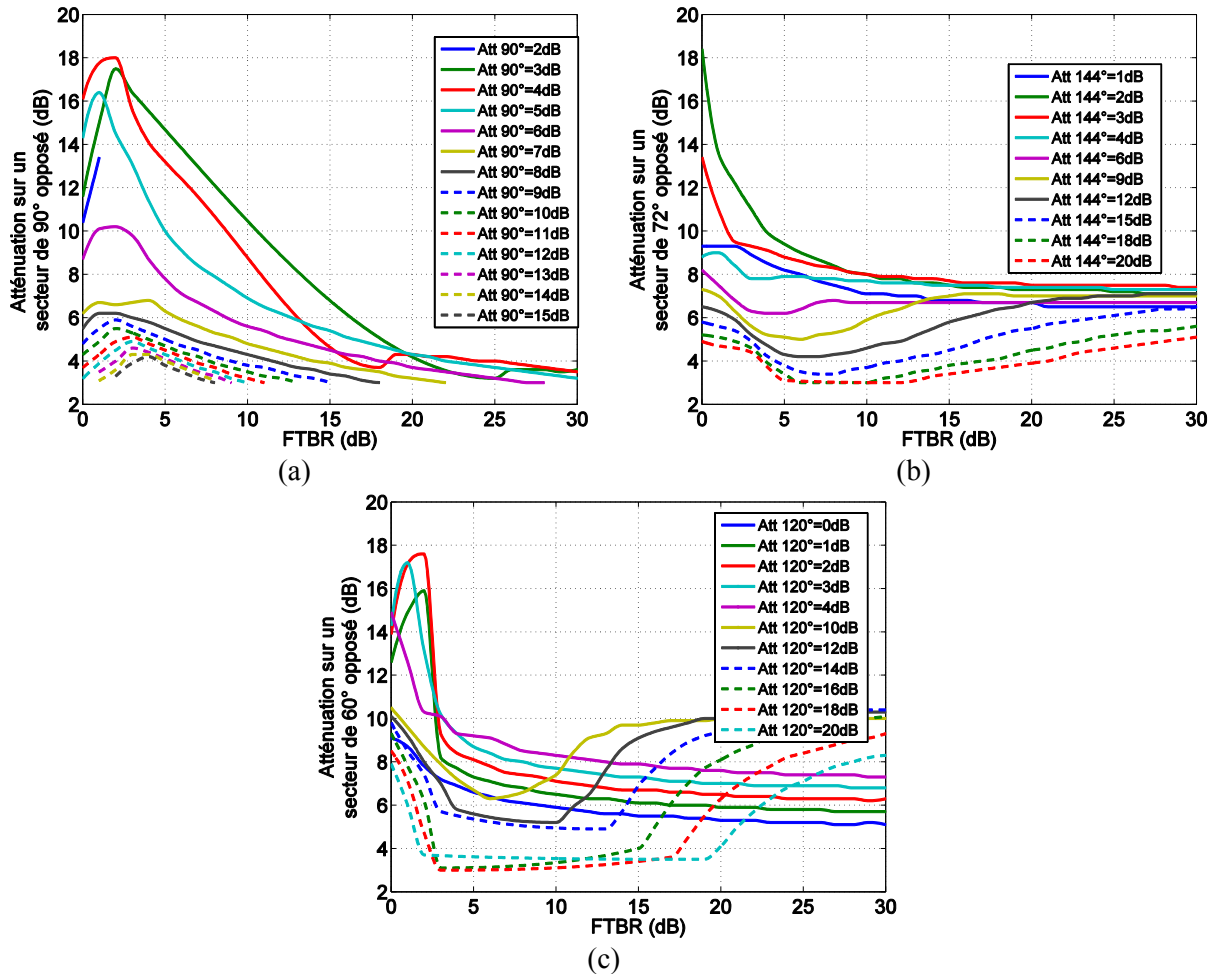


Figure 2-43 : Impact du FTBR et du rayonnement vers les autres éléments sur l'atténuation maximale entre deux secteurs imposés par l'agencement considéré pour des réseaux circulaires de (b) 4, (c) 5 et (d) 6 éléments rayonnants en utilisant la loi de phase symétrique et progressive.

### 2.4.2.3 Optimisation des phases de chaque élément rayonnant

Afin d'imposer au diagramme de rayonnement du réseau une certaine atténuation entre deux secteurs opposés, nous avons étudié jusqu'à maintenant l'impact d'un déphasage au sein d'un sous-réseau d'une structure (assimilé pour certaines études à un réseau circulaire). C'est-à-dire qu'un ou plusieurs sous-réseaux de la structure étaient déphasés par rapport aux autres, mais que chaque élément d'un sous-réseau était en phase. Nous allons dans cette section considérer chaque élément rayonnant individuellement. Peu importe la structure considérée, il ne sera plus question de faire un balayage de chaque phase pour chaque élément, ces résultats étant impossible à regrouper dans une cartographie comme on le faisait avant dû au trop grand nombre de possibilités. L'outil développé sur Matlab sera cette fois utilisé pour optimiser les phases de chaque élément (dans la première partie de cette section) ou d'un certain groupe d'éléments (notion de sous-réseaux phasés dans la deuxième partie de cette section).

#### 2.4.2.3.1 Optimisation des phases de chaque élément d'un réseau conique

Chaque structure présentée dans la section 2.2 a été étudiée et les performances présentées par chacune ont été relevées dans un premier temps en utilisant une optimisation basée sur le gradient (fonction « fmincon » disponible sous Matlab) pour dégrossir le problème et mettre de côté des

agencements qui ne remplissaient pas les conditions requises (mise en place d'une atténuation limite). Dans un deuxième temps, les structures ayant passées la première étape ont cette fois été optimisées en utilisant un algorithme génétique (fonction « ga » disponible sous Matlab) de manière à simuler l'utilisation de déphaseurs 2 bits, 4 bits ou 6 bits. Tous les résultats seront exposés dans la dernière section de ce chapitre. Pour illustrer l'étude, nous développerons dans cette partie uniquement le déroulement des simulations pour un seul agencement.

L'agencement étudié ici sera la pointe constituée de 18 éléments rayonnants, répartis selon 6 sous-réseaux de 3 éléments, illustrée sur la Figure 2-44 (a). L'atténuation limite a été fixée à 10dB. Le plan d'étude est toujours le plan  $\theta = 90^\circ$ . Les niveaux sont toujours pris sur une période de roulis dans deux directions opposées : une qui joue le rôle d'une direction sensible dans laquelle on peut trouver un brouilleur, et l'autre qui joue le rôle d'une direction d'intérêt dans laquelle se trouve l'interlocuteur. Le scénario utilisé pour relever les performances de rayonnement en termes d'atténuation est représenté sur la Figure 2-44 (b).

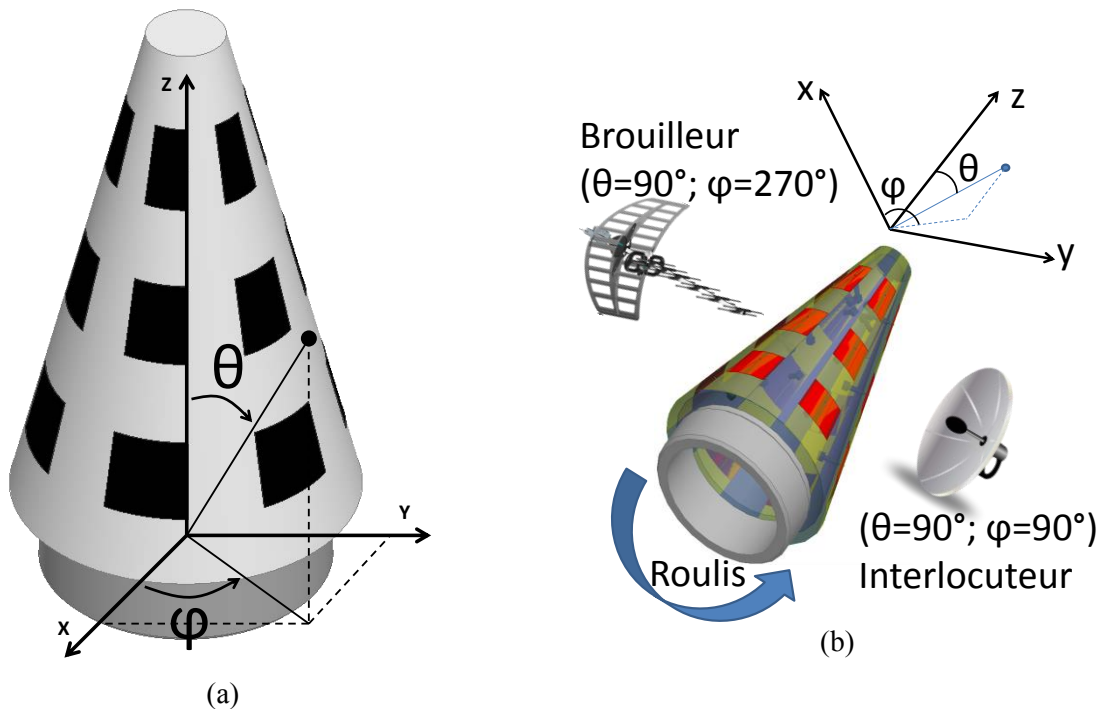


Figure 2-44 : (a) Réseau conique de 18 éléments rayonnants répartis selon 6 sous-réseaux linéaires de 3 éléments. (b) Pointe située entre deux récepteurs dans deux directions opposées : un brouilleur et un interlocuteur.

La première étape consiste donc à optimiser les phases de chaque antenne dans le but d'obtenir la meilleure atténuation entre le niveau de rayonnement minimal dans la direction de l'interlocuteur sur un secteur de  $60^\circ$ , et le niveau de rayonnement maximal dans la direction du brouilleur sur un secteur de  $60^\circ$ . Les seuls résultats obtenus avec une optimisation utilisant la méthode du gradient seront exposés pour cette première approche afin de montrer la différence entre un réseau phasé sans limitation de phase, et un réseau avec restriction des états de phase. Dans un premier temps, la loi de phase à 18 états est optimisée sur un premier secteur, sachant qu'il y en a 6 correspondant à l'instant de commutation de cette loi. La structure étant symétrique on peut s'attendre à obtenir le même diagramme de rayonnement en faisant commuter cette même loi. La polarisation principale et la polarisation croisée de ce premier diagramme sont représentées sur la Figure 2-45 (a). Sur cette même figure sont représentés l'atténuation entre les deux secteurs larges de  $60^\circ$  opposés,  $Max_{60^\circ}$ , la largeur à mi-puissance du lobe principal,  $HPBW$  (Half Power Beam Width), l'écart entre le niveau dans la

direction principale et le niveau dans la direction opposée, *FTBR* (*Front To Back Ratio*), et enfin le maximum de la directivité (relevé dans la direction principale),  $Max_D$ . La directivité atteint donc une valeur maximale de 7.4dB, et l'atténuation que l'on peut atteindre entre les deux directions est d'environ 37dB, uniquement pour ce diagramme. En effet, si on commute cette loi, en prenant en compte ce diagramme à l'origine du roulis du projectile, on atteint seulement 31dB d'atténuation sur toute une période du roulis, avec une directivité maximale de 7.4dB comme on peut le voir sur la Figure 2-45 (b). Nous avons donc représenté sur la Figure 2-45 (c) chaque diagramme de rayonnement correspondant aux instants entre chaque commutation de la loi de phase. Les secteurs sur lesquels ces diagrammes sont actifs sont représentés sur la Figure 2-45 (d) en respectant le même code de couleurs de la Figure 2-45 (c). On voit que la plus grande différence entre chaque diagramme se situe au niveau du rayonnement arrière malgré l'utilisation de la même loi de phase. On peut donc en conclure, d'après la Figure 2-45 (b) et la Figure 2-45 (c) que le diagramme vert (dont le maximum est dirigé dans la direction  $\varphi = 60^\circ$ , qui correspond à une position en roulis de  $240^\circ$ ) présente le rayonnement le plus élevé dans la direction du brouilleur. On retiendra tout de même dans cette première étape les 31dB d'atténuation atteintes entre les deux directions sur une période de roulis, malgré les différences entre les différents diagrammes pour la même loi de phase, probablement dues aux différences de maillages au sein de la structure dans le modèle HFSS.

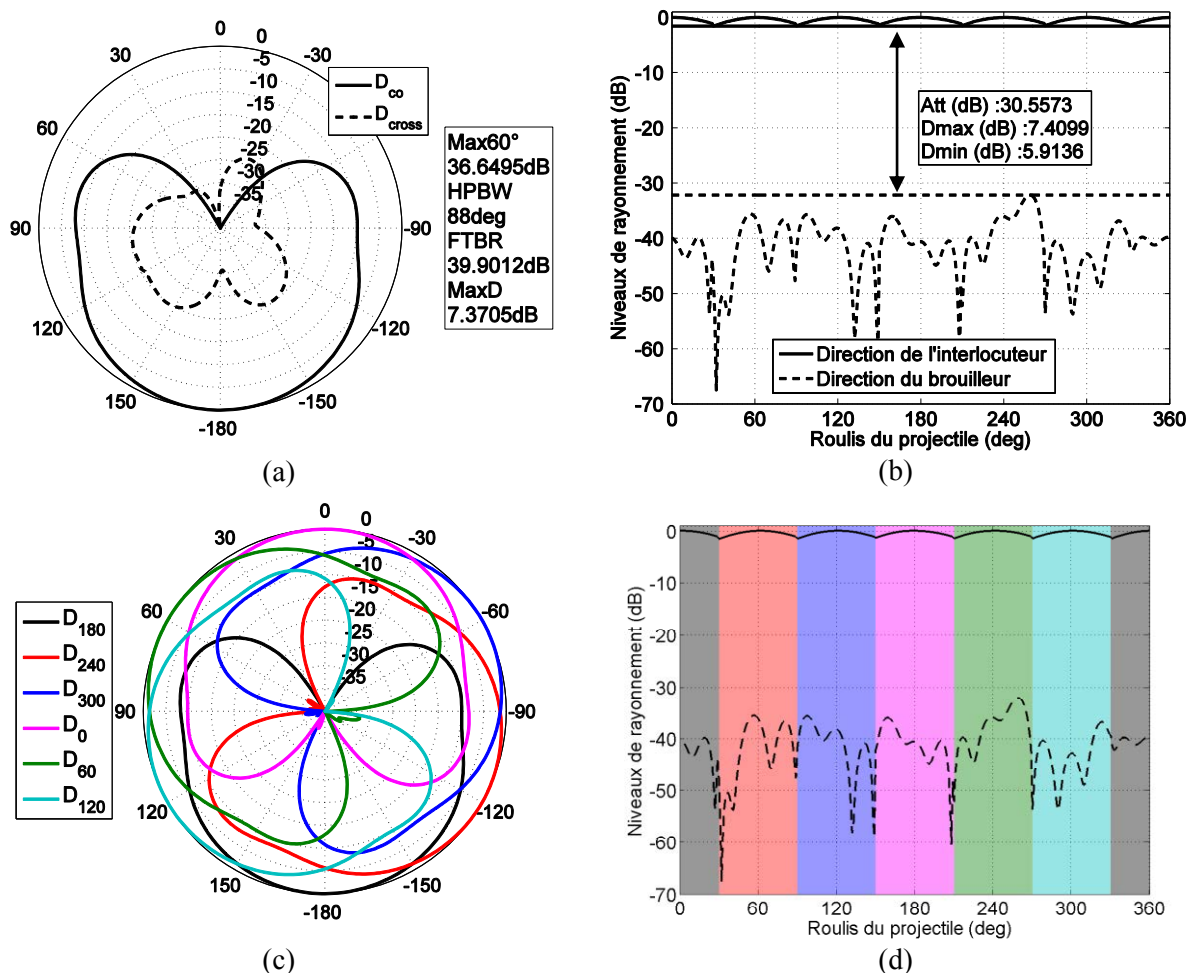


Figure 2-45 : (a) Diagramme de rayonnement de la pointe à 18 éléments rayonnants avec une loi de phase optimisée pour assurer la meilleure atténuation entre deux secteurs larges de  $60^\circ$  opposés et (b) niveaux de rayonnement dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur sur une période de roulis en commutant cette loi tous les  $60^\circ$  de la position du projectile. (c) Diagrammes de rayonnement correspondant aux 6 différentes configurations du réseau d'antennes. (d) Correspondance de chaque diagramme par rapport à la position en roulis du projectile.

Le fait de prendre en compte l'utilisation de déphaseurs est primordial pour la suite de l'étude. En effet, des déphaseurs numériques seront utilisés pour la fabrication du prototype. Il faut donc prévoir leur impact sur l'agilité apportée aux diagrammes de rayonnement. C'est pour cela qu'à partir de maintenant un algorithme génétique sera utilisé pour optimiser les lois de phase. Contrairement à précédemment, les états de phase seront limités à 4 pour l'utilisation de déphaseurs de résolution 2 bits, 16 états pour 4 bits et 64 états de phase pour des déphaseurs 6 bits. Le même objectif a été pris en compte, c'est-à-dire obtenir une atténuation optimale entre deux secteurs larges de 60°. Les diagrammes correspondants à l'utilisation de chaque déphaseur sont représentés sur la Figure 2-46. Comme on peut le voir sur la Figure 2-46 (a), le cas qui présente l'atténuation la moins importante est celui pour lequel la simulation prend en compte 4 états de phase (de 0 à 270° avec un pas de 90°). Une atténuation de 22dB est atteinte en autorisant 16 états de phase (de 0 à 337.5° par pas de 22.5°) comme le montre le diagramme de la Figure 2-46 (b) puis enfin, avec une résolution de 6 bits dont le cas est exposé sur la Figure 2-46 (c), le diagramme de rayonnement dans la plan  $\theta = 90^\circ$  présente une atténuation de 28dB. Donc avec une plus grande agilité des lois de commande, les performances sont améliorées en termes d'atténuation. En effet on peut remarquer sur les 3 diagrammes que la directivité maximale dans la direction  $\varphi = 180^\circ$  est presque identique, la valeur minimale étant de 5.6dB et la valeur maximale étant de 6dB. Il est également important de constater qu'il ne suffit pas que le diagramme présente un FTBR élevé pour répondre aux exigences. Si on se réfère aux cas faisant intervenir 4 états de phase et 16 états de phase, on peut constater qu'avec un FTBR de 22.4dB, le cas 4 bits présente une atténuation supérieur au cas 2 bits dont le diagramme de rayonnement présente un FTBR de 30dB. Ceci est dû à l'ouverture du lobe dans la direction de l'interlocuteur.

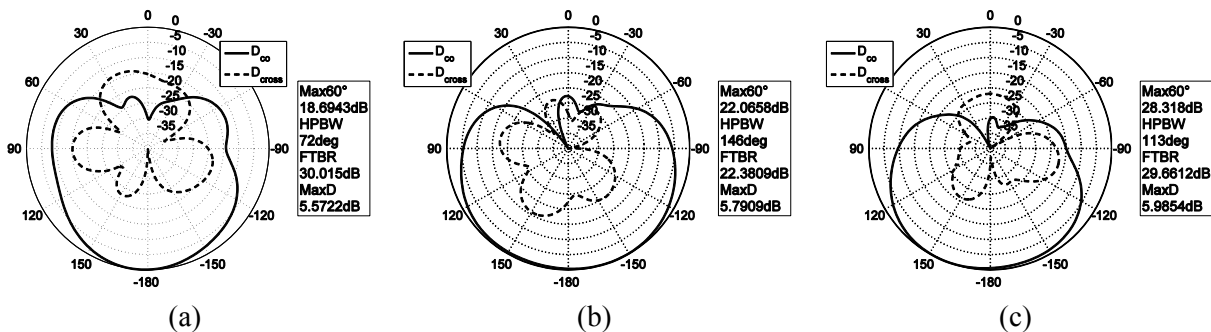


Figure 2-46 : Diagramme de rayonnement dans le plan  $\theta = 90^\circ$  du réseau phasé de 18 éléments dont la loi de phase a été optimisée pour que le rayonnement présente une atténuation maximale entre le minimum du secteur de 60° principal et le maximum du secteur de 60° opposé en simulant l'utilisation de déphaseurs (a) 2 bits, (b) 4 bits et (c) 6 bits.

Les lois de phase optimisées ci-dessus ont ensuite été utilisées en commutation (tous les 60°) et les simulations correspondantes à la rotation de la pointe sont représentées sur la Figure 2-47. Ces simulations sont en accords avec les diagrammes simulés de la Figure 2-46. Malgré les légères différences entre les diagrammes en utilisant la même loi de phase pour tous les secteurs, les niveaux d'atténuation sont quasiment les mêmes (on peut remarquer que plus l'agilité du système est importante, plus les diagrammes présentent des différences au niveau du rayonnement arrière). Avec l'utilisation de déphaseurs de résolution 2 bits (Figure 2-47 (a)), on relève une atténuation de 17.5dB sur toute une période de roulis avec une directivité variant entre 3.4 et 5.6 dB. Les résultats de la Figure 2-47 (b) obtenus avec 16 états de phase sont les plus proches de ceux obtenus pour le secteur dont la loi de phase a été optimisée (Figure 2-46 (b)). La directivité varie entre 5.6 et 6.6 dB (différence de directivité maximale puisque le diagramme n'est pas forcément aligné sur le centre du secteur considéré) et l'atténuation est maintenue à 21dB sur toute une période de roulis (22dB d'atténuation sur le diagramme de la Figure 2-46 (b)). Avec des déphaseurs de résolution 6 bits dont le

cas est exposé sur la Figure 2-47 (c), l'atténuation est maintenue à 26.4dB sur une période de roulis, avec une directivité maximale dans la direction de l'interlocuteur plus importante. Globalement, on voit sur ces figures l'impact de l'ouverture du lobe sur la variation de directivité dans la direction de l'interlocuteur. En effet, avec un HPBW (72°) moins important pour le diagramme de la Figure 2-46 (a) pour le cas des déphaseurs 2 bits, on peut voir que la directivité dans la direction de l'interlocuteur varie entre 3.4 et 5.6 dB sur la Figure 2-47 (a) ce qui représente une variation de 2.2dB. Cet écart est moins important avec des diagrammes présentant une ouverture plus importante comme ceux de la Figure 2-46 (b) et la Figure 2-46 (c) qui sont utilisés dans les simulations illustrées par la Figure 2-47 (b) et la Figure 2-47 (c) qui présentent des écarts entre la directivité maximale et la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur de 0.6dB et 1.2dB respectivement. Toutes les valeurs définissant les performances de chaque configuration sont reportées dans le Tableau 2-13 pour les deux cas d'optimisation.

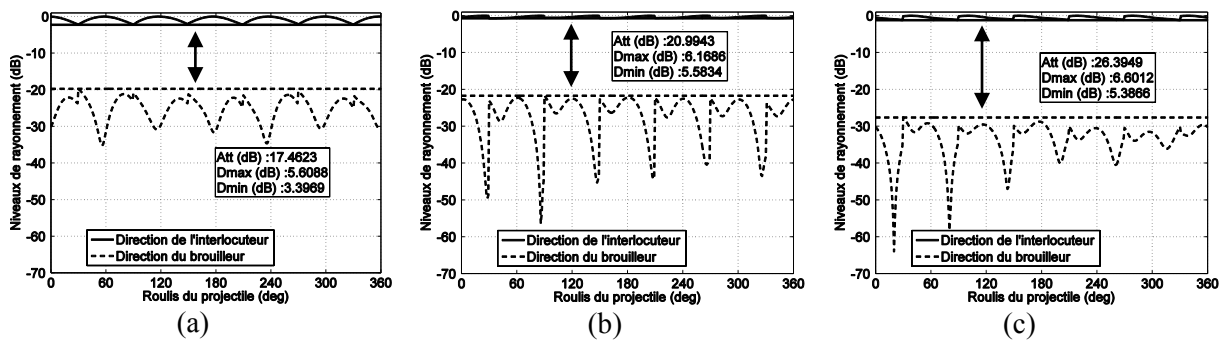


Figure 2-47 : Niveaux de rayonnement dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur sur une période de roulis en simulant l'utilisation de déphaseurs de résolution (a) 2 bits, (b) 4 bits et (c) 6 bits.

Tableau 2-13 : Directivités minimale et maximale obtenues dans la direction de l'interlocuteur et atténuation entre deux secteurs de 60° obtenues sur une période de roulis dans le cas d'une optimisation sans valeur prédéfinie (« fmincon »), puis pour 3 optimisations avec valeurs prédéfinies (« ga ») selon le déphaseur considéré.

Optimisation	$D_{min}$ (dB)	$D_{max}$ (dB)	Atténuation (dB)
« fmincon »	5.9	7.4	30.6
« ga » (2 bits)	3.4	5.6	17.5
« ga » (4 bits)	5.6	6.2	21.0
« ga » (6 bits)	5.4	6.6	26.4

L'avantage d'utiliser un réseau phasé plutôt qu'un réseau commuté pour ce type d'application a déjà été cité dans les sections précédentes et peut être exploité ici. Le principe du réseau commuté présenté dans la section 2.4.1.1 mais aussi dans [93] est limité par les secteurs imposés par la structure étudiée. En revanche, un réseau basé entièrement sur la commutation de lois de phase n'est plus limité par cet aspect de secteur. On peut alors diviser les secteurs principaux (ceux imposés par la structure) en sous-secteurs, qui correspondront chacun à une loi de phase. On peut ainsi réduire la plage angulaire sur laquelle l'atténuation est calculée, ce qui l'augmentera et réduira l'impact de l'ouverture à mi-puissance des diagrammes utilisés dans la simulation en roulis de la pointe. La structure à 18 éléments rayonnants répartis selon 6 sous-réseaux de 3 patchs présente un secteur initial de 60°. Deux cas vont être étudiés dans la suite. Dans le premier cas nous considérerons une division du secteur principal en 2 sous-secteurs de 30°. L'optimisation de la loi de phase est faite de manière à obtenir le maximum d'atténuation entre le minimum de directivité dans la direction de l'interlocuteur sur un secteur de 30°, et le secteur de 30° opposé. L'avantage de cette première division est qu'elle ne fait intervenir uniquement qu'une seule optimisation sur un seul secteur. En effet, ces secteurs étant symétriques, les mêmes états de phase issus de l'optimisation sur un sous-secteur peuvent être utilisés

pour le second sous-secteur en prenant garde d'appliquer la transformation appropriée. Le second cas étudié mettra en jeu des sous-secteurs de  $20^\circ$ , et donc deux optimisations par secteur seront nécessaires (une première pour les deux sous-secteurs symétriques, et une deuxième pour le sous-secteur central).

Pour le premier cas mentionné ci-dessus, la division du secteur principal de  $60^\circ$  en deux sous-secteurs de  $30^\circ$  est illustrée par la Figure 2-48. Si on considère que la loi de phase optimisée est celle correspondante au secteur rouge, alors celle du secteur bleu en sera une symétrie par rapport à l'axe horizontal séparant la pointe en deux. C'est-à-dire que les états de phase des deux sous-réseaux se trouvant dans les deux secteurs opposés et centrés sur cet axe sont les mêmes pour les deux positions faisant intervenir les deux lois de phase. En revanche, lors du passage d'un secteur à l'autre, les états de phase des sous-réseaux bleus et oranges seront ceux des sous-réseaux de mêmes couleurs en pointillés, et vis versa. Cette configuration compte 12 commutations par roulis (dans un plan  $\theta$ ). Si on considère que seule la pointe tourne sur la Figure 2-48, alors ces commutations se font lorsqu'un sous-réseau pénètre dans le secteur rouge ou dans le secteur bleu. Ceci est illustré sur la Figure 2-48. Pour une première position du projectile (Figure 2-48 (a)), la loi correspondant au secteur bleu est appliquée. Lorsque le sous-réseau pénètre dans le secteur bleu (Figure 2-48 (b)), la loi symétrique est appliquée (pour un diagramme optimal dans le secteur rouge). Puis on revient à la première loi (Figure 2-48 (c)) lorsque le sous-réseau 6 pénètre dans la zone rouge. Les lois sont fixes dans le plan défini par les limites des secteurs, et non pas dans le plan de la pointe (on aurait dans ce cas le secteur atténué qui tournerait avec la pointe).

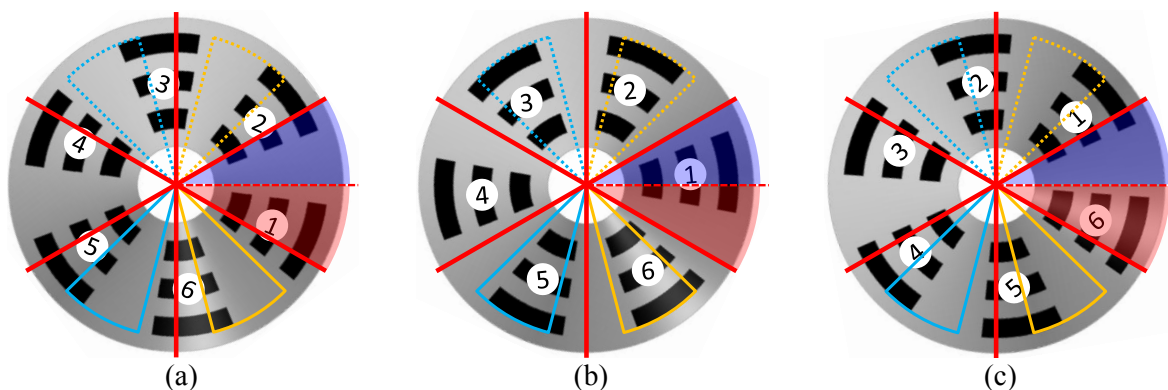


Figure 2-48 : Définition de la division d'un secteur en deux sous-secteurs de  $30^\circ$ . Application d'une loi de phase pour (a) une (diagramme optimal dans la zone bleue), (b) deux (diagramme optimal dans la zone rouge) et (c) trois (diagramme optimal dans la zone bleue) positions de la pointe.

Les deux diagrammes utilisés dans les secteurs rouge et bleu définis sur la Figure 2-48 sont représentés sur la Figure 2-49 pour les 3 configurations de déphaseur. En parallèle de chaque diagramme de rayonnement est exposée la simulation des niveaux de rayonnement dans les deux directions opposées en fonction du roulis du projectile. Les secteurs rouge et bleu en question sont représentés sur chacune de ces figures. Les deux lois de phase étant symétriques, les deux diagrammes de rayonnement sont également symétriques par rapport à l'axe horizontal (axe sur lequel il n'y a pas de changement d'état de phase).

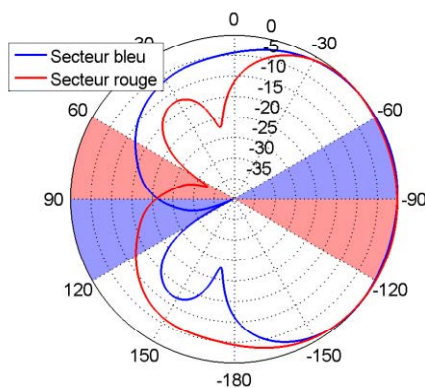
La Figure 2-49 (a) et la Figure 2-49 (b) correspondent au cas de l'utilisation de déphaseurs 2 bits. Les diagrammes que l'on peut observer sur la Figure 2-49 (a) présentent une large ouverture à mi-puissance d'environ  $212^\circ$ . Si on considère le diagramme rouge utilisé dans le secteur rouge, celui-ci présente une atténuation entre le secteur de  $30^\circ$  principal et le secteur de  $30^\circ$  opposé de 20dB. On peut voir sur la Figure 2-49 (b) que cette atténuation est valable pour tous les diagrammes puisqu'elle est maintenue sur toute une période de roulis. Avec cette large ouverture du lobe principale, on relève une



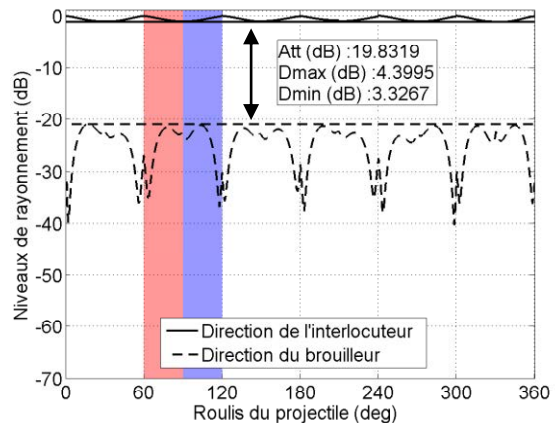
variation de directivité d'environ 1.1dB sur toute la simulation. Malgré une valeur de directivité maximale plus faible par rapport au cas où un secteur de 60° était considéré (4.4dB contre 5.6dB), l'atténuation atteinte est plus intéressante, avec 20dB contre 17.5dB. Les diagrammes obtenus avec des déphaseurs de résolution 4 bits sont représentés sur la Figure 2-49 (c). Avec une ouverture de 75°, l'utilisation de ces diagrammes dans la simulation en roulis représentée sur la Figure 2-49 (d) implique un écart entre la directivité maximale et la directivité minimale de 1.9dB (contre 0.6dB obtenu précédemment). Cependant, le niveau de rayonnement maximal est de 7.1dB contre 6.2dB obtenu lors des simulations utilisant 6 diagrammes de rayonnement sur une période de roulis. Malgré une atténuation de 27dB relevée sur le diagramme de rayonnement rouge de la Figure 2-49 (c), elle n'est que de 25dB sur la simulation impliquant le roulis du projectile. C'est une amélioration de 4dB par rapport au cas des secteurs de 60°. Enfin, les diagrammes de rayonnement obtenus avec des déphaseurs de résolution 6 bits sont représentés sur la Figure 2-49 (e). L'atténuation relevée entre les deux secteurs rouges du diagramme de rayonnement rouge est d'environ 28dB. On peut voir sur la Figure 2-49 (f) que cette atténuation est maintenue sur toute une période de roulis. De plus, la directivité maximale est améliorée de 1.9dB (8.5dB contre 6.6dB). L'écart entre la directivité maximale et la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur est de 1.6dB (1.2dB en considérant des secteurs de 60°). Globalement, on peut donc noter que le fait de réduire la largeur des secteurs angulaires en augmentant le nombre de commutations de loi de phase sur une période de roulis permet d'augmenter les performances de rayonnement en termes d'atténuation pour tous les cas de déphaseur considérés. Les résultats obtenus ci-dessus sont reportés dans le Tableau 2-14.

**Tableau 2-14 : Directivités minimale et maximale obtenues dans la direction de l'interlocuteur et atténuation entre deux secteurs de 30° obtenues sur une période de roulis en simulant l'utilisation de déphaseurs de résolutions 2 bits, 4 bits, et 6 bits en prenant en compte deux sous-secteurs de 30° par secteur de 60°.**

Résolution déphaseur	$D_{min}$ (dB)	$D_{max}$ (dB)	Atténuation (dB)
2 bits	3.3	4.4	19.8
4 bits	5.2	7.1	24.7
6 bits	6.9	8.5	27.8



(a)



(b)

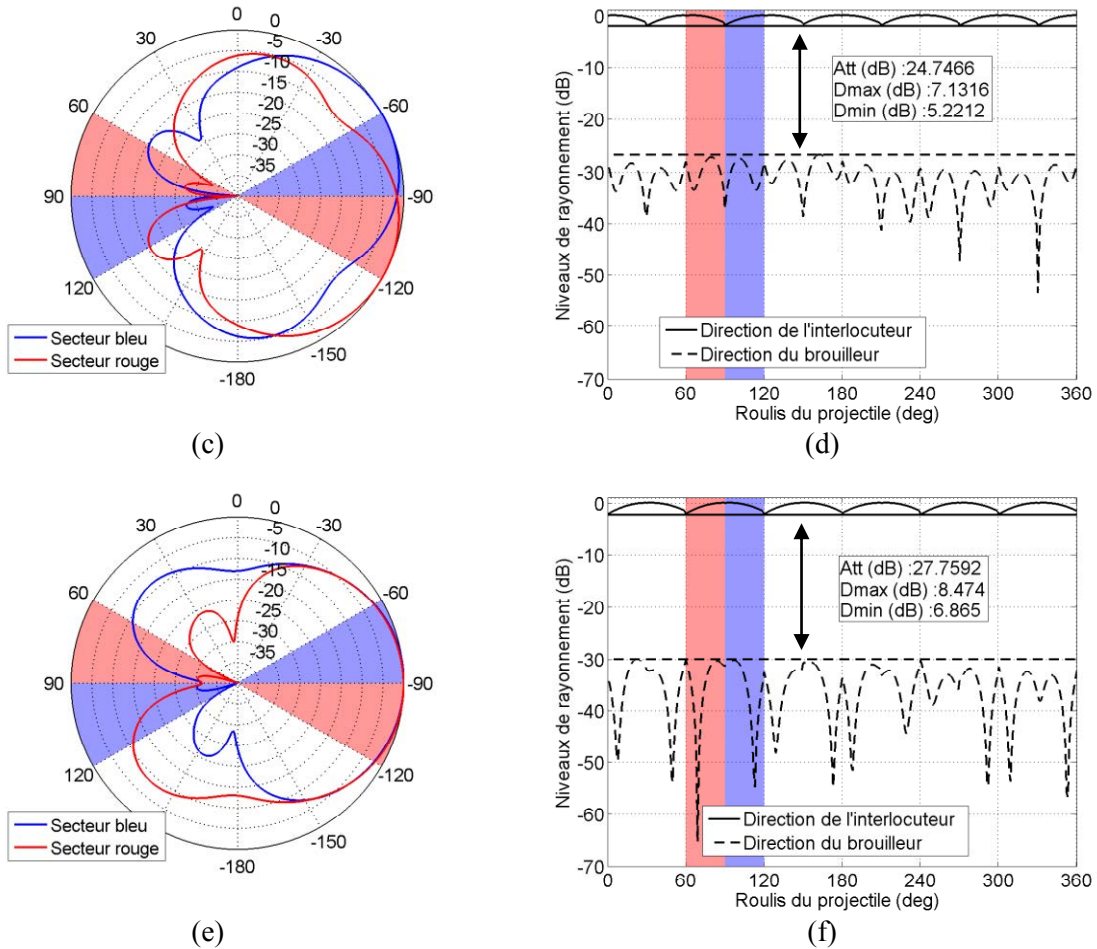


Figure 2-49 : Diagrammes de rayonnement et simulations des niveaux de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur en fonction du roulis du projectile avec utilisation de déphaseurs (a, b) 2 bits, (c, d) 4 bits et (e, f) 6 bits en prenant en compte 2 sous-secteurs de 30° par secteur de 60°.

La division prise en compte pour le second cas est illustrée sur la Figure 2-50. Les secteurs symétriques rouge et bleu sont ceux pour lesquels les états de phase seront les mêmes (avec la transformation à considérer d'un secteur à l'autre, comme dans le cas des secteurs de 30 ). Une deuxième loi est optimisée pour les sous-secteurs centraux de chacun des 6 secteurs, en l'occurrence ici en vert. Pour chaque position en roulis de la pointe correspond une loi de phase parmi les 3 considérées ici. 3 différentes positions sont définies sur la Figure 2-50. La loi correspondante au secteur bleu est active dans le cas de la Figure 2-50 (a), celle du secteur vert dans le cas de la Figure 2-50 (b) puis celle du secteur rouge dans le cas de la Figure 2-50 (c). Il y a donc une commutation d'une loi à l'autre tous les 20 de la rotation afin de présenter un diagramme optimal entre les secteurs centrés dans le plan horizontal. Le cycle des lois de phase reprend tous les 60°.



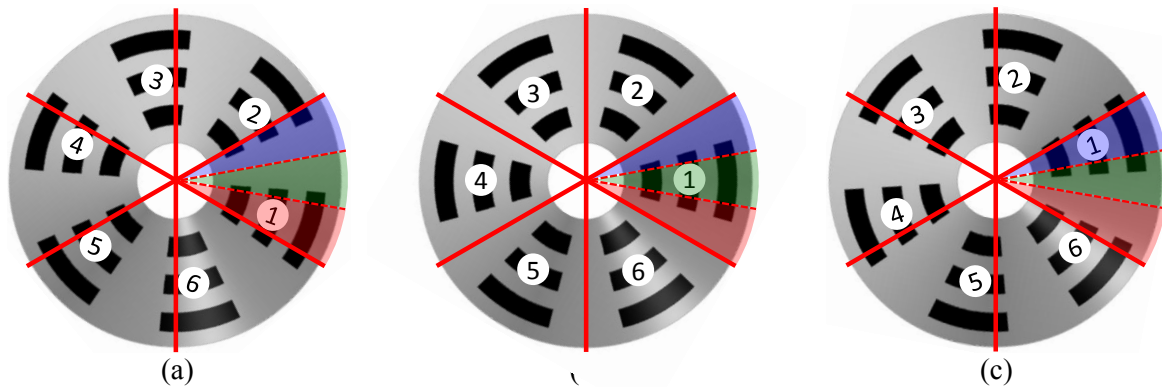


Figure 2-50 : Définition de la division d'un secteur de 60° en 3 secteurs de 20°. Prise en compte de la loi de phase correspondante aux secteurs (a) rouge, (b) vert et (c) bleu pour 3 différentes positions de la pointe.

Les diagrammes de chaque configuration de déphaseur et de chaque secteur sont représentés sur la Figure 2-51, et sont associés à leur utilisation dans la simulation en roulis du projectile. Globalement on peut voir sur la Figure 2-51 (b), la Figure 2-51 (d) et la Figure 2-51 (f) que l'atténuation est améliorée pour les 3 différents déphaseurs par rapport au cas étudié précédemment. Les diagrammes obtenus avec des déphaseurs de résolution 2 bits sont représentés sur la Figure 2-51 (a). Lorsque la pointe est dans la position illustrée par la Figure 2-50 (a), le diagramme bleu sera utilisé (pour orienter le lobe dans le plan horizontal), puis le diagramme vert pour la position définie par la Figure 2-50 (b) et enfin le diagramme rouge pour la position de la Figure 2-50 (c). En respectant cette séquence sur toute une rotation, une atténuation d'un peu moins de 22dB est maintenue entre la direction de l'interlocuteur et la direction du brouilleur. On relève un écart entre la directivité minimale et la directivité maximale dans la direction de l'interlocuteur d'environ 1.2dB. Une atténuation de 28dB est atteinte avec des déphaseurs de résolution 4 bits dont les diagrammes de rayonnement optimisés sont représentés sur la Figure 2-51 (c). La directivité dans la direction de l'interlocuteur varie entre 4.1dB et 6.3dB. Enfin, en utilisant les diagrammes de la Figure 2-51 (e), une atténuation de 32dB est maintenue sur toute une période de roulis, malgré une baisse plus importante de la directivité dans la direction de l'interlocuteur pour le diagramme utilisé dans le sous-secteur central.

Plus les secteurs sont étroits et plus l'atténuation est importante sur toute une rotation de la pointe (indépendamment des déphaseurs utilisés). Cependant, pour pouvoir réduire la largeur de ces secteurs, il faut pouvoir diviser les secteurs principaux comme on l'a fait pour 2 et 3 sous-secteurs. Ceci implique une commutation des lois de phase plus rapide que si un seul secteur était utilisé. Le cas idéal serait de faire une commutation tous les degrés, mais ceci mettrait en jeu un très grand nombre de lois de phase, et il n'est pas concevable dans la réalité une telle approche par rapport aux vitesses mises en jeu. Nous rappelons qu'une vitesse de rotation de 500Hz implique un changement de configuration toutes les 5.6μs si elle devait se faire tous les degrés. L'avantage de la division des secteurs principaux ayant été prouvé lors de ces deux dernières études (2 et 3 sous-secteurs), nous n'irons pas plus loin dans la division, mais c'est une approche accessible en simulation, les étapes étant les mêmes. Les différences résident au niveau de la prise en compte de secteur plus petits, ainsi qu'un plus grand nombre d'optimisations de lois de phase.

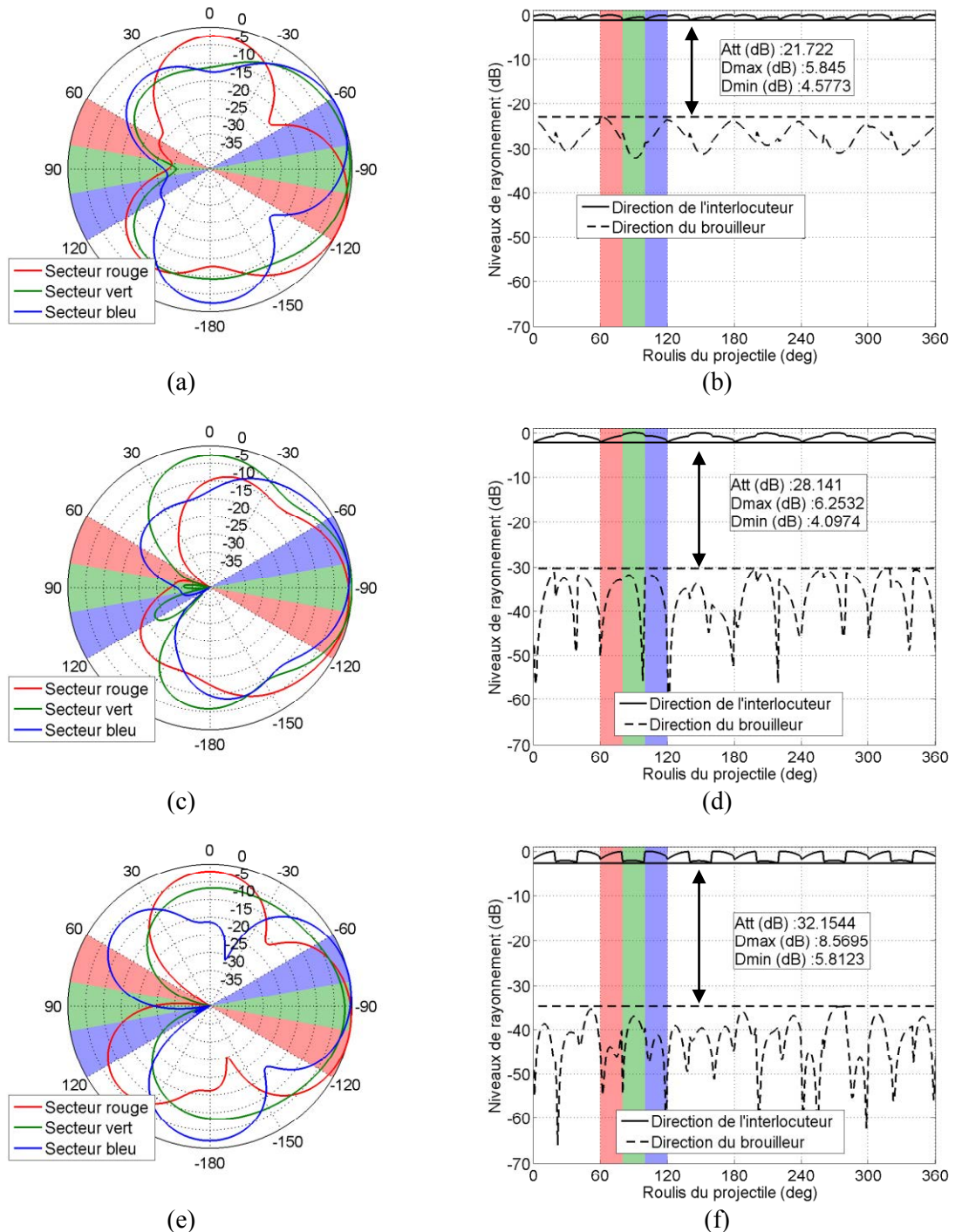


Figure 2-51 : Diagrammes de rayonnement et simulations des niveaux de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur en fonction du roulis du projectile avec utilisation de déphaseurs (a, b) 2 bits, (c, d) 4 bits et (e, f) 6 bits en prenant en compte 3 sous-secteurs de 20° par secteur de 60°.

Tableau 2-15 : Directivités minimale et maximale obtenues dans la direction de l'interlocuteur et atténuation entre deux secteurs de 20° obtenues sur une période de roulis en simulant l'utilisation de déphaseurs de résolutions 2 bits, 4 bits, et 6 bits en prenant en compte trois sous-secteurs de 20° par secteur de 60°.

Résolution déphaseur	$D_{min}$ (dB)	$D_{max}$ (dB)	Atténuation (dB)
2 bits	4.6	5.8	21.7
4 bits	4.1	6.3	28.1
6 bits	5.8	8.6	32.2

2.4.2.3.2 Les sous-réseaux phasés

Les techniques exposées dans la section 2.4.2.3.1 faisaient intervenir tous les éléments présents sur la pointe. Toujours dans le cadre du réseau phasé, on peut réduire ce nombre d'éléments pour faciliter le circuit d'alimentation futur. Cette méthode consiste à combiner le principe du réseau commuté avec celui du réseau phasé [35] [94]. Le réseau conique qui est considéré ici est toujours celui composé de 18 éléments rayonnants, mais cette fois uniquement 3 sous-réseaux consécutifs seront alimentés à la fois. C'est-à-dire que l'optimisation de la loi de phase se fait maintenant sur 9 éléments et non pas sur les 18. La structure considérée est représentée sur la Figure 2-52 (a) dont le sous-réseau est représenté en rouge. Son diagramme de rayonnement associé dans le plan  $\theta = 90^\circ$  est représenté sur la Figure 2-52 (b). On voit que ce diagramme présente une atténuation de 6.9dB entre les deux secteurs opposés de  $60^\circ$ . Cet agencement n'est donc pas intéressant pour fonctionner en commutation comme c'était le cas avec un sous-réseau de 3 éléments. C'est donc un cas où il faut prendre en compte à la fois une commutation de sous-réseaux tous les  $60^\circ$ , et une commutation de phase selon le nombre de lois que l'on s'autorise (1 pour un secteur de  $60^\circ$ , 2 pour 2 sous-secteurs de  $30^\circ$  et 3 pour 3 sous-secteurs de  $20^\circ$ ).

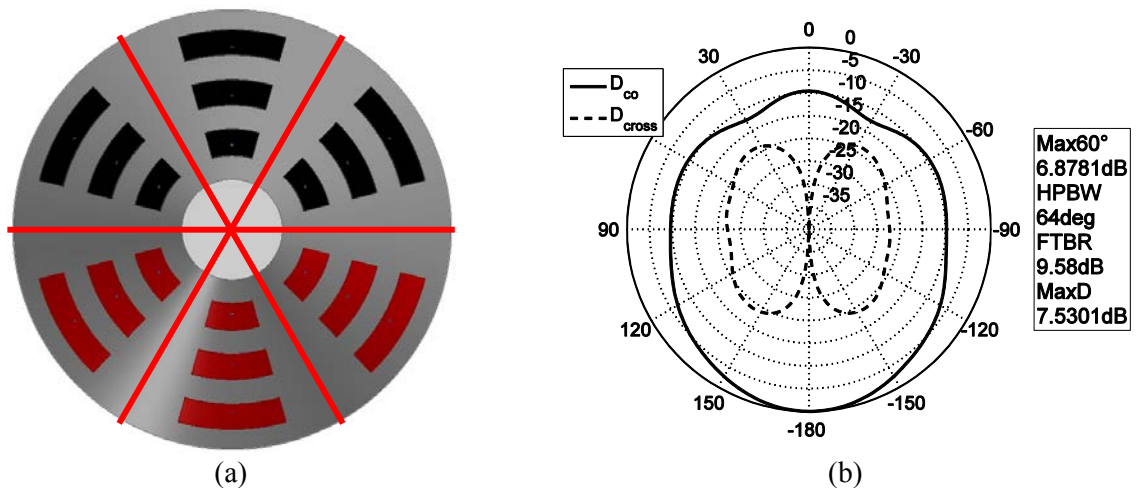


Figure 2-52 : (a) Pointe à 18 éléments rayonnants répartis selon 6 sous-réseaux de 3 éléments, dont seuls 3 sous-réseaux sont actifs. (b) Diagramme de rayonnement correspondant à ce sous-réseau dans le plan  $\theta = 90^\circ$ .

Maintenant que les différents cas des déphaseurs ont été traités en détails dans la section précédente, nous allons continuer en ne considérant plus que le cas où des déphaseurs de résolution 4 bits sont considérés dans les optimisations des diagrammes et les simulations du roulis. Le cas des secteurs de  $60^\circ$  est représenté sur la Figure 2-53. La loi de phase (à 9 états de phase) est optimisée puis appliquée sur le réseau actif (celui en rouge sur la Figure 2-52 (a)) pour obtenir le diagramme de la Figure 2-53 (a). Ce diagramme présente une directivité de 8.6dB dans la direction normale au réseau, une ouverture à mi-puissance de  $124^\circ$  et une atténuation de 26dB entre les deux secteurs repérés par des pointillés. Ces caractéristiques permettent de maintenir 25dB d'atténuation sur toute une période de roulis comme on peut le voir sur la Figure 2-53 (b). De plus, avec sa large ouverture, la différence entre la directivité maximale et la directivité minimale n'est que de 0.3dB (8.7dB de directivité maximale) ce qui implique de très faibles variations de niveaux dans la direction de l'interlocuteur. Ce résultat est déjà meilleur par rapport à celui obtenu lorsque les 18 éléments étaient actifs (avec des déphaseurs 4 bits), en termes d'atténuation mais aussi de directivité dans la direction de l'interlocuteur. On peut donc s'attendre par la suite à la même tendance, en commençant par la division du secteur de  $60^\circ$  en sous-secteurs de  $30^\circ$ .

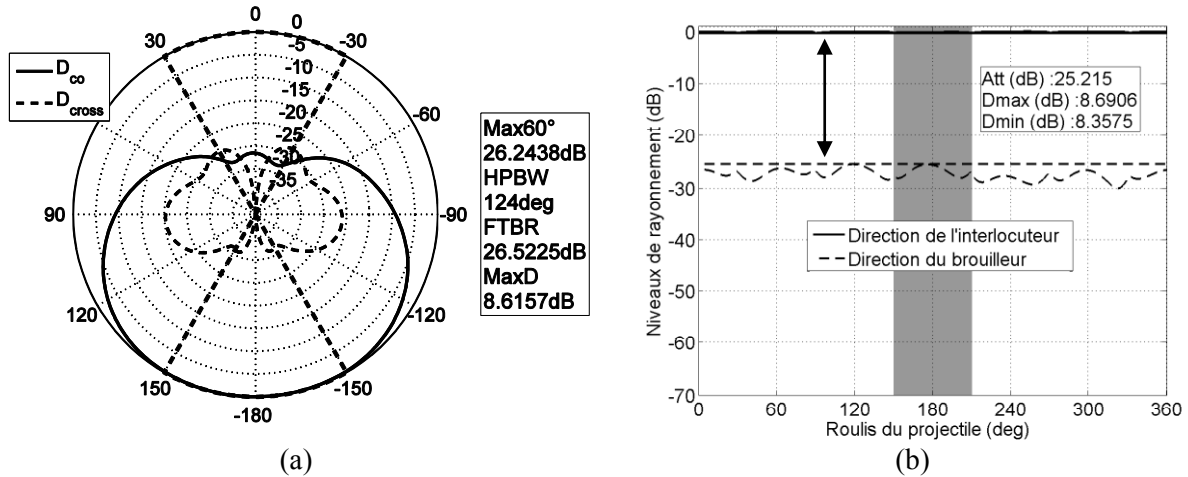


Figure 2-53 : (a) Diagramme de rayonnement du sous-réseau de 3x3 éléments avec loi de phase optimisée et (b) simulation des niveaux de directivité dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur en fonction du roulis sur toute une période de rotation de la pointe.

Contrairement au cas où un seul sous-réseau de 3 éléments est utilisé, un agencement composé de plusieurs de ces sous-réseaux permet d'orienter le lobe dans les plans  $\varphi$ . C'est de cette façon qu'il est possible de diviser le secteur principal de 60° utilisé précédemment en sous-secteurs de 30° dans un premier temps comme le montre la Figure 2-54 (a). L'objectif de l'optimisation est la même que dans la section précédente : obtenir la meilleure atténuation entre la directivité maximale dans la direction du brouilleur et la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur sur les secteurs considérés. Les diagrammes obtenus sont représentés sur la Figure 2-54 (b) pour le secteur rouge, et sur la Figure 2-54 (c) pour le secteur bleu. On peut considérer que ces diagrammes présentent presque les mêmes caractéristiques, c'est-à-dire une ouverture à mi-puissance de 123°, une directivité dans la direction centrale du sous-secteur de 9dB et une atténuation entre les deux sous-secteurs opposés de 34dB. Sur la simulation en roulis représentée sur la Figure 2-54 (d), l'atténuation maintenue sur toute la période est réduite à moins de 33dB ce qui reste satisfaisant par rapport à ce qui était obtenu sur un seul diagramme. La directivité maximale atteinte dans la direction de l'interlocuteur est de 9.2dB et l'écart avec la directivité minimale dans la même direction n'est que de 1dB. Les performances atteintes avec cette configuration sont plus intéressantes que celles obtenues lorsque les 18 éléments du réseau étaient actifs, même en considérant des déphaseurs 6 bits et des sous-secteurs de 20°. En effet, si on considère la meilleure configuration de la section 2.4.2.3.1, qui présentait une atténuation de 32dB avec une directivité maximale de 8.6dB dans la direction de l'interlocuteur, l'agencement actuel est plus intéressant sur tous les points (atténuation, directivité, variation de directivité dans la direction de l'interlocuteur, ...). Toutes ces valeurs sont reportées dans le Tableau 2-16.

Tableau 2-16 : Directivités minimale et maximale obtenues dans la direction de l'interlocuteur et atténuation entre deux secteurs obtenues sur une période de roulis en simulant l'utilisation de déphaseurs 4 bits pour une utilisation en commutation et en réseau phasé en considérant des secteurs de 60° et des sous-secteurs de 30° et 20°.

Utilisation	$D_{min}$ (dB)	$D_{max}$ (dB)	Atténuation (dB)
Commutation	4.4	6.9	7.5
Réseau phasé 60°	8.4	8.7	25.2
Réseau phasé 30°	8.2	9.2	32.6
Réseau phasé 20°	8.4	10.5	33.8

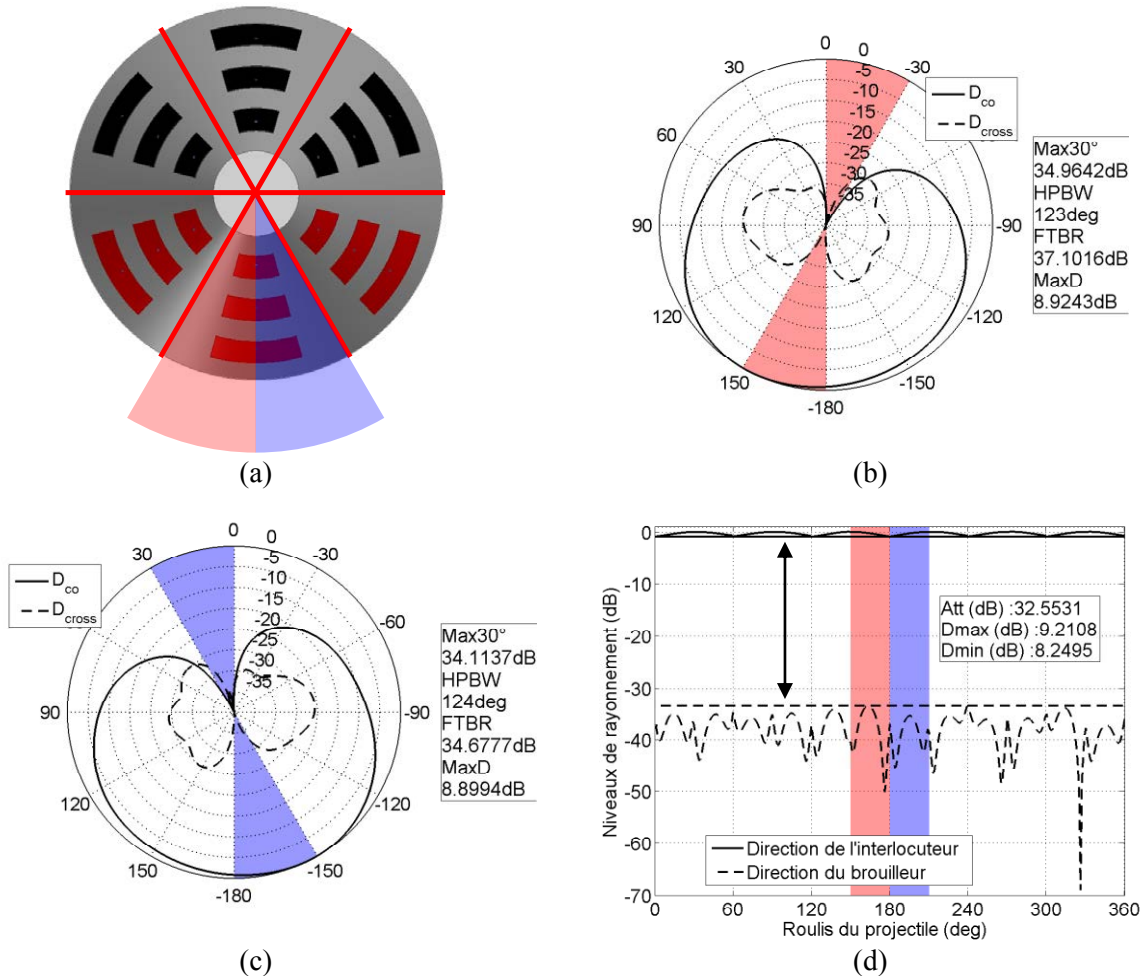


Figure 2-54 : (a) Division d'un secteur de 60° en deux sous-secteurs de 30°. Diagrammes de rayonnement optimisés (en termes d'atténuation) pour (b) le secteur rouge et (c) le secteur bleu. (d) Simulation des niveaux de rayonnement dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur sur une période de roulis de la pointe.

Enfin, le cas des sous-secteurs d'une largeur de 20° est représenté sur la Figure 2-55. Toujours en utilisant le même code de couleurs que dans la section précédente, la division d'un secteur de 60° est définie sur la Figure 2-55 (a). Le diagramme optimisé pour être utilisé pour les secteurs rouges est représenté sur la Figure 2-55 (b). La directivité dans la direction  $\varphi = 160^\circ$  est de 8.8dB et le diagramme présente une atténuation de 39dB entre le secteur de 20° centré sur cette direction et celui centré dans la direction opposée. Le diagramme symétrique à celui-ci par rapport à l'axe vertical de la figure sera utilisé pour le secteur bleu. Le diagramme correspondant au sous-secteur central (en vert) est représenté sur la Figure 2-55 (c). Il présente une directivité de 10.5dB dans la direction  $\varphi = 180^\circ$  et également une atténuation d'un peu moins de 39dB. Malgré ces valeurs ambitieuses, la Figure 2-55 (d) représentant la simulation des niveaux de rayonnement dans les deux directions sur une période de roulis montre que l'atténuation globale n'est que de 34dB (légère remontée du niveau de rayonnement pour un angle de roulis de 260°). La directivité maximale dans la direction de l'interlocuteur est bien de 10.5dB, et elle descend jusque 8.4dB, ce qui représente une variation de 2.1dB. Ces performances sont résumées dans le Tableau 2-16 ci-dessus. Le niveau de directivité est plus intéressant que dans la section précédente pour la même division des secteurs, que se soit avec l'utilisation de déphaseurs 4 bits ou 6 bits étudié précédemment. Finalement, en se référant à la simulation du roulis, on se rend compte que l'amélioration de l'atténuation entre la prise en compte de 2 sous-secteurs et 3 sous-secteurs n'est pas nécessairement représentative. Le fait de mettre en jeu une loi de phase supplémentaire pour gagner 2dB d'atténuation ne semble pas intéressant.



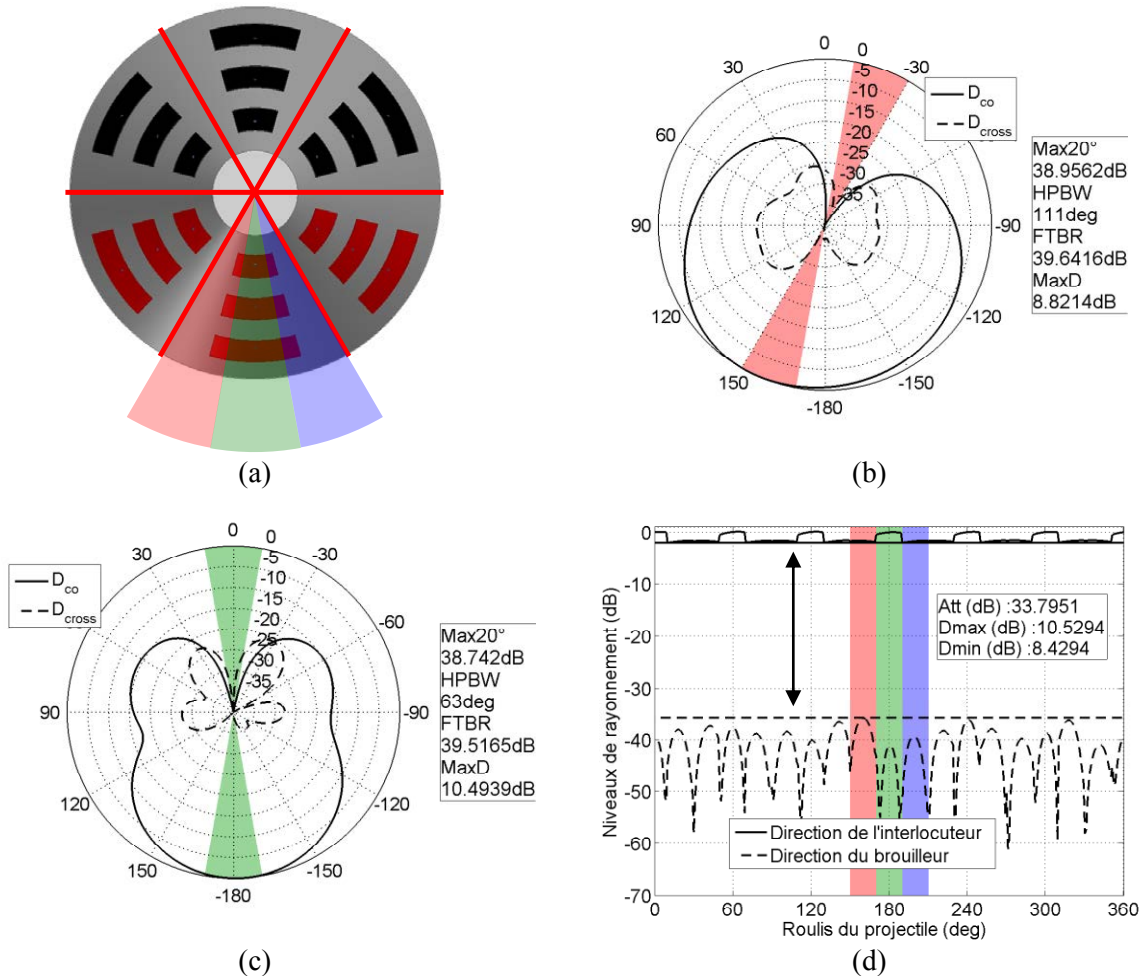


Figure 2-55 : (a) Division d'un secteur de 60° en trois sous-secteurs de 20°. Diagrammes de rayonnement optimisés (en termes d'atténuation) pour (b) le secteur rouge et (c) le secteur vert. (d) Simulation des niveaux de rayonnement dans les directions du brouilleur et de l'interlocuteur sur une période de roulis de la pointe.

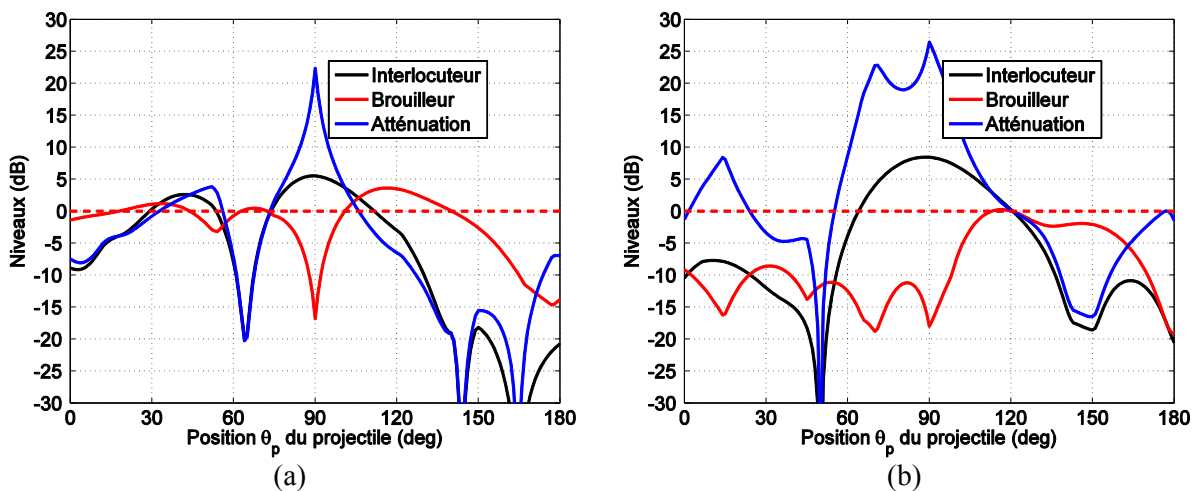
La même étude a été faite pour tous les agencement présentés dans l'Annexe A. Des tableaux correspondants à chaque structure (9, 12, 15, et 18 éléments rayonnants) résumant les performances obtenues en utilisant chaque forme de sous-réseau sont présentés dans l'Annexe E.

#### 2.4.2.4 Extension à d'autres plans $\theta$

Le réseau phasé a été étudié jusqu'ici dans un seul plan  $\theta$ . Mais d'autres plans doivent également être pris en compte pour estimer les performances sur la trajectoire du projectile. Comme évoqué dans la section 2.4.1.2, l'approche la plus intéressante est l'optimisation d'une directivité maximale dans la direction désirée. Cependant, le réseau phasé étant basé sur l'optimisation des lois de phase, les deux approches sont considérées. Nous allons prendre en compte une optimisation sur tous les éléments de la pointe à 18 éléments rayonnants, puis sur un sous-réseau formé de 9 éléments (3 sous-réseaux de 3 éléments).

Les phases des éléments sont optimisées pour des angles  $\theta_p$  (position du projectile par rapport à un récepteur) allant de 0 à 180° par pas de 10°. Dans la suite du document, les niveaux de rayonnement seront relevés dans la direction de l'interlocuteur et du brouilleur sur la trajectoire du projectile. Le niveau de rayonnement dans la direction de l'interlocuteur correspondra au minimum de directivité sur un secteur de 60° dans cette direction, et le rayonnement dans la direction du brouilleur

correspondra au maximum de directivité sur une même largeur de secteur dans cette direction. L'atténuation est définie comme étant l'écart entre ces deux grandeurs. Intéressons-nous dans un premier temps à une seule optimisation dans la direction  $\theta_p = 90^\circ$  dont les résultats sont exposés sur la Figure 2-56 pour les deux configurations citées ci-dessus. Lorsque l'optimisation est basée sur l'atténuation, elle est maximale dans le plan d'intérêt. On obtient la même valeur d'atténuation que lorsque l'on travaillait dans un unique plan  $\theta$ . Sur la Figure 2-56 (a), quand considère une optimisation sur les 18 éléments, l'atténuation est de 22dB comme sur le diagramme de la Figure 2-46 (b) pour  $\theta_p = 90^\circ$ . On peut voir que la directivité dans la direction du brouilleur est minimale à cette position. Les mêmes observations peuvent être faites avec la prise en compte d'un sous-réseau de 9 éléments dont les courbes correspondantes sont exposées sur la Figure 2-56 (b). La directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur est maximale dans le plan où l'optimisation de l'atténuation a été faite, et elle est de plus supérieure à celle obtenue dans le cas de la Figure 2-56 (a). On retrouve également la valeur de l'atténuation de 26dB comme sur la Figure 2-53 (a). Entre les deux agencements considérés, celui mettant en jeu un sous-réseau est nettement plus efficace. D'une part, la directivité est plus élevée, et d'autre part, le rayonnement maximal dans la direction du brouilleur est moins important. Cependant, comme une seule configuration de phase est utilisée, il n'y a pas de dépointage dynamique, et ceci se traduit par une atténuation négative lorsque le rayonnement dans la direction du brouilleur est plus élevé que celui dans la direction de l'interlocuteur. L'autre approche est basée sur une optimisation de la directivité dans la direction d'intérêt (ici  $\theta_p = 90^\circ$ ). Concernant l'optimisation sur les 18 éléments de la pointe dont les résultats sont présentés sur la Figure 2-56 (c), la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur est bien entendu maximale dans la bonne direction, et également supérieure à celle obtenue lorsque l'on considérait l'autre approche. Mais cette fois l'atténuation n'est pas du tout satisfaisante puisqu'elle ne dépasse pas les 3dB et le rayonnement dans la direction du brouilleur est bien plus important qu'avant. Avec le sous-réseau de 9 éléments, la directivité atteinte est la même que précédemment, et le rayonnement dans la direction de l'interlocuteur est légèrement plus élevé, mais l'atténuation est tout de même plus intéressante que pour le cas des 18 éléments. Elle dépasse les 10dB dans le plan de l'optimisation, et elle atteint 18dB pour  $\theta_p = 67^\circ$ . Pour conclure, lorsqu'un seul diagramme est utilisé, le sous-réseau de 9 éléments présente un meilleur comportement que le réseau de 18 éléments. Les lois de phase vont maintenant être optimisées pour toutes les positions  $\theta_p$  allant de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  par pas de  $10^\circ$ .



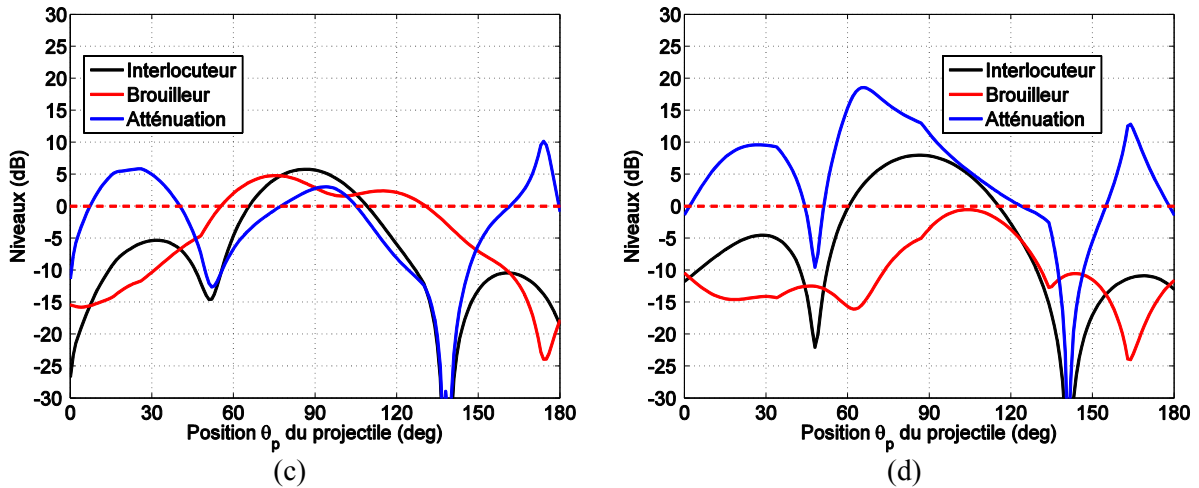


Figure 2-56 : Atténuation et niveaux de rayonnement minimal dans la direction de l'interlocuteur et maximal dans la direction du brouilleur entre deux secteurs de 60° pour une optimisation sur l'atténuation en considérant (a) 18 éléments et (b) un sous-réseaux de 9 éléments parmi 18 et pour une optimisation sur la directivité en considérant (c) le premier et (d) le deuxième agencement.

La reconfiguration du réseau est prise en compte tous les 10°. Sur la Figure 2-57 sont exposés les cas de l'optimisation des phases des 18 éléments (Figure 2-57 (a)) et des 9 éléments parmi les 18 (Figure 2-57 (b)). Ces reconfigurations sont clairement visibles par la forme en dents de scie des courbes bleues (atténuation) et rouges (rayonnement maximal dans la direction du brouilleur sur un secteur de 60°). Le premier cas présente une atténuation supérieure à 10dB sur la majorité de la trajectoire du projectile, avec une directivité dans la direction de l'interlocuteur toujours supérieure à celle dans la direction du brouilleur. La directivité dépasse rarement les 5dB et est inférieure à 0dB sur la fin de la trajectoire. Le deuxième agencement considéré présente une atténuation plus importante (supérieure à 15dB) sur une grande partie de la trajectoire. On peut observer en phase terminale ( $\theta_p > 170^\circ$ ) que la directivité dans la direction du brouilleur est plus importante, mais elle est globalement supérieure sur toute la trajectoire dans la direction de l'interlocuteur par rapport au cas précédant. Les pics d'atténuation présents sur les deux figures correspondent aux plans dans lesquels les optimisations ont été faites. Le cas idéal serait, comme lors de l'étude de la reconfigurabilité en fonction du roulis du projectile, d'utiliser une loi de phase pour chaque position  $\theta_p$  ce qui n'est pas réalisable en réalité. Pour les deux cas le rayonnement dans la direction de l'interlocuteur est privilégié sur la majeure partie du vol du projectile, avec des résultats plus intéressants en termes d'atténuation et de directivité pour le second agencement comme on a pu l'observer précédemment dans un plan. En effet, 15dB d'atténuation sont atteints entre 8 et 113° alors que le cas faisant intervenir 18 éléments ne présente pas de large secteur atteignant cette valeur (uniquement à la base des pics).



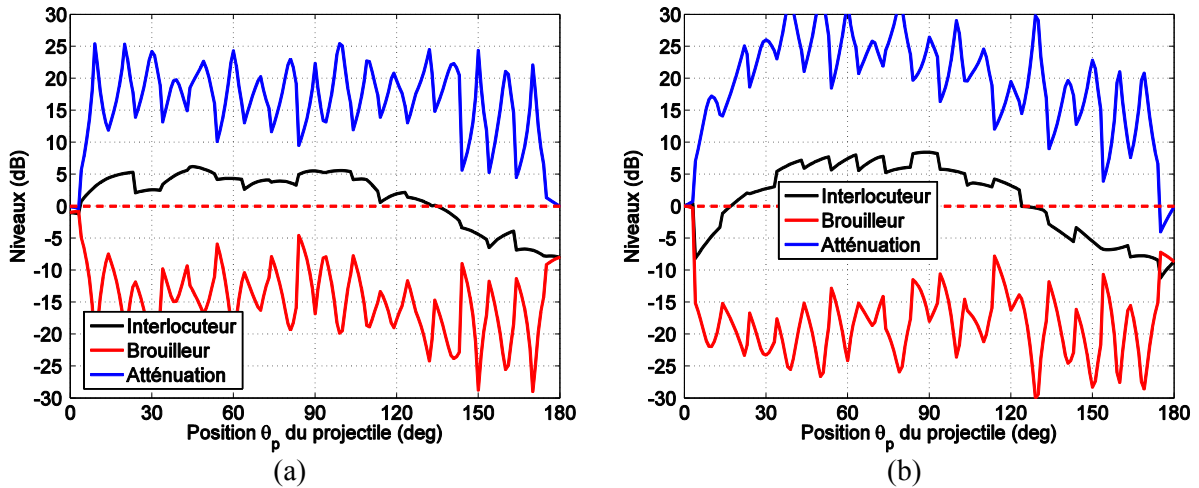


Figure 2-57 : Atténuation et niveaux de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur avec une optimisation des phases basée sur l'atténuation pour (a) 18 éléments et (b) 9 éléments.

Le même type de cartographie qui a été étudié dans la section 2.4.1.2 est utilisé ici pour observer la direction du lobe principal et repérer le maximum du diagramme de rayonnement. Ces représentations sont exposées sur la Figure 2-58 (a) pour 18 éléments, et sur la Figure 2-58 (b) pour un sous-réseau de 9 éléments de la pointe à 18 éléments. L'optimisation étant basée sur l'atténuation, pour les deux cas le lobe principal ne se situe pas dans la direction désirée pour chaque position du projectile. Les mêmes conclusions que dans la section 2.4.1.2 peuvent être faites, c'est-à-dire que cette approche n'est pas optimale pour assurer une communication fiable. De plus, en raison de la densité du réseau de 18 éléments, le rayonnement est assez élevé dans beaucoup de directions se qui ne favorise pas une bonne discrétion. La ligne noire figurant sur les deux cartographies suit le maximum du diagramme en fonction de la direction désirée. Dans le cas idéal, on devrait obtenir une droite.

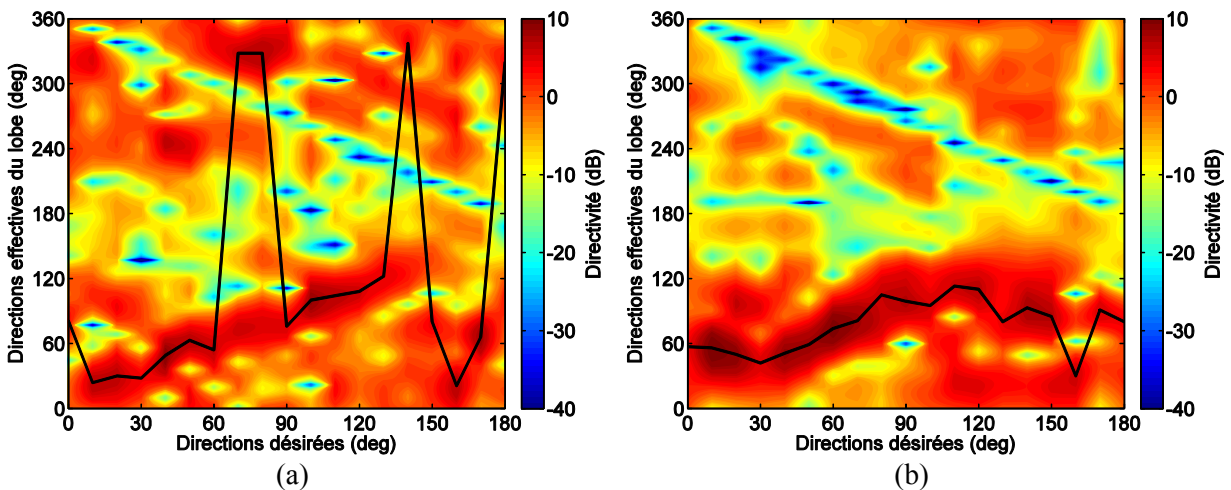


Figure 2-58 : Cartographie du dépointage le long de la trajectoire du projectile pour une optimisation de l'atténuation dans les cas (a) de 18 éléments et (b) de sous-réseaux de 9 éléments.

Nous arrivons enfin à la dernière partie de cette section dans laquelle l'optimisation des lois de phase est faite avec la même fréquence que précédemment mais cette fois sur le maximum de la directivité. Ici aussi, les instants de commutation sont clairement visibles sur la Figure 2-59 (a) pour le réseau de 18 éléments et sur la Figure 2-59 (b) pour les sous-réseaux de 9 éléments. Le seul avantage que l'on peut relever sur la Figure 2-59 (a) est un rayonnement important dans la direction  $\theta_p = 0^\circ$  (qui représente en faite la direction de l'axe de la pointe). Mais l'atténuation globale est bien trop faible, malgré un rayonnement dans la direction de l'interlocuteur généralement supérieur au

rayonnement dans la direction du brouilleur (sauf pour les positions extrêmes). Le cas exposé sur la Figure 2-59 (b) présente une atténuation plus importante sur un plus large secteur (plus de 10dB entre 40° et 90°). La directivité minimale sur un secteur de 60° dans la direction de l'interlocuteur est plus constante et plus importante en général.

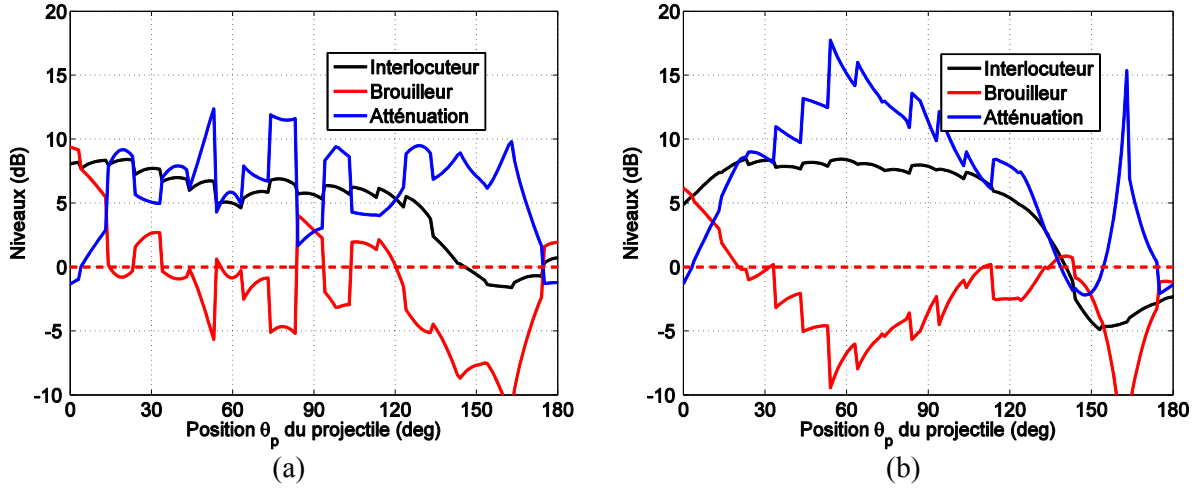


Figure 2-59 : Dépointage du lobe principal dans le cas d'une optimisation des phases (a) des 18 éléments et (b) de 9 éléments parmi les 18.

La cartographie de la Figure 2-60 (a) confirme la capacité du réseau de 18 éléments à rayonner dans l'axe de la pointe (vers l'avant du projectile). Mais on peut également observer le rayonnement aléatoire élevé dans d'autres directions, contrairement au cas de la Figure 2-60 (b) où le rayonnement dans les autres directions est plus faible. Dans les deux cas, le lobe est bien dépointé dans la zone où le dépointage électronique reste valable (courbe linéaire). La direction désirée correspond à la direction effective du lobe.

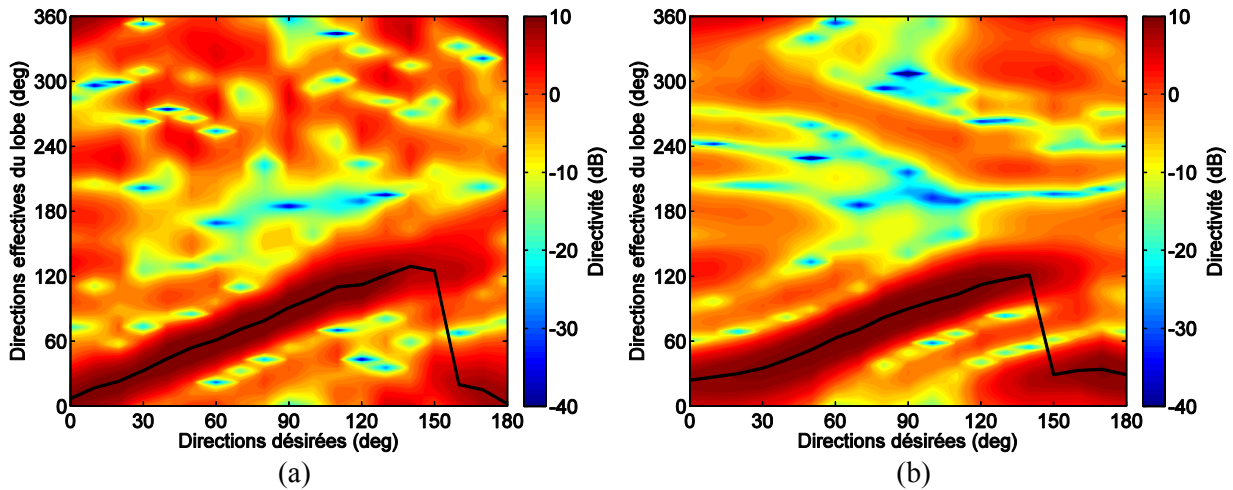


Figure 2-60 : Cartographies du dépointage du lobe principal le long de la trajectoire du projectile pour (a) 18 éléments et (b) des sous-réseaux de 9 éléments.

### 2.4.3 Bilan sur les performances du réseau phasé

Les performances dans le plan  $\theta = 90^\circ$  sont répertoriées dans les tableaux de l'Annexe C pour tous les agencements et toutes les configurations (prise en compte de différents secteurs). Le réseau phasé est bien plus flexible que le réseau commuté. Il présente de meilleures atténuations lorsque l'on considère deux directions, et le fait de pouvoir réduire les secteurs est un gros atout. En revanche, sa

complexité est bien plus élevée et onéreuse qu'un réseau commuté en fonction du roulis. De plus, les lois de phase utilisées doivent être mises en place selon des séquences très précises et sur des instants de transition très courts comme on a pu le voir sur l'étude dans les autres plans  $\theta$ . Dans le cas d'une optimisation sur l'atténuation, elle est maximale dans le plan considéré mais se dégrade vite en s'écartant. De plus, le lobe principal ne se trouve pas forcément dans la direction de l'interlocuteur dans ce cas. C'est pour cela qu'il faut privilégier une optimisation sur le dépointage du lobe.

#### 2.4.4 *Solution pour rayonner vers l'arrière du projectile*

Le problème du rayonnement vers l'arrière du projectile lorsque celui-ci est en phase de vol terminale, a fait l'objet d'un projet de fin d'étude de 6 mois réalisé à l'ISL. Ce stage avait pour objectif de réaliser un réseau d'antennes patches circulaires fonctionnant à 5.2GHz, à polarisation circulaire, capable également de commuter entre différents sous-réseaux. Ce réseau viendrait en complément de celui en tête du projectile, et prendrait le relais lorsque le diagramme de rayonnement devra être formé dans la zone arrière du projectile, définie sur la Figure 2-61. Avec la possibilité également de dépointer le lobe principal le long de l'axe du projectile, la polarisation circulaire devra être maintenue sur les différents secteurs couverts.

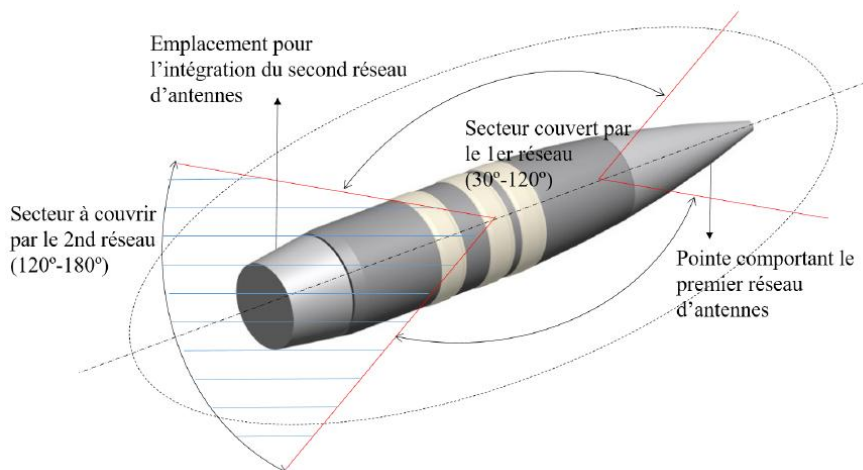
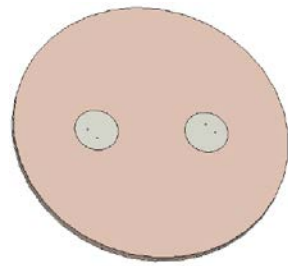


Figure 2-61 : Récapitulatif des secteurs couverts par les deux réseaux d'antennes.

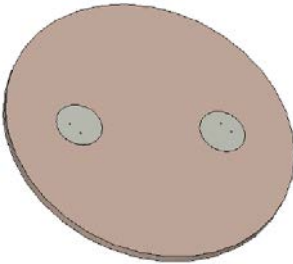
Toute une étude a été faite dans un premier temps sur le dimensionnement du réseau. Elle a tout d'abord débuté sur l'observation du rapport axial d'un réseau planaire de forme circulaire pouvant être introduit dans la partie arrière du projectile. Plusieurs configurations de réseau ont été considérées (nombre d'éléments, pas de réseau, ...) et le profil recherché était un réseau capable de dépointer le lobe principal comme dans [95] sur un secteur de  $\pm 60^\circ$  sur des sous-secteurs de  $20^\circ$ . Le rapport axial maximal a été relevé sur chacun des secteurs de  $20^\circ$  afin de déterminer si la polarisation circulaire est satisfaisante (toujours avec un critère de 3dB). Cette première étude a finalement montré qu'avec un réseau planaire de forme circulaire, il n'était pas possible de maintenir un rapport axial satisfaisant sur tout le secteur considéré. A titre d'exemple, les trois agencements étudiés sont représentés sur la Figure 2-62. Le substrat est de type RO4350 circulaire d'un diamètre de 100mm et d'une épaisseur de 1.5mm. Pour chacun de ces réseaux, différentes lois de phase sont mises en place afin d'orienter le lobe principal dans les directions voulues. Afin de juger les performances de chacun, la direction visée du lobe ( $\theta_{max}$ ), le gain maximal ( $G_{max}$ ) ainsi que le rapport axial maximal sur le secteur d'intérêt ( $AR_{max}$ ) sont relevés dans les tableaux de la Figure 2-62, les valeurs  $\alpha$ ,  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  étant les déphasages introduits entre les éléments afin de dépointer le faisceau.



(a)

Plage $\theta$ ( $^\circ$ )	$\theta_{max}$ ( $^\circ$ )	$\alpha$ ( $^\circ$ )	$G_{max}$ (dB)	$AR_{max}$ (dB)
[-70 ; -50]	-60	155	1.34	8.65
[-50 ; -30]	-40	45	5.85	2.85
[-30 ; -10]	-20	-55	7.80	2.36
[-10 ; 10]	0	180	9.75	4.26
[10 ; 30]	20	55	7.79	2.39
[30 ; 50]	40	-45	5.82	2.89
[50 ; 70]	60	-155	1.28	8.73

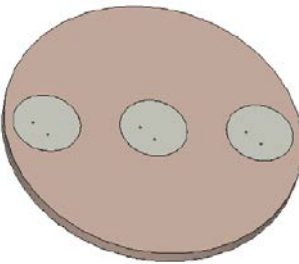
(b)



(c)

Plage $\theta$ ( $^\circ$ )	$\theta_{max}$ ( $^\circ$ )	$\alpha$ ( $^\circ$ )	$G_{max}$ (dB)	$AR_{max}$ (dB)
[-70 ; -50]	-60	-150	1.27	8.85
[-50 ; -30]	-40	80	6.45	3.64
[-30 ; -10]	-20	-40	8.02	2.49
[-10 ; 10]	0	180	9.68	2.63
[10 ; 30]	20	40	8.02	2.47
[30 ; 50]	40	-80	6.45	3.76
[50 ; 70]	60	150	1.19	8.83

(d)



(e)

Plage $\theta$ ( $^\circ$ )	$\theta_{max}$ ( $^\circ$ )	$\alpha_1$ ( $^\circ$ )	$\alpha_2$ ( $^\circ$ )	$G_{max}$ (dB)	$AR_{max}$ (dB)
[-70 ; -50]	-60	-40	-80	2.93	3.33
[-50 ; -30]	-40	-120	120	9.42	2.98
[-30 ; -10]	-20	10	115	7.93	4.09
[-10 ; 10]	0	0	0	9.45	3.88
[10 ; 30]	20	-10	-115	8.61	3.19
[30 ; 50]	40	110	-120	9.34	2.16
[50 ; 70]	60	40	80	2.71	3.85

(f)

Figure 2-62 : Modèles 3D et bilans des performances d'un réseau d'éléments circulaires à polarisation circulaire (a, b) de 2 patchs espacés de 40mm ( $\approx 0.6\lambda$ ), (c, d) de 2 patchs espacés de 50mm ( $\approx 0.8\lambda$ ) et (e, f) de 3 patchs espacés de 30mm ( $\approx 0.5\lambda$ ).

Afin d'améliorer le dépointage du lobe principal, la suite de l'étude avait consisté à intégrer un réseau (toujours de patchs circulaires) sur une structure conique afin de donner une direction initiale au lobe principal (autre que  $0^\circ$ ). Finalement, la structure présentant la meilleure configuration, et réalisant un rapport axial satisfaisant sur tous les secteurs considérés est un réseau 3D de 8 éléments rayonnants, répartis sur 2 anneaux en 4 sous-réseaux de 2 éléments, représenté sur la Figure 2-63. Dans un premier temps, le réseau étudié était un réseau conique. Mais pour simplifier la réalisation d'un prototype, une structure pyramidale a finalement été prise en compte. Les performances en terme de rapport axial sont représentées dans le Tableau 2-17 (pour le réseau conique) et montrent des rapports axiaux satisfaisants sur tous les secteurs visés par les différents dépointages du lobe principal formé par un réseau de deux éléments superposés. Ce sont ces réseaux de deux éléments qui seront commutés par la suite en fonction du roulis du projectile selon le même principe présenté dans la section 2.4.1.1. Un prototype a été réalisé et sera présenté dans la section 4.1.3 du Chapitre 4.

Tableau 2-17 : Bilan des performances du réseau de 8 éléments répartis sur un cône d'un diamètre à la base de 140mm.

Plage $\theta$ (°)	$\theta_{max}$ (°)	$\alpha$ (°)	$G_{max}$ (dB)	$AR_{max}$ (dB)
[-10 ; 10]	0	0	6.95	0.23
[10 ; 30]	20	-100	9.01	0.87
[30 ; 50]	40	130	9.58	0.86
[50 ; 70]	60	20	7.62	0.86

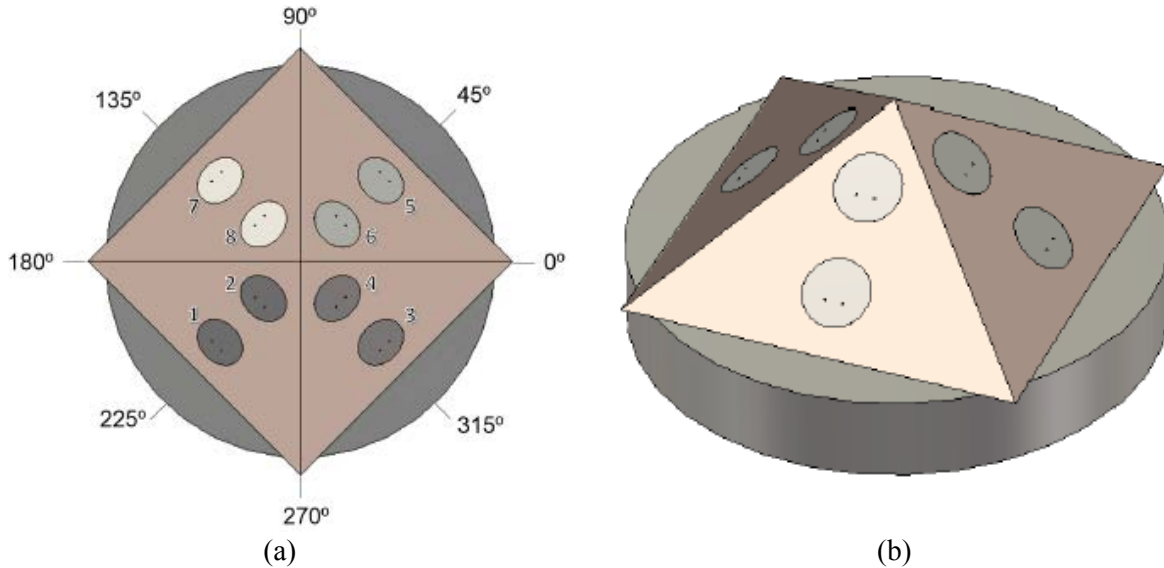


Figure 2-63 : Réseau complet avec huit éléments rayonnants sur une surface pyramidale (a) vue de dessus et (b) vue 3D.

## 2.5 Conclusions

Ce chapitre présente les résultats théoriques et numériques généraux obtenus durant la thèse. Nous y avons défini la création des éléments rayonnants présents sur chaque anneau de la pointe, ainsi que toutes les structures et agencements étudiés. Chacune de ces structures a été caractérisée selon leur capacité à maintenir une atténuation importante entre deux directions opposées sur une période de roulis, et à dépointer le lobe principal en fonction de la trajectoire du projectile. Plusieurs approches de reconfigurations ont été présentées, certaines plus avantageuses que d'autres en termes d'atténuation ou de dépointage. Nous retiendrons qu'un réseau entièrement phasé permettra d'atteindre des atténuations très importantes, notamment grâce à sa capacité à être reconfiguré indépendamment de la largeur des secteurs imposés par la géométrie de la pointe. En contre partie, le réseau commuté présentera une atténuation plus faible, mais ses capacités à dépointer le lobe principal dans plusieurs directions, et à maintenir un gain quasiment constant sur un secteur de la trajectoire sont les plus intéressantes. Mais le dépointage électronique présente des limitations, dépendantes du nombre d'éléments utilisés et du pas du réseau, réduisant ainsi le secteur couvert par le réseau. C'est ainsi qu'une étude parallèle a pu être proposée et a fait l'objet d'un projet de fin d'étude qui a consisté à développer un réseau pyramidal commuté et phasé placé à l'arrière du projectile et qui prendrait le relais sur le réseau conique en tête du projectile lorsque le projectile dépasse une certaine position (lorsque le réseau conique n'est plus capable d'orienter le lobe principal dans la direction de l'interlocuteur). Le réseau conique classique constitué de 12 éléments présente un bon compromis entre performances et réalisation et c'est pourquoi il a été choisi pour la fabrication d'un prototype. L'étude et le prototype du circuit d'alimentation sont présentés dans la section suivante.

## Chapitre 3.

# ***Etude et développement d'un circuit d'alimentation empilé***

---

Suite à la validation en simulation de la solution consistant à commuter entre les différents sous-réseaux pour s'affranchir du roulis du projectile, et introduire un déphasage entre les éléments d'un sous-réseau pour maintenir le lobe principal dans une direction en fonction du vol du projectile, un système d'alimentation dédié a été développé. Ce type de circuit doit répondre à certaines contraintes, dont la première est l'encombrement. De manière à ce que le circuit complet soit intégré dans ou sous la fusée du porteur, il se décompose sur plusieurs étages. Pour des applications de télémessures [96] [97] [98] consistant à collecter des données de capteurs embarqués dans des projectiles ou pour des systèmes d'observation [99] [100], ce type de montage a déjà été réalisé et expérimenté pour des diamètres compris entre 20 et 50 mm. De plus, l'électronique embarquée doit pouvoir résister à de très fortes accélérations. Chaque étage composant le circuit d'alimentation sera détaillé avec des résultats de simulations. Le circuit complet sera ensuite caractérisé, puis sera soumis à un test de résistance à une forte accélération (de l'ordre de 15000g) dans la dernière partie du chapitre.

### ***3.1 Les différents étages du circuit***

Le circuit d'alimentation représenté sur la Figure 3-1 peut se décomposer en 3 parties distinctes. Une première partie, répartie sur 3 étages, est composée de 3 cartes hyperfréquences où les principaux composants discrets sont les déphaseurs numériques et les commutateurs hyperfréquences. Chacun des 3 anneaux de la pointe à 12 éléments rayonnants est contrôlé par un de ces étages. En plaçant les déphaseurs en amont des commutateurs, en contrôlant les déphaseurs indépendamment et en utilisant le même signal de commande pour les 3 commutateurs, il est ainsi possible d'activer un seul sous-réseau du réseau tout en imposant entre chaque élément du sous-réseau un certain déphasage. Ce principe est illustré sur la Figure 3-1. 4 bits sont alloués pour chaque déphaseur, et 2 bits pour les 3 commutateurs. Ces deux bits imposent l'état noir, vert, bleu ou rouge de chaque commutateur et activent ainsi le sous-réseau de la couleur correspondante. Afin d'alimenter ces 6 composants actifs, un étage DC est nécessaire pour alimenter les 3 étages HF, et distribuer les signaux de contrôle générés depuis un système extérieur. Enfin, de manière à n'avoir qu'une seule entrée, un diviseur de puissance équilibré en amplitude et en phase à une entrée et trois sorties est placé en tête de l'empilement. Le diamètre de ces PCB (Printed Circuit Board) est de 50mm : cette dimension a été retenue de manière à permettre l'introduction de ce circuit dans un filetage femelle standard OTAN de 12 filets au pouce.



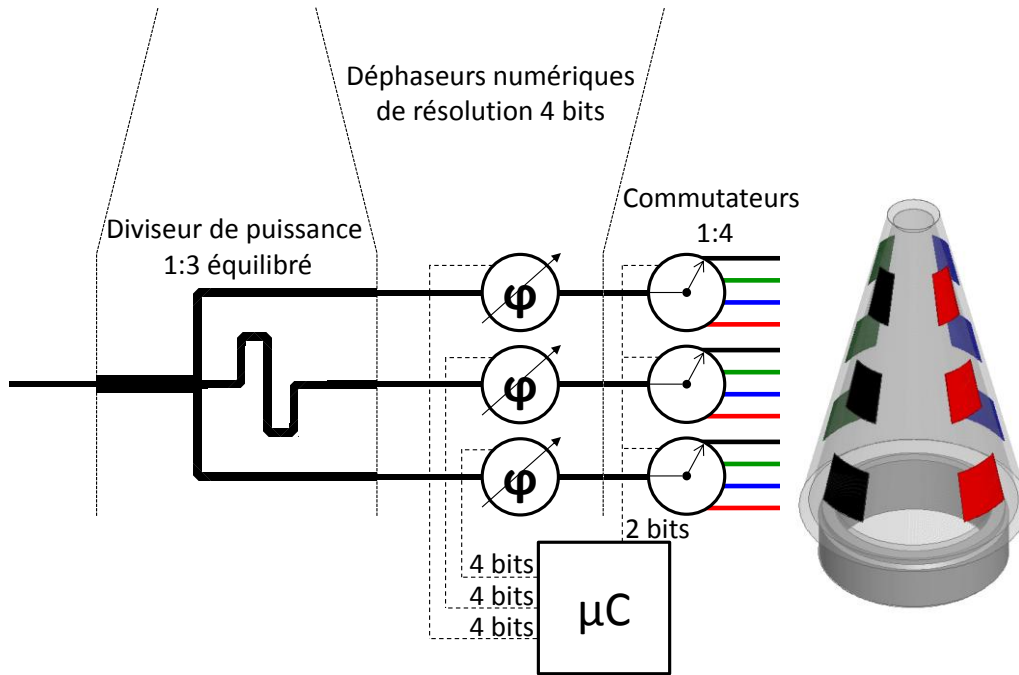


Figure 3-1 : Schéma du circuit d'alimentation de la pointe à 12 éléments.

### 3.1.1 La carte d'alimentation

Une carte d'alimentation est nécessaire afin, dans un premier temps, d'alimenter les composants hyperfréquences. Cette carte sera aussi utilisée pour recevoir les signaux de commande destinés à ces composants, puis pour les distribuer aux étages correspondants. Des tensions de +5V et -5V étant nécessaires, et afin de n'utiliser qu'une seule source, cet étage permet également de générer une tension de  $\pm 5V$  (DC) à partir d'une tension d'entrée de +5V (DC). Cette conversion se fait grâce à un convertisseur DC/DC de marque RECOM (R2D-0505), le composant le plus imposant que l'on peut observer sur la Figure 3-2 (a). Le circuit de commande des commutateurs est intégré à cette carte et est composé de deux diodes (les deux composants identiques et parallèles au bas de la Figure 3-2 (a)) ainsi que d'un circuit inverseur (à gauche des deux diodes) dont la référence est 74HC04.

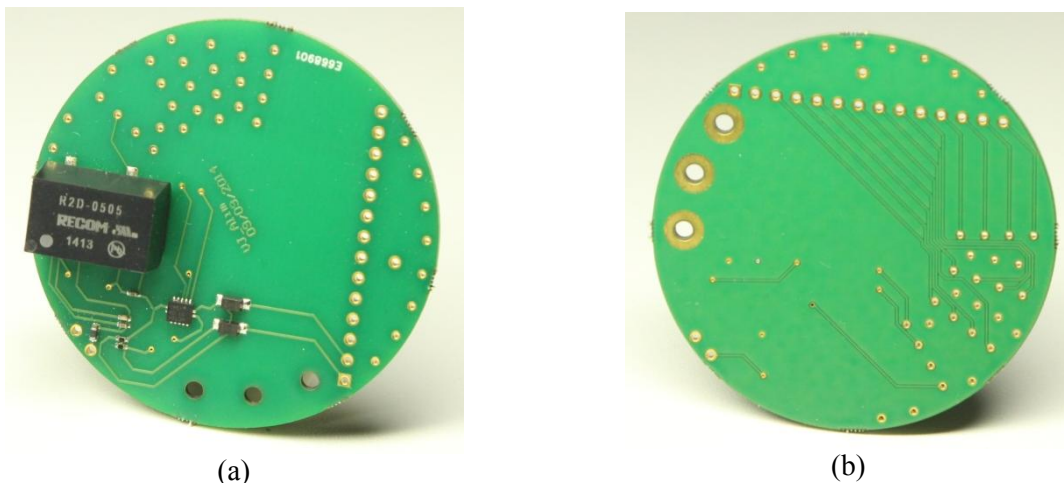


Figure 3-2 : Carte d'alimentation électrique des composants HF (a) vue de dessus et (b) vue de dessous.

## 3.1.2 Les étages hyperfréquences

### 3.1.2.1 Le diviseur de puissance

Le diviseur de puissance est le premier étage de la chaîne hyperfréquence. De manière à répartir le signal vers les trois étages composés des déphaseurs et des commutateurs sans introduire d'erreur de commande sur les amplitudes ou les phases, ce diviseur doit comporter une entrée et trois sorties équilibrées ainsi qu'une isolation correcte entre les 3 voies. Quelques composants réalisant cette fonction sont disponibles sur le marché, mais pas à la fréquence exigée pour ce projet. Le modèle de diviseur développé dans cette section est inspiré de modèles existants [101], mais où la division ne se fait pas de manière équilibrée. Des diviseurs de puissances équilibrés ont fait l'objet de recherches comme dans [102] et [103], mais la forme et la fréquence de fonctionnement ne correspondent pas au problème actuel. Les diviseurs présentés dans [104] et [105] ont des performances intéressantes sur une large bande de fréquences incluant celle de l'étude. Enfin, le circuit est basé sur un diviseur de Wilkinson avec une configuration dite « delta » (Figure 3-3 (a)) des résistances, contrairement à une configuration en étoile [106] (Figure 3-3 (b)) plus compliquée à développer en technologie micro-ruban.

Une représentation 3D du diviseur est visible sur la Figure 3-4 (a). Les lignes sont imprimées sur un substrat de type RO4350 ( $\epsilon_r = 3.66$ ,  $\tan \delta = 0.004$ ) d'épaisseur 0.5mm et de diamètre 50mm. La face avant sur laquelle repose les deux premières résistances de 150  $\Omega$  est visible sur la Figure 3-4 (a) et la face arrière sur laquelle on trouve la troisième résistance sur la Figure 3-4 (b). Comme le système final sera empilé, il est nécessaire de mettre en place une ligne de renvoi entre la couche supérieure et la couche inférieure de manière à ce que l'entrée se situe sur une face et les trois sorties sur la face opposée. Le port 1 arrive du côté de la face supérieure et est connecté à une ligne de renvoi située sur la face inférieure du substrat. Un via métallisé traversant la carte permet de faire le lien entre cette ligne et le circuit diviseur (Figure 3-4 (c)). Les sorties sont ensuite directement connectées aux extrémités des 3 lignes pour sortir du côté de la face arrière. De manière à placer les résistances de la face supérieure en contact direct entre les bras symétriques et la ligne du milieu, les bras extérieurs sont déformés pour s'approcher au plus prêt de la ligne centrale tout en minimisant les couplages engendrés (Figure 3-4 (d)). La résistance qui se trouve sur la face inférieure est connectée via des trous métallisés aux deux lignes opposées. Enfin, de façon à assurer un déphasage nul entre les différentes sorties, une augmentation de la longueur de la ligne du milieu est faite comme on peut le voir sur la Figure 3-4 (a).

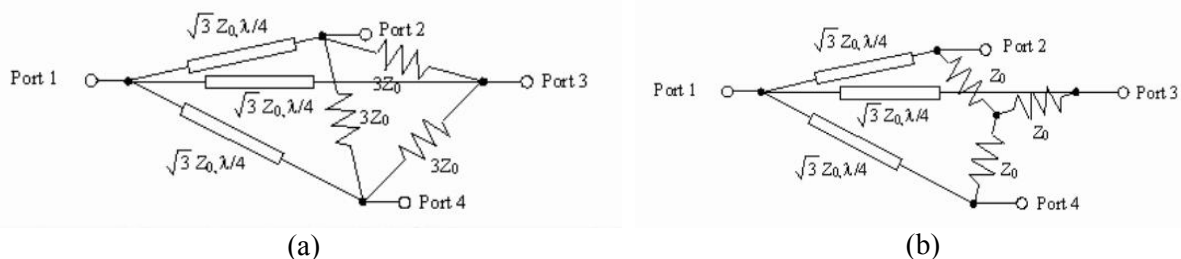


Figure 3-3 : Diviseurs de puissance à une entrée et trois sorties avec un agencement des résistances (a) delta et (b) en étoile [107].



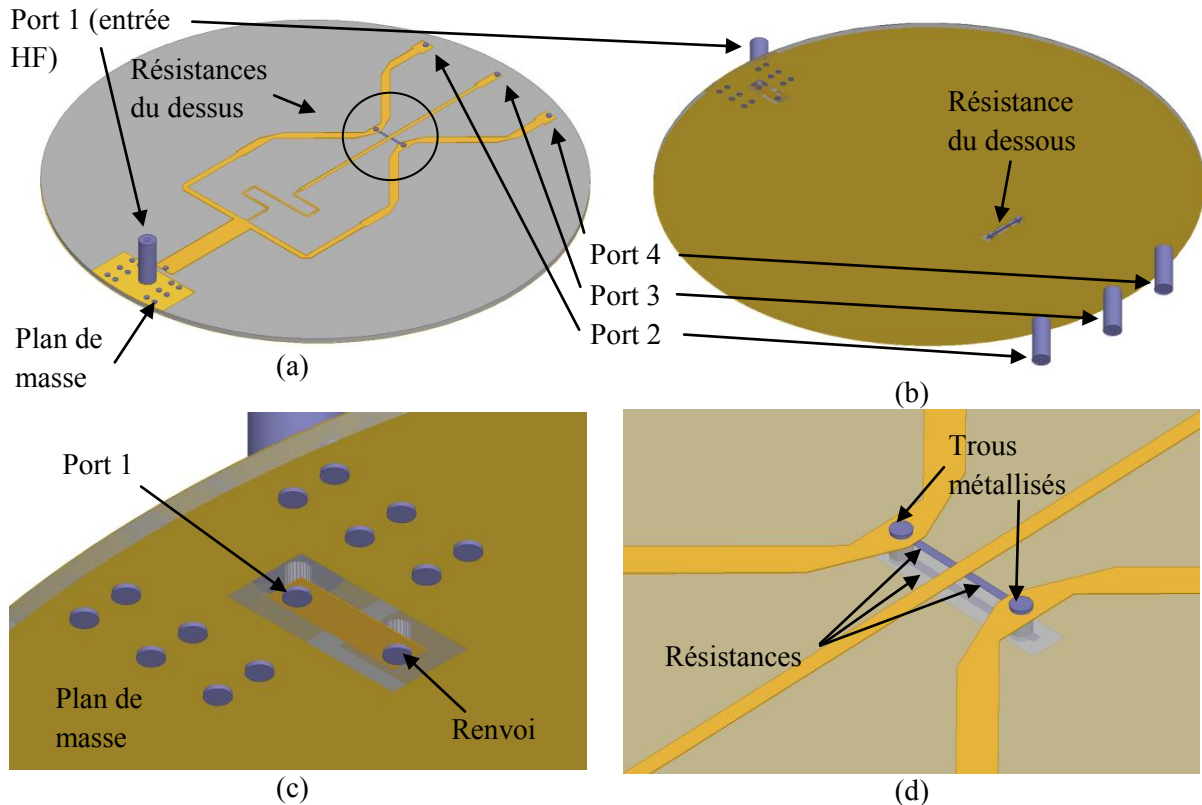


Figure 3-4 : Vues 3D (a) de dessus (face supérieure) et (b) de dessous (face inférieure) du diviseur de puissance. (c) Renvoi de ligne en entrée du diviseur. (d) Résistances en configuration delta (deux petites sur le dessus et une plus longue sur le dessous).

Les simulations et l'optimisation des longueurs et largeurs de lignes ont été menées sous HFSS. L'optimisation est basée sur l'obtention d'une bonne adaptation en entrée, ainsi que des coefficients de transmission égaux en amplitude et en phase. Il s'avère que la largeur des lignes obtenue après optimisation est différente de celle préconisée par la théorie. En effet, si on se réfère au modèle simulé, on peut voir qu'après la division de la ligne d'entrée, la ligne du milieu est moins large que celles aux extrémités. La ligne de renvoi, ainsi que la séparation de la ligne sont des causes probables de ces différences. Ce phénomène peut également être observé dans [101] où les largeurs de lignes sont différentes après l'optimisation. Sur un substrat de type RO4350 d'épaisseur 0.5mm, une ligne 50  $\Omega$  doit avoir une largeur d'environ 1mm. A la division, les lignes doivent présenter une impédance de  $Z_0\sqrt{3}$ , soit une largeur d'environ 0.3mm. Les simulations de la Figure 3-5 montrent que les résultats obtenus après optimisation sont encourageants, même si la largeur de la ligne de renvoi est de 0.8mm, celle de la ligne d'entrée est de 2mm, celle du centre est de 0.2mm, et la largeur des lignes extérieures est de 0.6mm. Les 3 résistances ont une valeur fixée à  $3Z_0$ , soit 150  $\Omega$  chacune. On peut voir sur la Figure 3-5 (a) la bonne adaptation du dispositif à la fréquence de 5.2GHz, avec une bande-passante de largeur plus que nécessaire. Sur la même figure est représentée l'isolation entre chaque sortie. L'isolation la moins importante à la fréquence de travail est de -17.5dB entre les sorties 2 et 4 (les deux voies externes). Sur toute la bande-passante étudiée (entre 5.1 et 5.3 GHz), l'isolation la plus faible est relevée entre les ports 3 et 4 avec une valeur de -16.2dB. Même si l'application et la fréquence de travail sont différentes, ces valeurs d'isolations sont proches de celles présentées dans [101] mais aussi de celles que l'on peut trouver dans le commerce (entre 17 et 20 dB pour le composant SEPS-3-33+ fonctionnant de 700 à 3000 MHz). On retrouve également ces valeurs dans [104], [105] et [103]. Les niveaux d'amplitude des coefficients de transmission sont représentés sur la Figure 3-5 (b). A la fréquence de travail, la transmission vers les sorties 2, 3 et 4 vaut respectivement -

5.3dB, -5.1dB et -5.3dB, ce qui est en accord avec les caractéristiques du SEPS-3-33+ ou ce que l'on peut trouver dans la littérature. La différence de 0.04dB entre les sorties 2 et 4 est suffisamment faible pour être négligée, mais est néanmoins visible sur les courbes. Cette très légère différence est due à la légère dissymétrie causée par le rallongement de la ligne du centre. En effet, comme on peut le voir sur la Figure 3-4 (a), la longueur ajoutée à la ligne du milieu n'a pas les mêmes proximités entre la ligne du haut et la ligne du bas ce qui rend la structure dissymétrique et crée deux environnements différents pour ces deux lignes. Enfin, toujours sur la même figure, on peut noter un point d'équilibre à la fréquence d'environ 5.143GHz à laquelle les coefficients de transmission sont tous sensiblement égaux à -5.2dB. Les phases sont représentées sur la Figure 3-5 (c). Elles sont très proches les unes des autres à 5.2 GHz atteignant une valeur de 118°. Les légers décalages entre les phases sont plus visibles sur la Figure 3-5 (d). La différence de phase maximale est de 1.2° entre les sorties 3 et 4 ce qui est tout à fait satisfaisant. La plus grande différence relevée entre les amplitudes en sortie est de 0.2dB à la fréquence de travail, et 0.5dB sur la bande étudiée à 5.3GHz entre les sorties 3 et 4.

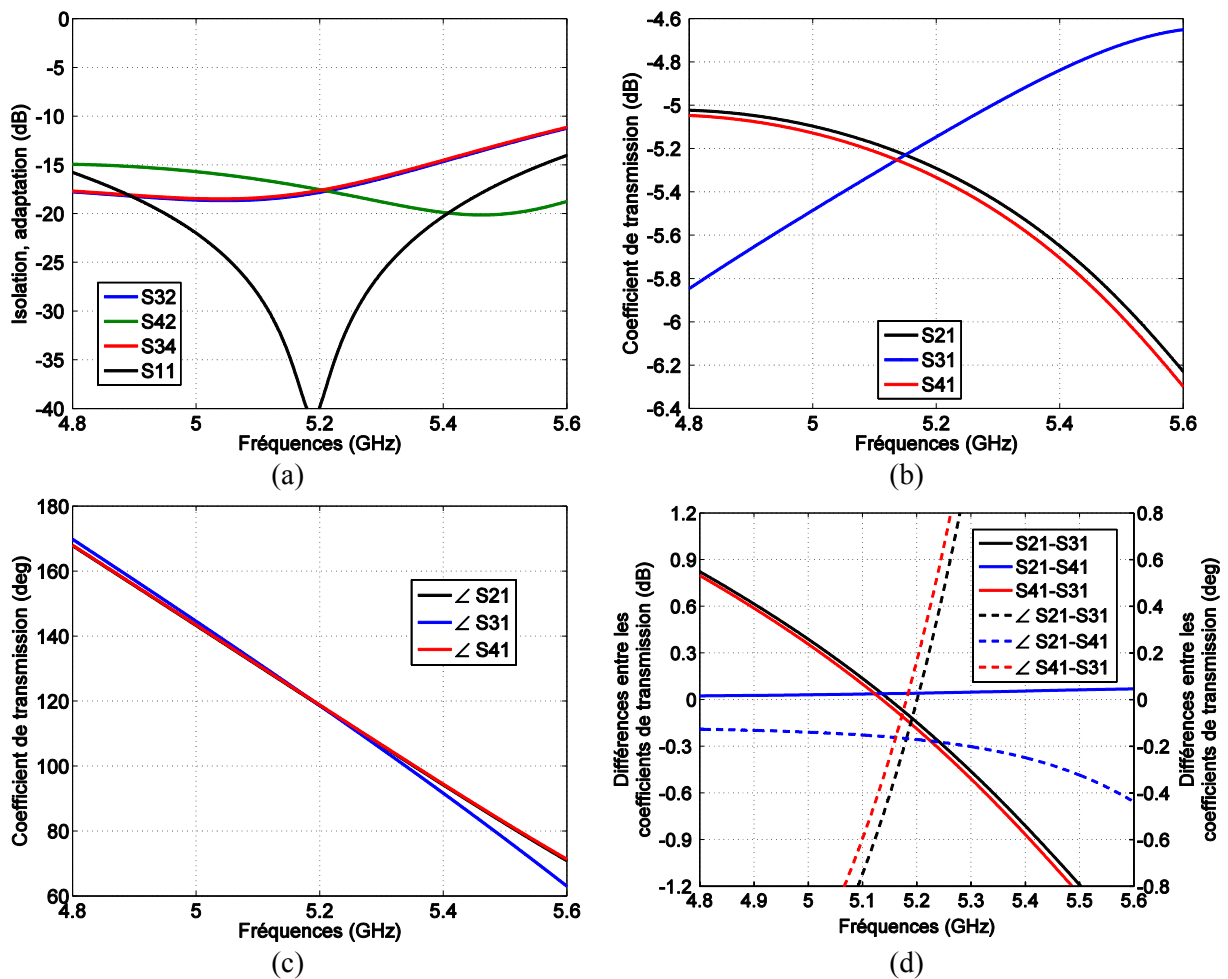


Figure 3-5 : Résultats de simulation du diviseur de puissance : (a) Adaptation en entrée et isolation entre les différentes sorties. Coefficients de transmission vers les 3 sorties (b) en amplitude et (c) en phase. (d) Différences entre les coefficients de transmission en amplitude et en phase.

Avec une bonne adaptation à la fréquence de 5.2GHz, une bonne isolation, une différence de phase maximale de 1° et une différence d'amplitude maximale d'environ 0.5dB sur une bande passante de 200MHz, ce dispositif présente des caractéristiques en accord avec nos exigences. Un prototype a été fabriqué (Figure 3-6). La face avant du prototype, avec les deux premières résistances est représentée sur la Figure 3-6 (a). La face arrière, avec une résistance plus longue mais de même valeur, est visible sur la Figure 3-6 (b) [108].

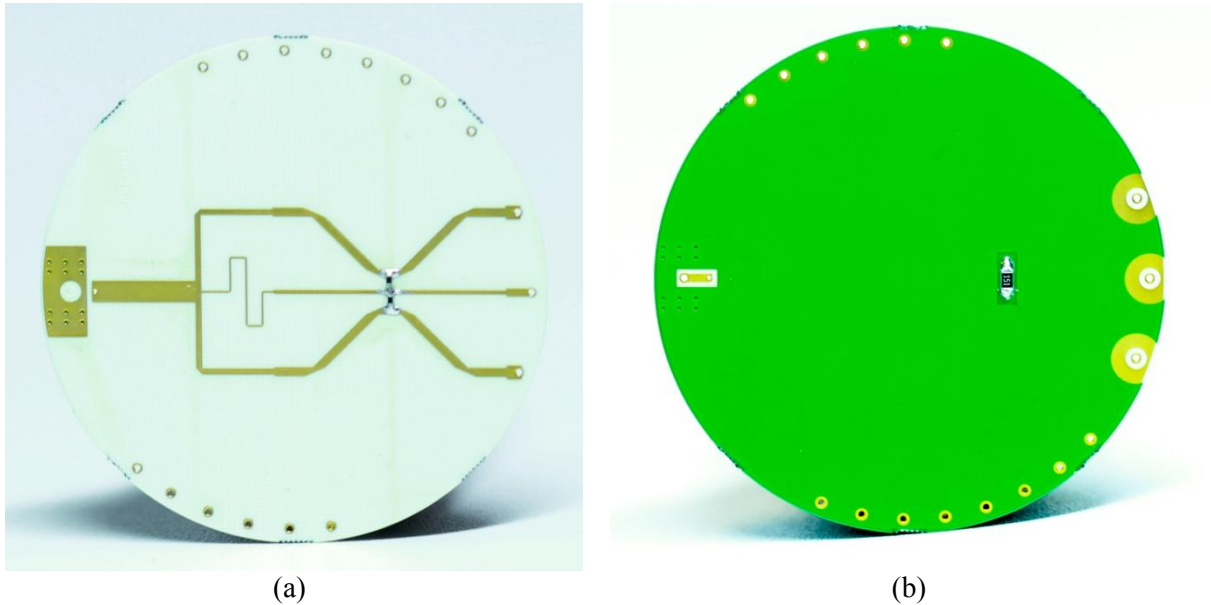


Figure 3-6 : Vues (a) de dessus et (b) de dessous du prototype du diviseur de puissance à une entrée et trois sorties.

On peut observer un bon accord entre les simulations et les mesures qui sont comparées sur la Figure 3-7. Toutes les caractéristiques principales sont reportées dans le Tableau 3-1. Le diviseur est bien adapté en entrée avec une adaptation de -21.7dB à la fréquence de 5.2GHz. On peut relever sur la Figure 3-7 (b) que le point d'équilibre se situe à la fréquence d'environ 5.484GHz (5.143GHz en simulation). A cette fréquence, les coefficients  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  et  $|S_{41}|$  valent respectivement -6.3dB, -6.2dB et -6.1dB ce qui représente une différence maximale de 0.2dB. En revanche, ces coefficients sont égaux à -5.8dB, -6.4dB et -5.7dB à la fréquence de 5.2GHz. Ces valeurs engendrent une différence maximale de 0.7dB à cette fréquence, avec une différence maximale sur la bande-passante étudiée de 0.9dB (à 5.1GHz). Les déphasages entre les sorties du diviseur sont moins importants, avec un écart maximal de 1.3° toujours à la fréquence de 5.1GHz. Les isolations entre les ports de sortie sont correctes, la plus élevée étant de -13.8dB à 5.3GHz. C'est sur la branche centrale que l'on peut observer le plus grand écart entre la simulation et la mesure. En effet, cet écart est d'environ 1.3dB à chaque fréquence relevée dans le Tableau 3-1, contre un écart d'environ 0.4dB sur les branches extérieures (les deux branches symétriques).

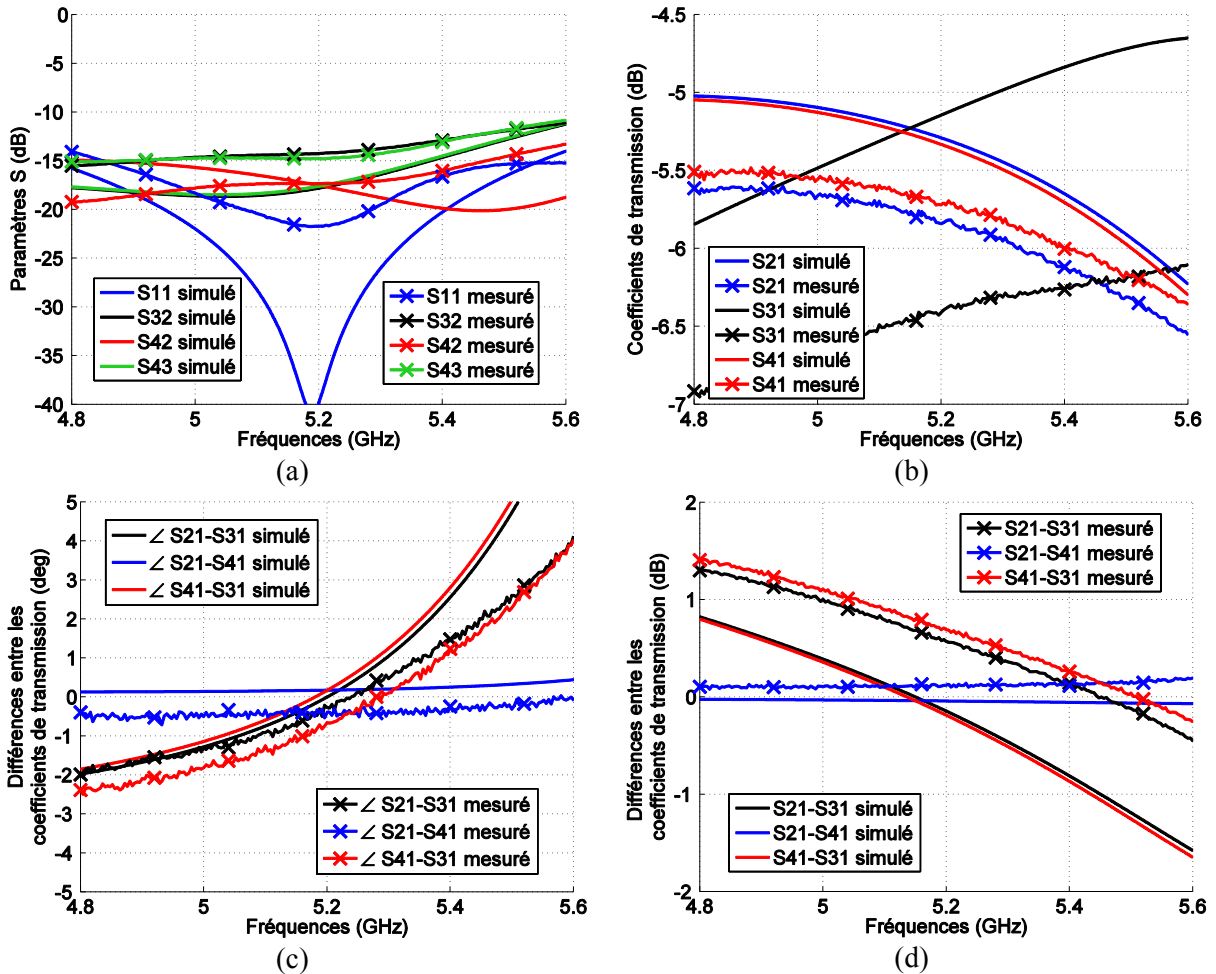


Figure 3-7 : (a) Adaptation et isolation simulées et mesurées. (b) Amplitude des coefficients de transmission simulée et mesurée. Différences (c) de phase et (d) d'amplitude simulées et mesurées entre les sorties du diviseur de puissance.

Tableau 3-1 : Résultats principaux de simulations et de mesures pour les fréquences de 5.1, 5.2 et 5.3 GHz du diviseur de puissance à 1 entrée et 3 sorties.

		Simulations			Mesures			
Fréquences (GHz)		5.1	5.2	5.3	5.1	5.2	5.3	
Adaptation en entrée (dB)		-28.3	-39.8	-26	-20.4	-21.7	-19.5	
	Transmission (dB/deg)	S21	-5.2/131.0	-5.3/118.6	-5.4/106.4	-5.7/143.8	-5.7/82.4	-5.8/20.7
		S31	-5.3/131.7	-5.1/118.6	-5.0/105.3	-6.5/144.7	-6.4/82.7	-6.3/20.3
S41		-5.2/131.1	-5.3/118.8	-5.5/106.6	-5.6/143.5	-5.7/82.0	-5.8/20.4	
Différences maximales de transmission (dB/deg)		0.1/0.7	0.2/0.2	0.5/1.2	0.9/1.3	0.7/0.7	0.5/0.5	
Isolation (dB)	S32	-18.6	-17.8	-16.4	-14.4	-14.3	-13.8	
	S42	-16.5	-17.5	-18.8	-17.4	-17.4	-17.1	
	S43	-18.4	-17.6	-16.2	-14.7	-14.8	-14.3	

A l'aide de l'outil Matlab, il est possible de montrer comment ces différences impactent un diagramme de rayonnement. Pour se faire, les diagrammes simulés de la pointe à 12 éléments rayonnants sont utilisés. Ils sont pondérés une première fois avec une loi parfaitement uniforme, puis dans un second temps avec les différences imposées par le diviseur de puissance (résultats mesurés). Dans les deux cas, seul le sous-réseau visant la direction  $\varphi = 0^\circ$  est actif. Les deux lois utilisées sont répertoriées dans le Tableau 3-2. Les données mesurées sont converties en linéaires puis normalisées par rapport à la plus haute valeur. Nous considérons que la sortie 1 est connectée au patch du bas, la sortie 2 au patch du milieu et la sortie 3 au patch du haut.

Tableau 3-2 : Lois utilisées pour évaluer l'impact des différences imposées par le diviseur de puissance sur les diagrammes de rayonnement.

	Amplitudes	Phases
Loi uniforme	[1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0]	[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]
Pondération du diviseur	[0.97 0.85 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0]	[82 83 82 0 0 0 0 0 0 0 0 0]

Les diagrammes de rayonnement correspondants sont représentés sur la Figure 3-8 à la fréquence de 5.2 GHz. On peut noter dans un premier temps, sur la Figure 3-8 (a), que la direction du lobe principal n'est pas affectée (écart de phase trop faible pour observer le moindre changement). De même pour l'ouverture du lobe, il n'y a aucune variation à relever. Les seules différences, résidant au niveau des lobes secondaires, sont dues à une pondération plus élevée des éléments à l'extérieur du sous-réseau composé de 3 éléments. Cette différence d'environ 0.15 impose une augmentation des lobes secondaires de 1.5dB (en  $\theta = 13^\circ$ ) et de 1.9dB (en  $\theta = 138^\circ$ ). Le lobe principal étant dirigé dans la direction  $\theta = 79^\circ$ , le diagramme de rayonnement dans ce plan est illustré sur la Figure 3-8 (b). Les différences entre les deux diagrammes sont uniquement visibles sur le rayonnement arrière, entre les directions  $\varphi = 120^\circ$  et  $\varphi = 240^\circ$ . Avec la loi uniforme, le diagramme présente un FTBR d'environ 29dB contre 27dB en prenant en compte les pondérations du diviseur. L'impact est donc visible dans chaque plan, mais est acceptable puisque la principale caractéristique du diagramme n'est pas affectée, c'est à dire la direction du lobe principal.

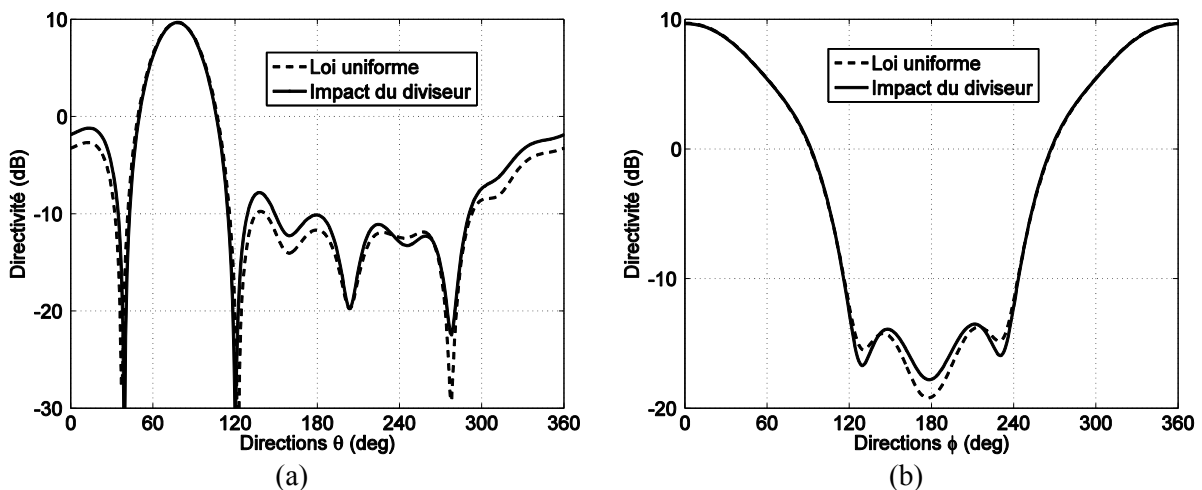


Figure 3-8 : Comparaisons des diagrammes de rayonnement d'un sous-réseau avec une loi d'alimentation uniforme (en amplitude et en phase) et en prenant en compte la pondération imposée par le diviseur de puissance dans les plans (a)  $\varphi = 0^\circ$  et (b)  $\theta = 79^\circ$ .

### 3.1.2.2 Les déphaseurs et commutateurs

Les 3 cartes sont similaires, composées des mêmes éléments actifs ainsi que du même circuit. De manière à respecter le fonctionnement exposé sur la Figure 3-1, chacun de ces étages est dédié au contrôle d'un anneau de 4 éléments. En plaçant les déphaseurs avant les commutateurs, il est possible d'amener un déphasage sur un seul élément actif parmi les 4 de l'anneau. La structure d'une carte est représentée sur la Figure 3-9. Elle est composée de 2 substrats disposés sur 3 étages (4 couches). Deux couches externes de 0.25mm de RO4350 et une couche interne de FR4 d'épaisseur 0.5mm. Chaque carte est de forme circulaire de diamètre 50mm. Sur la couche supérieure se trouvent les composants hyperfréquences (un déphaseur et un commutateur) ainsi que les lignes micro rubans. La seconde couche (interne) est un plan de masse, suivi d'une deuxième couche interne destinée à distribuer l'alimentation des composants. Sur la quatrième et dernière couche vont se trouver une ligne de renvoi et les lignes d'alimentations nécessaires pour distribuer les signaux de contrôles aux deux composants de la couche du dessus. Des câbles coaxiaux de même longueur sont utilisés entre les cartes pour les entrées et les sorties. La ligne de renvoi est donc indispensable pour pouvoir empiler les cartes. Ainsi, le câble d'entrée se trouve au-dessus de la carte et les câbles de sortie sont en-dessous. Les caractéristiques de chaque composant sont présentées dans un premier temps d'après les données fournies par les constructeurs (fichiers « .S2P »). Le circuit comportant un déphaseur et un commutateur a ensuite été développé et optimisé sur ADS pour un fonctionnement optimal à la fréquence de 5.2GHz. Enfin, des simulations du circuit complet, qui prennent en compte le diviseur de puissance, ont été effectuées afin d'évaluer les différences de phase et d'amplitude que l'on pourra relever en sortie du système.

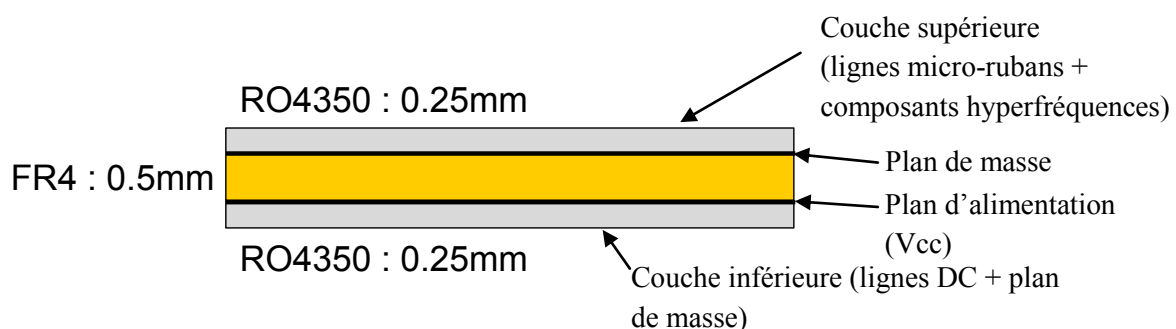


Figure 3-9 : Agencement des substrats utilisés pour les cartes électroniques.

#### 3.1.2.2.1 Les déphaseurs 4 bits

Les déphaseurs utilisés sont de la marque MACOM (MAPS-010145) de dimensions 4x4 mm et d'une hauteur de 0.9mm. Fonctionnant sur la bande de fréquences de 3.5 à 6 GHz. Des déphaseurs de la même marque avaient déjà été utilisés pour des applications GPS (MAPS-010143) et leur résistance à l'accélération avait été validée. La résolution de 4 bits de ces déphaseurs impose un pas de 22.5° entre chaque état de phase. Le défaut principal d'un tel composant est son comportement différent suivant la loi de phase utilisée. La différence d'amplitude maximale que l'on peut rencontrer d'un état de phase à l'autre est spécifiée à 1dB par le constructeur. Les caractéristiques du composant ont été données pour l'état de phase de référence, puis pour les états introduisant des déphasages de 22.5°, 45°, 90°, 180° et 337.5°. Les résultats de mesure (fournis par le constructeur, et réutilisés dans ADS) du composant sont donnés sur la Figure 3-10. L'adaptation pour les 6 états de phase donnés est correcte sur la bande d'intérêt (inférieure à -10dB) comme on peut le voir sur la Figure 3-10 (a). La Figure 3-10 (b) montre que les niveaux d'amplitude du coefficient de transmission varient en fonction

de la fréquence et de l'état du déphaseur. En comparant les phases par rapport au niveau de référence (Figure 3-10 (c)), on peut dire qu'elles sont constantes en fonction de la fréquence. Cependant, on peut remarquer de faibles écarts en fréquence ainsi que sur la valeur du déphasage visé comme l'illustre la Figure 3-10 (d). L'erreur en degré est la différence entre la phase mesurée et la phase théorique. L'écart maximal est un peu moins de 5 à la fréquence de 5.2 GHz. L'erreur en dB est la différence de niveau entre l'état de phase considéré et l'état de référence. On peut relever une différence maximale de 0.6dB lorsque le déphaseur est configuré avec un déphasage de 22.5°. Les caractéristiques principales à retenir sont relevées dans le Tableau 3-3.

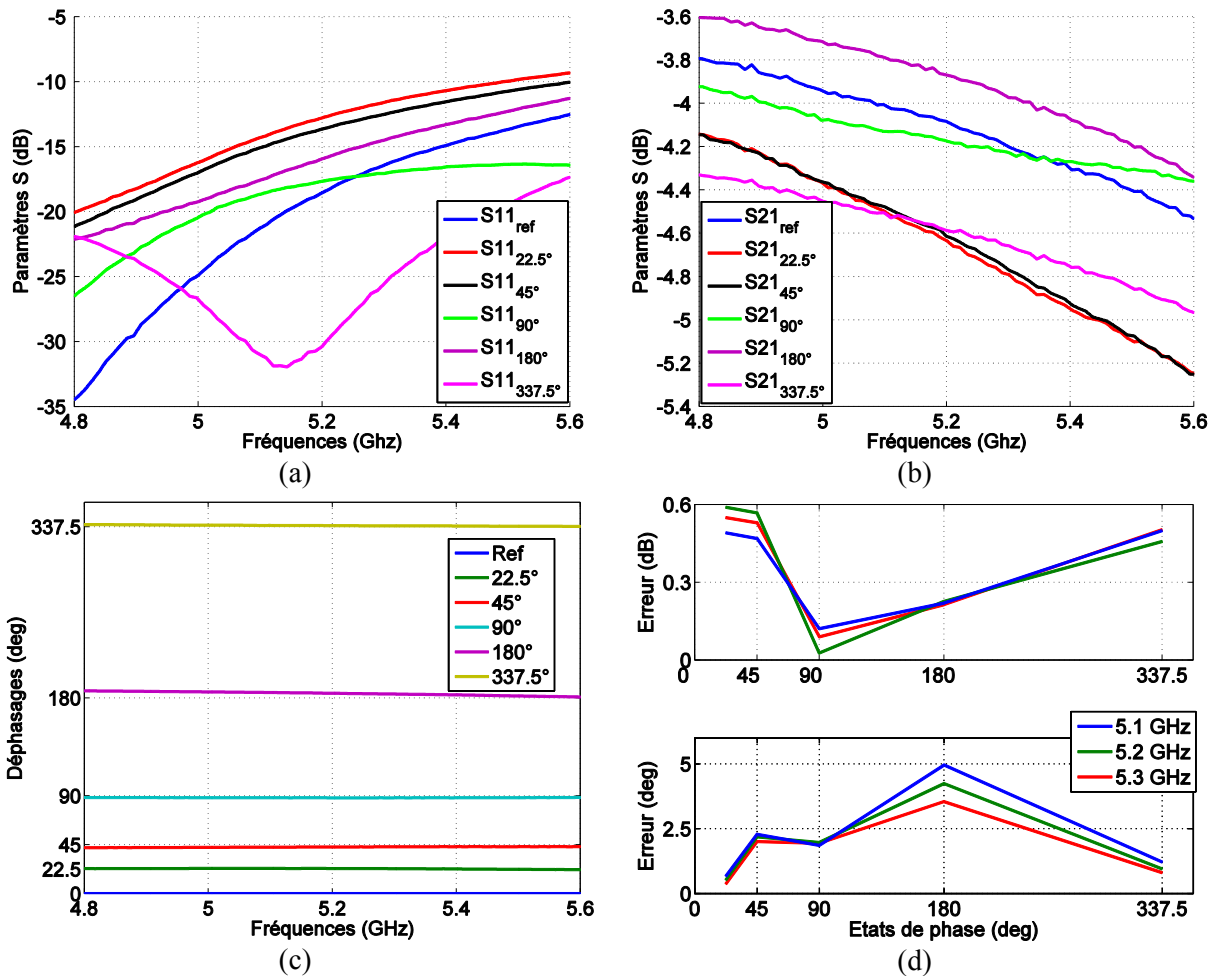


Figure 3-10 : (a) Adaptation en entrée, (b) coefficient de transmission, (c) déphasage en sortie et (d) erreurs d'amplitude et de phase du déphaseur numérique aux fréquences de 5.1, 5.2, et 5.3 GHz (données constructeur).



**Tableau 3-3 : Caractéristiques du déphaseur en transmission (amplitude et phase) et erreur par rapport à l'état de référence à la fréquence de 5.2GHz.**

Etat de phase (deg)		Ref	22.5	45	90	180	337.5
S21 (dB)	Pertes d'insertion	-4.1	-4.6	-4.6	-4.2	-3.9	-4.6
	Erreur	0	0.59	0.57	0.03	0.23	0.46
S21 (deg)	Niveau	0	23.02	42.81	88.03	184.2	338.4
	Erreur	0	0.52	2.19	1.97	4.24	0.95

**3.1.2.2.2 Les commutateurs à 1 entrée et 4 sorties**

Les 3 commutateurs utilisés, opérationnels jusque 8 GHz, sont de la marque Hittite (HMC344LC3) avec une topologie non réfléchissante avec des dimensions de 3x3 mm et une hauteur de 0.92mm. Les 2 bits de contrôle permettent de commuter entre les sorties avec un temps d'environ 20ns, ce qui est tout à fait suffisant pour l'application visée. De même que pour le déphaseur, les caractéristiques dépendent de l'état du commutateur. Les caractéristiques principales sont exposées sur la Figure 3-11. On note RFC (dénomination constructeur) l'adaptation en entrée représentée sur la Figure 3-11 (a), obtenue en activant chacune des 4 sorties. Les différences entre les 4 états sont légères, et le composant est bien adapté entre 5.1 et 5.3 GHz. L'isolation entre l'entrée et les sorties est relevée sur la Figure 3-11 (b) pour les 3 états de chaque sortie pour lesquels elles sont bloquées. Par exemple, la transmission entre l'entrée et la première sortie est simulée (toujours à partir des données constructeur) lorsque la sortie 2, puis la sortie 3 et enfin la sortie 4 sont actives. On trace en fait au final l'isolation entre une sortie et l'entrée lorsque les autres sorties sont activées chacune leur tour (d'où les 3 courbes par état). En général, cette isolation reste inférieure à -37dB ce qui confirme l'état bloqué de la sortie considérée. Sur la Figure 3-11 (c) est représentée la transmission de l'entrée vers chaque sortie lorsque cette fois celle-ci est active. La différence maximale entre les coefficients de transmission est très légère, de l'ordre de 0.04dB. De plus, l'atténuation que l'on relève en fonction de la fréquence n'est pas du tout critique puisqu'elle n'est que de 0.12dB de 4.8 à 5.6 GHz. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de -1.9dB pour chaque état du commutateur. Notons que les déphasages entre les sorties n'ont pas été relevés. En effet, étant donné que les déphasages seront appliqués au sein d'un sous-réseau, les déphaseurs pourront être à un état différent, mais les commutateurs seront tous au même état et seront donc en phase.



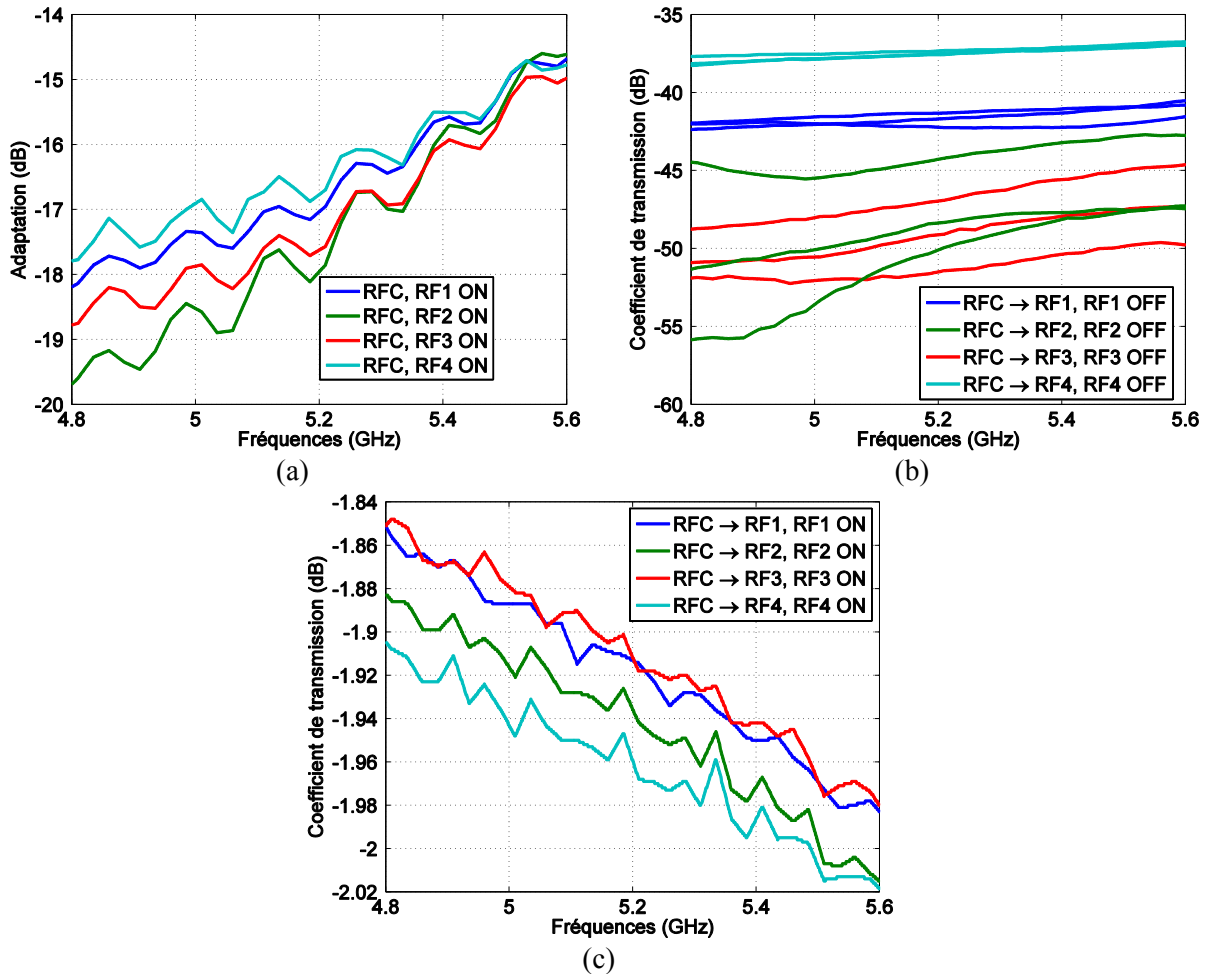


Figure 3-11 : (a) Adaptation en entrée du commutateur en considérant chaque sortie active. (b) Coefficients de transmission vers chaque sortie en considérant les états inactifs (isolation). (c) Coefficients de transmission en considérant les sorties actives (pertes d'insertion) (données constructeur).

### 3.1.3 Simulation de la structure complète

Cette dernière phase de simulation circuit consiste à prendre en compte les caractéristiques du diviseur de puissance, ainsi que celles du déphaseur et du commutateur. Ces simulations ont pour but de mettre en place un design permettant un fonctionnement optimal à la fréquence de 5.2GHz. Etant donné que le diviseur de puissance est un étage à part du système, et que les lignes qui le composent ont déjà été optimisées, seuls le déphaseur et le commutateur sont pris en compte pour l'optimisation.

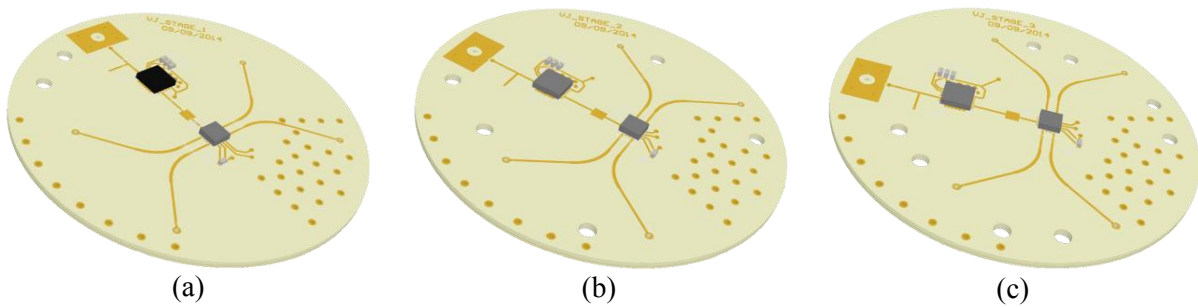


Figure 3-12 : Les différents étages hyperfréquences : (a) étage 1, (b) étage 2 et (c) étage 3.

Sur la Figure 3-12 nous pouvons observer les 3 étages hyperfréquences sur lesquels sont visibles le circuit hyperfréquence ainsi que le déphaseur (1 entrée, 1 sortie) et le commutateur (1 entrée et 4 sorties). C'est uniquement cette partie qui nous intéresse dans cette section. La position de chaque élément (trous, vias, ...) et l'orientation des lignes seront détaillées dans la section 3.2. Etant donné que le système est composé de 12 sorties, en comptant 6 états de phase différents par sortie (pour les simulations), nous nous intéresserons uniquement à quelques configurations. Pour commencer, nous considérons la même sortie active (sortie 1) du commutateur de chaque étage (chaque commutateur bloqué au même état). En effet, nous avons pu observer dans les sections précédentes que la réponse du commutateur était sensiblement égale suivant ses différents états. Les coefficients de transmission des 3 étages, et pour les 6 états (des déphaseurs), sont représentés sur la Figure 3-13 (a). On peut voir que la puissance est bien répartie entre les 3 étages grâce aux bonnes performances du diviseur de puissance. Sur la bande s'étendant de 5.1GHz à 5.3GHz, le coefficient de transmission se situe entre -11dB et -12dB. Ces résultats représentent bien le cumul des pertes de chaque élément qui compose le circuit. Si nous considérons que les pertes introduites par le diviseur de puissance sont de -6dB, celles du déphaseur de -4.5dB et celles du commutateur de -1.9dB, nous atteignons des pertes globales de -12.4dB. L'écart observé entre les coefficients de transmission est dû, comme on l'a vu dans la section 3.1.2.2.1, à l'écart créé par le déphaseur pour les différents états de phase. En considérant les combinaisons entre tous les états, nous avons relevé sur la Figure 3-13 (b) les écarts d'amplitude entre l'étage 1 et l'étage 2 puis entre les étages 3 et 2. Ce sont en effet les différences entre ces étages qui sont intéressantes à observer puisque ces différences auront un impact sur les performances du réseau d'antennes de 3 éléments rayonnants considéré. La similitude que l'on peut relever entre les deux cartographies provient de la symétrie de la structure. De plus, on relève un écart maximal pour l'état 5 (180°), représenté par les zones rouge. Si on revient sur la Figure 3-13 (a), c'est en effet la courbe correspondant à cet état qui se démarque des autres et c'est pour cela que les différences sont plus importantes (de l'ordre de 1 dB). De manière à représenter les écarts de phase entre théorie et simulation en sortie de chaque étage et pour chaque état, nous introduisons la grandeur  $N_i$  définie par l'équation suivante :

$$N_i = \frac{1}{\alpha_i} |\beta_i| \times i \tag{3.1}$$

$$\text{Avec } \beta_i = \angle S_{ij} - \beta_{REF}$$

$$i \in \{1,2,3,4,5\}$$

Avec  $\alpha_i$  le déphasage théorique (22.5, 45, ...) introduit par l'état  $i$ ,  $\beta_i$  le déphasage obtenue en simulation par rapport au déphasage de référence  $\beta_{REF}$ .  $N_i$  est représentée sur la Figure 3-13 (c) pour chaque étage et pour les 5 états du déphaseur comparés au premier état pris en tant que référence. Nous pouvons tout d'abord noter qu'il n'y a quasiment pas de déphasage entre les 3 sorties (la même de chaque étage) pour un même état de phase, puisque les courbes correspondant à un état sont superposées. Cependant, des différences dues au composant sont visibles pour les états 3 et 5. Les erreurs de phase entre l'étage 1 et l'étage 2 sont représentées sur la Figure 3-13 (d). Cette erreur est définie comme étant l'écart entre le déphasage simulé et le déphasage théorique obtenus pour une combinaison de deux états. Cette cartographie confirme que les états présentant le plus d'erreurs sont les états 3 et 5, avec une différence d'environ 6° par rapport aux résultats théoriques.

Les résultats exposés dans cette section sont identiques pour tous les états des commutateurs, avec l'hypothèse que chaque commutateur ait la même sortie active. Les légers écarts entre la théorie et la simulation viennent des petites différences de niveaux entre les sorties du diviseur de puissance mais aussi en grande partie aux différences introduites par chaque état du déphaseur.

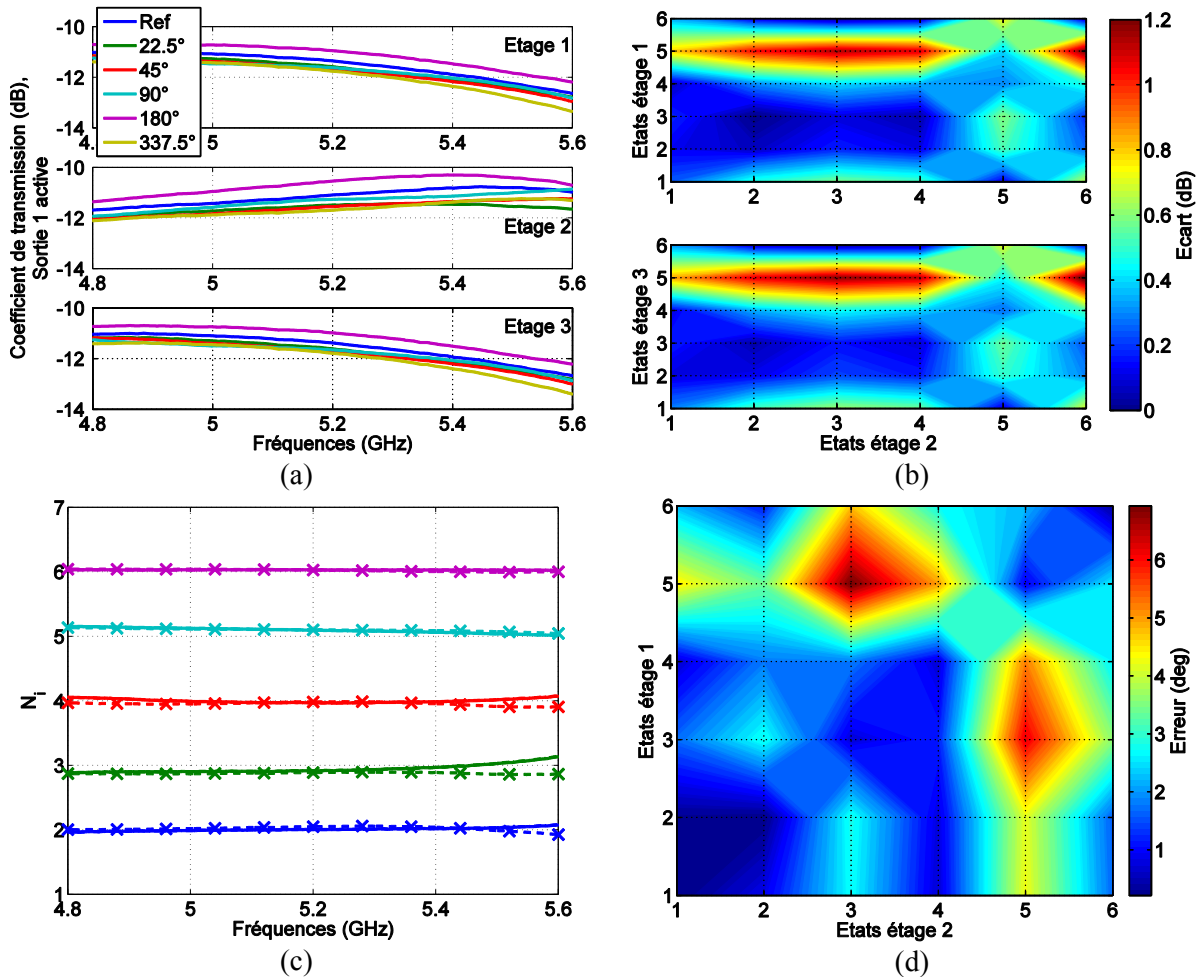


Figure 3-13 : (a) Coefficient de transmission de l'entrée à la sortie 1 de chaque étage pour les 6 états de phase. (b) Ecart de niveau (en dB) entre les sorties pour chaque configuration à 5.2GHz. (c) Etat de phase obtenu en sortie pour chaque étage (— étage 1, --- étage 2, × étage 3) par rapport à l'état de référence de chacun. (d) Erreur de phase entre les sorties à la fréquence de 5.2GHz.

### 3.2 Montage de la structure empilée

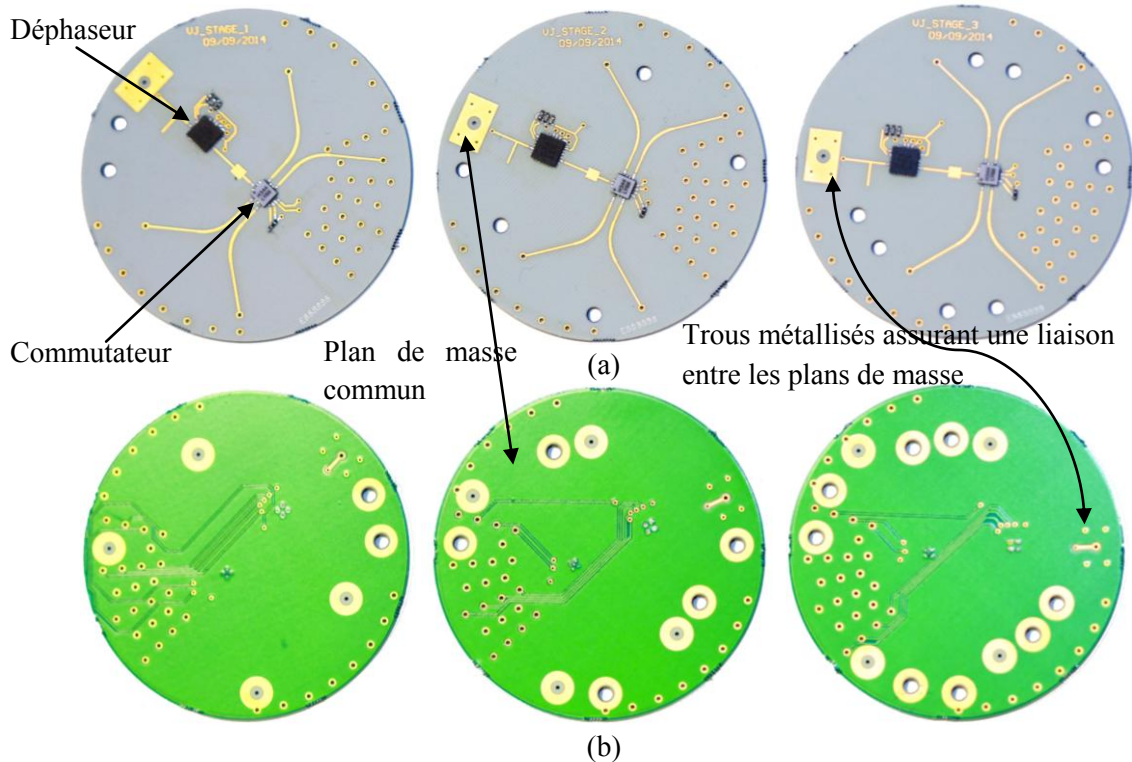


Figure 3-14 : Réalisations des 3 étages hyperfréquences (a) vues de dessus et (b) vues de dessous.

Après avoir validé le fonctionnement général du système en simulation, il a fallu développer un prototype qui respecte les contraintes imposées par l'étude. La première d'entre elles était de créer un circuit empilé, de manière à ce que le système soit intégrable dans ou sous une fusée de projectile. Le diamètre de toutes les cartes a été dans un premier temps fixé à 50mm. L'optimisation du circuit, dans la section précédente, reposait déjà sur ce critère. De plus, comme on a pu le voir sur la Figure 3-2 ou sur la Figure 3-12, chaque carte est composée de trous (métallisés ou non). Les trous de plus gros diamètre permettent de faire passer les différents câbles coaxiaux à travers la structure. Le diviseur de puissance étant le premier étage de l'empilement, si une de ses sorties est destinée au troisième étage de l'empilement hyperfréquence (Figure 3-12 (c)), le câble coaxial correspondant doit pouvoir traverser l'étage DC (Figure 3-2), et les deux premiers étages hyperfréquences (Figure 3-12 (a) et (b)). Il en est de même pour les sorties de chaque commutateur. Les 4 sorties du premier étage HF (Figure 3-12 (a)) doivent pouvoir être disponibles à l'extrémité du système et donc les câbles coaxiaux correspondants doivent traverser les deux derniers étages, en évitant bien entendu de toucher les pistes présentes sur ces cartes. Seule une liaison à la masse est faite à chaque étage pour assurer une certaine rigidité. Enfin, les trous les plus petits vont être utilisés pour les liaisons DC. Certains traversent la structure entière, comme les fils de masse qui sont également solidaires de chaque étage. L'alimentation continue de  $\pm 5V$  est également distribuée sur chaque étage, ainsi que les signaux de contrôle des commutateurs (2 fils pour les 2 bits de contrôle). Comme les déphaseurs sont contrôlés indépendamment, 16 voies sont nécessaires. Les 16 fils destinés à distribuer les 4 bits de contrôle de chaque étage vont donc être distribués 4 par 4 sur chaque étage.

Tous ces aspects sont visibles sur la Figure 3-14 qui représente les prototypes des 3 cartes comportant chacune un déphaseur et un commutateur. Sur la Figure 3-14 (a), est représentée une vue de dessus de l'ensemble des trois cartes qui ont la même position dans le plan de la prise de vue afin de mettre en évidence la rotation du circuit hyperfréquence principal de chaque étage, et la position fixe de tous les trous. Sur les faces arrières de la Figure 3-14 (b), on peut voir les 4 lignes correspondantes au contrôle des déphaseurs, qui sont différentes sur chaque carte. On y retrouve également le même renvoi de ligne utilisé pour le diviseur de puissance et qui permet d'avoir l'entrée et les sorties sur deux faces différentes. Des précautions ont été prises afin que le plan d'alimentation défini sur la Figure 3-9 soit découpé autour de la zone occupée par le renvoi afin que ce dernier soit placé au-dessus d'un plan de masse. La mise en commun de cette masse à la masse du circuit se fait par les 4 trous métallisés entourant le renvoi.

Une prévisualisation numérique en 3D de la structure complète est nécessaire afin de s'assurer que chaque étage soit compatible avec l'empilement. Ce modèle est exposé sur la Figure 3-15 (a). On peut y voir les fils d'argent correspondant aux fils de masse en gris, les traits épais noirs correspondent aux câbles coaxiaux, les traits bleus correspondent aux fils de contrôle des déphaseurs, le fil rouge correspond à la tension de +5V et enfin le fil vert correspond à la tension de -5V. Un prototype du circuit est exposé en parallèle sur la Figure 3-15 (b). On peut y voir plus clairement chaque câble coaxial rejoindre son étage, puis les câbles de sortie sortant de la structure au travers des cartes se trouvant sur leur passage. Afin de n'amener aucun déphasage qui serait dû à une différence de longueur de câble à la sortie du diviseur de puissance, la même longueur a été utilisée pour les 3 câbles de sortie. Ces câbles étant connectés chacun aux trois étages différents, il était nécessaire de plier ceux allant sur le premier et le deuxième étage.

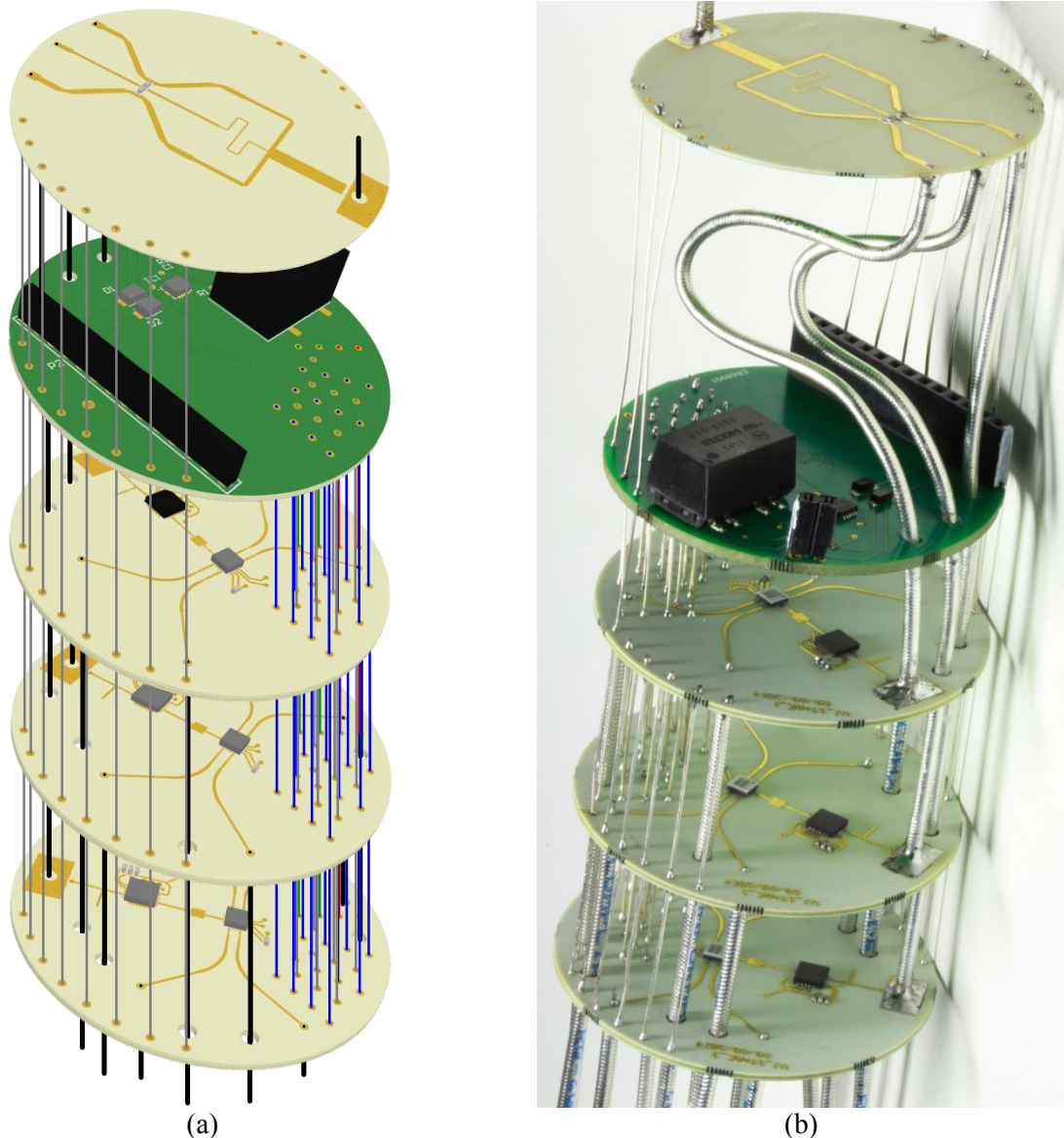


Figure 3-15 : (a) Modèle numérique 3D et (b) prototype du réseau d'alimentation empilé.

### 3.3 Résultats de mesures

#### 3.3.1 Introduction - Présentation du système

Les mesures ont été réalisées sur le circuit d'alimentation uniquement (sans le réseau d'antennes), de manière dans un premier temps à valider son fonctionnement, puis dans un deuxième temps à récupérer chaque coefficient de transmission de façon à pouvoir optimiser les futures lois de phase à mettre en place pour le dépointage du réseau d'antennes. Les 14 bits de contrôle nécessaires pour le changement d'état de tous les composants sont générés par 2 PcDuino (carte de développement rapide avec un système Linux embarqué) contrôlés par une interface graphique. Les 2 PcDuino sont visibles sur la Figure 3-16. Trois cartes sont connectées sur une carte mère principale, mais uniquement 2 sont utilisées pour cette manipulation. Cette installation permet de n'utiliser qu'une seule alimentation pour toutes les cartes et permet également l'accès à toutes les sorties par des nappes de 16 fils (à la place d'utiliser des fils pour chaque commande).



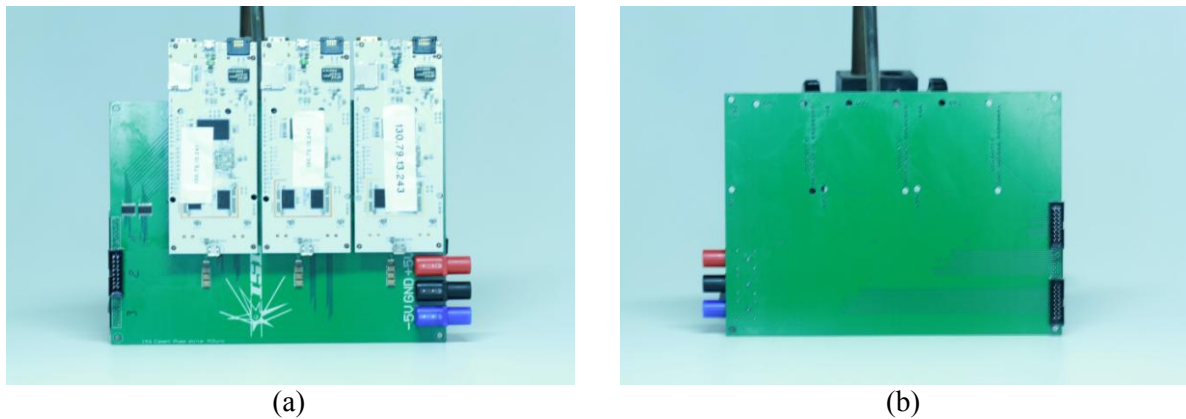


Figure 3-16 : 3 cartes Pcduino connectées à une carte mère principale (a) en vue de dessus et (b) en vue de dessous.

Un programme intuitif a été développé de manière à communiquer facilement avec les différentes cartes, et de mettre en place les différentes lois de commande (Figure 3-17). La communication entre l'ordinateur et la carte de contrôle se fait par le protocole Ethernet TCP/IP. La sélection du sous-réseau à activer se fait par 4 boutons. L'état de chaque déphaseur (de 0 à 15) est piloté par un tableau dont les lignes correspondent aux différentes configurations (aux différents dépointages) et les 3 colonnes correspondent chacune à un déphaseur d'un étage. Une vision globale du principe de la mesure est proposée sur la Figure 3-18 sur laquelle on peut apercevoir toute la chaîne de contrôle. L'ordinateur avec l'interface de contrôle est relié aux deux cartes pcduino par l'intermédiaire d'un HUB Ethernet. Un premier est utilisé pour le contrôle des déphaseurs (12 bits), et un deuxième pour l'alimentation en +5V, et le contrôle des commutateurs (2 bits).

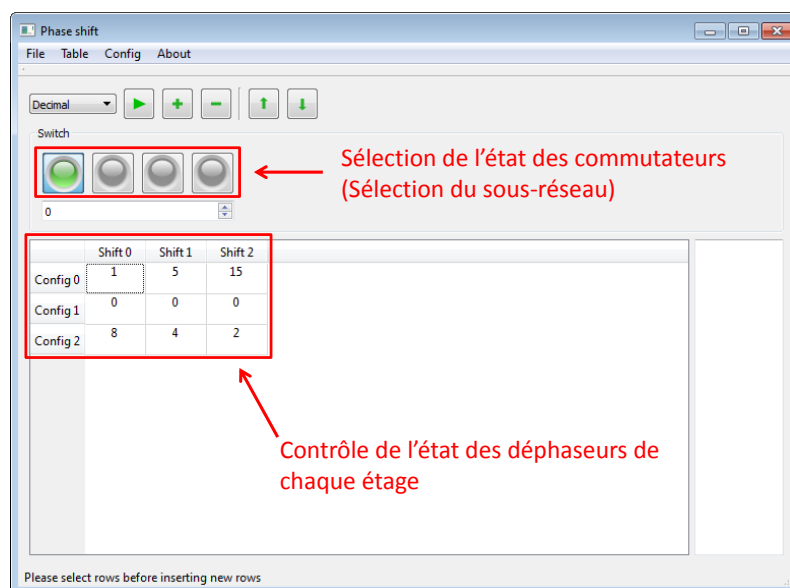


Figure 3-17 : Interface de contrôle des étages de commande du réseau d'alimentation.

Les mesures ont été faites pour toutes les configurations. C'est-à-dire que pour un état du commutateur d'un étage, le coefficient de transmission a été mesuré pour tous les états du déphaseur sur la sortie correspondante. On obtient ainsi 16 mesures par sortie sur un étage, soit 64 mesures sur un étage, et 192 mesures au total. Il est intéressant dans un premier temps de s'intéresser aux différences que l'on peut mesurer au sein d'un même étage. On s'intéressera, dans un deuxième temps, aux différences entre les étages nécessaires à prendre en compte dans les lois qui seront utilisées pour dépointer le lobe principal d'un sous-réseau.

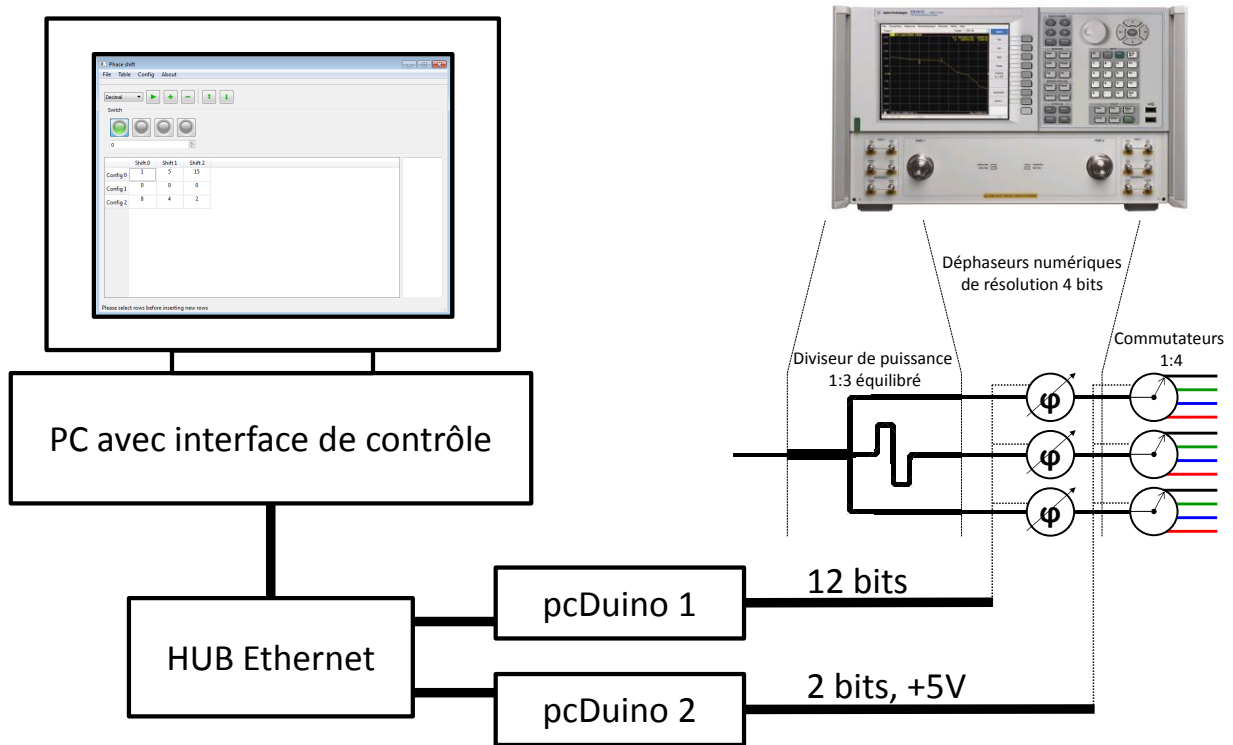


Figure 3-18 : Vue globale du principe de la mesure.

### 3.3.2 Résultats de mesure sur chaque étage

Il est important dans un premier temps de vérifier que chaque étage fonctionne de manière correcte. Nous allons tout d'abord représenter le niveau des coefficients de transmission pour 3 fréquences différentes (5.1, 5.2 et 5.3 GHz) pour tous les états du déphaseur. Sur la Figure 3-19, sont représentés, pour chacun des trois étages, les coefficients de transmission vers chaque sortie de l'étage considéré lorsque celle-ci est active. En général, on mesure une transmission comprise entre -12dB et -15dB sur la bande qui s'étend de 5.1 à 5.3 GHz. On obtient donc 3dB de pertes supplémentaires par rapport aux résultats de simulation. Ces pertes supplémentaires sont principalement attribuées aux renvois de lignes utilisés en entrée de chaque étage. De plus, l'écart entre la valeur minimale et la valeur maximale est plus important en mesure : 3dB contre 1dB en simulation. On peut voir de plus que certains résultats ne suivent pas la tendance globale. La sortie 3 du premier étage (Figure 3-19 (a)) introduit des pertes inférieures à 17dB pour l'état numéro 7 du déphaseur à la fréquence de 5.3GHz. On retrouve un comportement semblable pour la même sortie à la fréquence de 5.2GHz ainsi que sur le deuxième étage (Figure 3-19 (b)) à la fréquence de 5.3GHz. Il n'y a pas de gros écart à reporter sur le troisième étage (Figure 3-19 (c)). Les courbes sont assez bien regroupées, et le coefficient de transmission est le plus faible (un peu plus de -16dB) lorsque la sortie 2 est active (ligne verte) à la fréquence de 5.3GHz. Finalement, sur la Figure 3-19 (d) est représenté l'ensemble des résultats. Tous les coefficients de transmission, pour tous les états de phase et pour toutes les sorties de chaque étage, sont représentés en fonction de la fréquence. On peut effectivement observer un regroupement des courbes entre -12 et -15dB autour de la fréquence de travail. De plus, les différences remarquées sur l'étage 1 sont également visibles sur cette figure. Malgré le nombre important de courbes, quelques courbes bleues (étage 1) se démarquent clairement des autres. Enfin, pour chaque courbe, on peut observer une variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence. Cet effet n'était pas visible sur les résultats de simulation mais il peut y avoir de multiples origines. On peut prendre en



compte le fait que les simulations ont été faites sur les trois étages sans prendre en compte les interactions entre eux. On peut citer les fils métalliques qui lient les étages entre eux et leur proximité par rapport aux lignes micro-rubans. L'impact des renvois de ligne n'est non plus pas évalué. Enfin, le plan d'alimentation VCC doit également avoir un effet sur ces coefficients de transmission. Pour finir, nous avons relevé dans le Tableau 3-4 toutes les valeurs des coefficients de transmission mesurés entre l'entrée et les sorties actives pour tous les états des déphaseurs à la fréquence de 5.2 GHz. On obtient globalement un écart acceptable (1 à 2 dB) entre toutes les configurations.

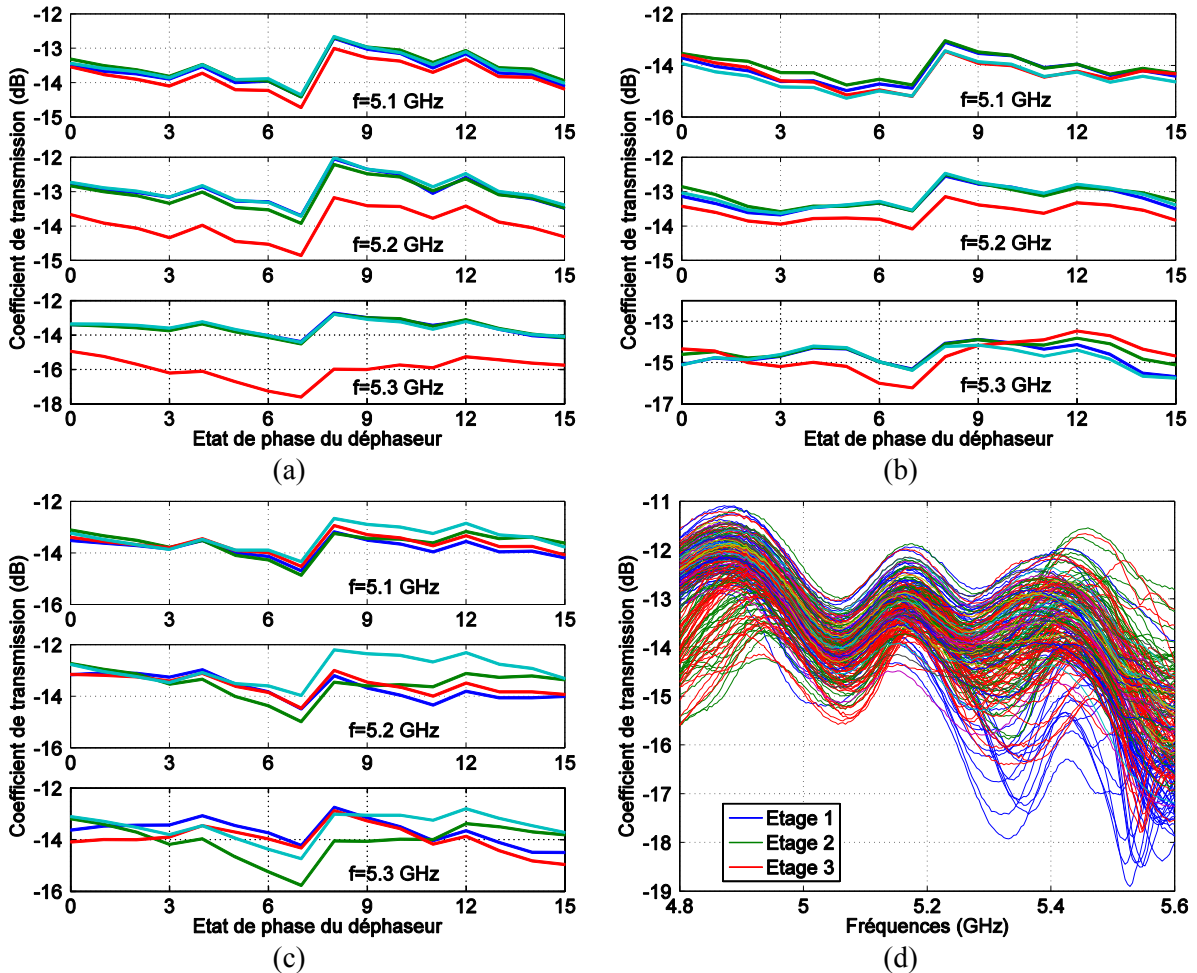


Figure 3-19 : Coefficients de transmission vers les sorties 1 (—), 2 (—), 3 (—) et 4 (—) (lorsque celles-ci sont sélectionnées) aux fréquences de 5.1, 5.2 et 5.3 GHz, des étage (a) 1, (b) 2 et (c) 3. (d) Coefficient de transmission pour tous les états de chaque étage sur toutes les sorties.

Tableau 3-4 : Valeur des coefficients de transmission en dB sur chaque sortie de chaque étage pour tous les états des déphaseurs à la fréquence de 5.2GHz.

Sorties	ETAGE 1				ETAGE 2				ETAGE 3				
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	
Etats des déphaseurs	0	-12.8	-12.8	-13.7	-12.7	-13.1	-12.9	-13.4	-13.0	-13.2	-12.7	-13.1	-12.8
	1	-12.9	-13.0	-13.9	-12.9	-13.3	-13.1	-13.6	-13.2	-13.1	-13.0	-13.2	-13.0
	2	-13.0	-13.1	-14.1	-13.0	-13.6	-13.4	-13.9	-13.5	-13.1	-13.1	-13.2	-13.2
	3	-13.2	-13.3	-14.3	-13.2	-13.7	-13.6	-13.9	-13.6	-13.3	-13.5	-13.4	-13.5
	4	-12.9	-13.0	-14.0	-12.8	-13.5	-13.4	-13.8	-13.5	-13.0	-13.3	-13.1	-13.1
	5	-13.3	-13.5	-14.4	-13.2	-13.4	-13.4	-13.8	-13.4	-13.5	-14.0	-13.6	-13.5
	6	-13.3	-13.5	-14.5	-13.3	-13.3	-13.3	-13.8	-13.3	-13.8	-14.4	-13.8	-13.6
	7	-13.7	-13.9	-14.9	-13.7	-13.6	-13.6	-14.1	-13.5	-14.5	-15.0	-14.5	-14.0
	8	-12.0	-12.2	-13.2	-12.0	-12.6	-12.5	-13.1	-12.5	-13.2	-13.5	-13.0	-12.2
	9	-12.3	-12.5	-13.4	-12.3	-12.8	-12.8	-13.4	-12.7	-13.7	-13.6	-13.5	-12.3
	10	-12.5	-12.6	-13.4	-12.5	-12.9	-12.9	-13.5	-12.9	-14.0	-13.6	-13.6	-12.4
	11	-13.0	-13.0	-13.8	-12.9	-13.1	-13.1	-13.6	-13.0	-14.3	-13.6	-14.0	-12.7
	12	-12.6	-12.6	-13.4	-12.5	-12.8	-12.9	-13.3	-12.8	-13.8	-13.1	-13.5	-12.3
	13	-13.1	-13.1	-13.9	-13.0	-12.9	-12.9	-13.4	-12.9	-14.1	-13.3	-13.8	-12.8
	14	-13.2	-13.2	-14.0	-13.1	-13.2	-13.0	-13.5	-13.1	-14.1	-13.2	-13.8	-12.9
15	-13.5	-13.5	-14.3	-13.4	-13.5	-13.3	-13.8	-13.4	-14.0	-13.4	-13.9	-13.3	

Les retards de phase ont ensuite été mesurés sur chaque sortie. Chaque état de phase a été comparé à l'état de référence, l'état 0. De cette façon, le pas entre chaque état de phase sera directement visible. Pour chaque état de phase, le déphasage sur chaque sortie de chaque étage a été mesuré puis représenté sur la Figure 3-20. On observe bien un changement de phase pour tous les états sur chaque étage et sur chaque sortie. Cependant, les grosses variations se situent à nouveau sur la sortie 3 des étages 1 (lignes rouges de la Figure 3-20 (a)) et 2 (lignes rouges de la Figure 3-20 (b)), juste après la fréquence de 5.2 GHz. Ces variations sont les mêmes pour chaque état de phase, et sont propres à chaque étage. Nous pouvons cependant noter une bonne superposition des courbes à la fréquence de travail pour ces deux étages, ce qui illustre un comportement semblable pour les mêmes sorties et pour les mêmes états (mais pas forcément la bonne valeur de phase atteinte). Quelques différences sont visibles à cette fréquence pour les sorties 1 et 3 de l'étage 3 (lignes rouges et bleues sur la Figure 3-20 (c)).

Les courbes de la Figure 3-20 illustrent le fait que pour un état de phase fixé, la réponse en phase n'est pas forcément la même sur les 4 sorties d'un même étage. De plus, les courbes n'étant pas les mêmes d'un étage à l'autre, nous obtenons également des réponses différentes entre les étages, avec des mesures sur la même sortie de chaque étage à un état fixé. Comme les circuits de chaque étage sont les mêmes, ces différences sont essentiellement dues à l'environnement différent autour de chaque étage. En effet, chaque circuit est le même, mais il subit une rotation sur chaque étage. Il y a donc des différences de proximité entre les fils d'argent et les lignes aux sorties des commutateurs. Ces interactions ont pour conséquences des perturbations des niveaux de sortie. Une simulation EM complète permettrait probablement d'estimer l'importance de ces effets et de ré-optimiser la géométrie de l'empilement afin de les minimiser.

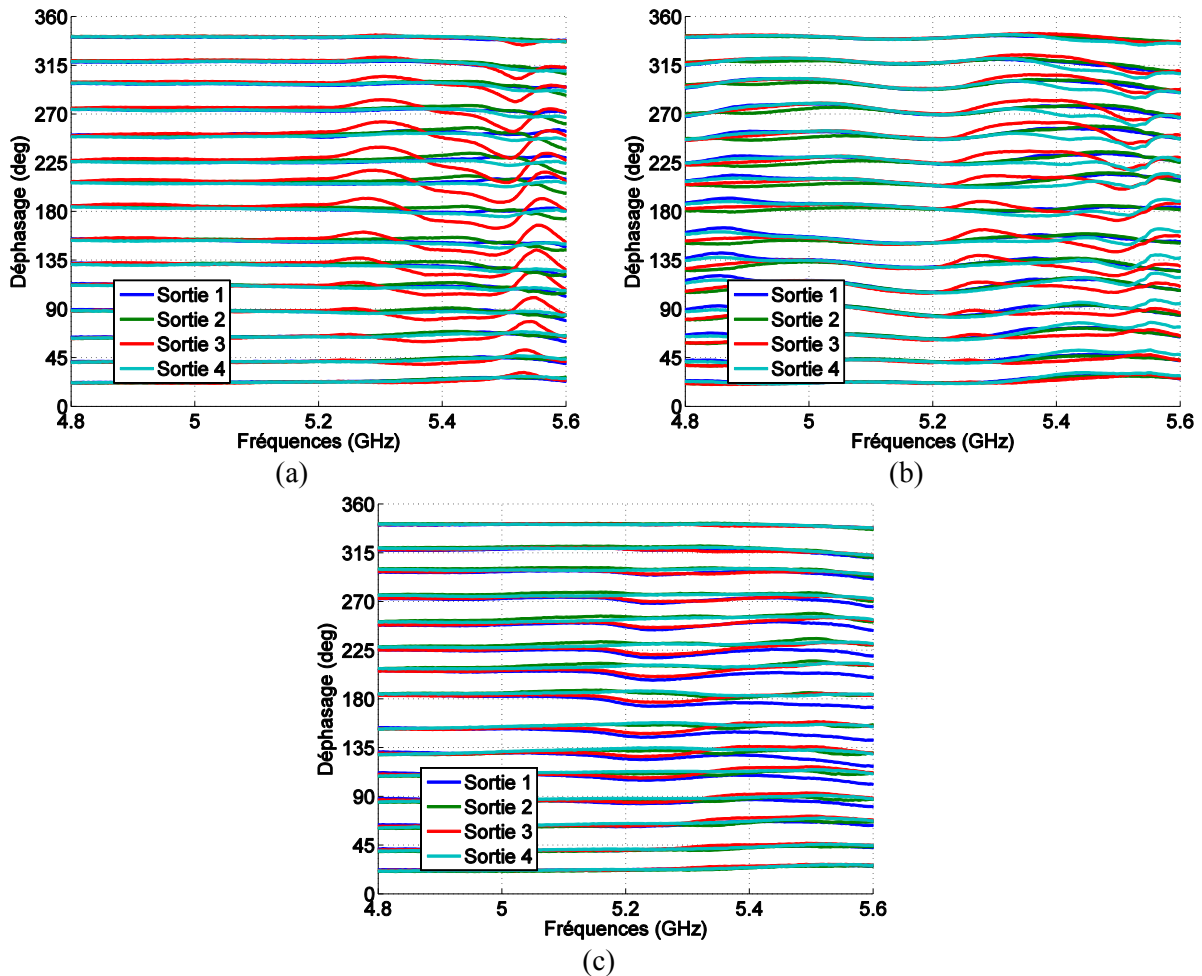


Figure 3-20 : Déphasage mesuré sur chaque sortie pour tous les états des déphaseurs des étages (a) 1, (b) 2 et (c) 3.

De manière à quantifier les erreurs de déphasage (déphasage mesuré par rapport au déphasage théorique), 2 configurations ont été retenues : une configuration qualifiée de propre comme le déphasage mesuré sur la sortie 2 de l'étage 3 et une configuration présentant des variations importantes comme le déphasage mesuré sur la sortie 3 du premier étage. Les cartographies représentant les erreurs de ces deux configurations sont représentées sur la Figure 3-21 (a) et la Figure 3-21 (b) respectivement. L'erreur la plus importante relevée dans le premier cas concerne l'état 9 pour lequel l'erreur se situe entre 9 et 12 degrés. Dans le deuxième cas les erreurs sont plus prononcées en relevant pour plusieurs états des erreurs avoisinant les 18°. Ces types de résultats sont regroupés en Annexe F pour toutes les autres sorties. Ces représentations permettent d'identifier clairement les états présentant des erreurs importantes. On peut de plus, avec la même échelle de couleurs, clairement reconnaître une sortie présentant ou non de fortes différences par rapport au déphasage théorique.

Tous les déphasages bruts mesurés directement sur chaque sortie pour tous les états de phase sont regroupés dans le Tableau 3-5. Toutes ces valeurs seront utilisées dans le Chapitre 4 pour l'optimisation des lois de phase avec l'outil développé sur Matlab. En analysant les valeurs des déphasages par étage, on peut remarquer quelques différences malgré la similitude des circuits. Ces différences de phase entre chaque étage sont potentiellement dues à la courbure importante des câbles coaxiaux à la sortie du diviseur de puissance (Figure 3-15 (b)).

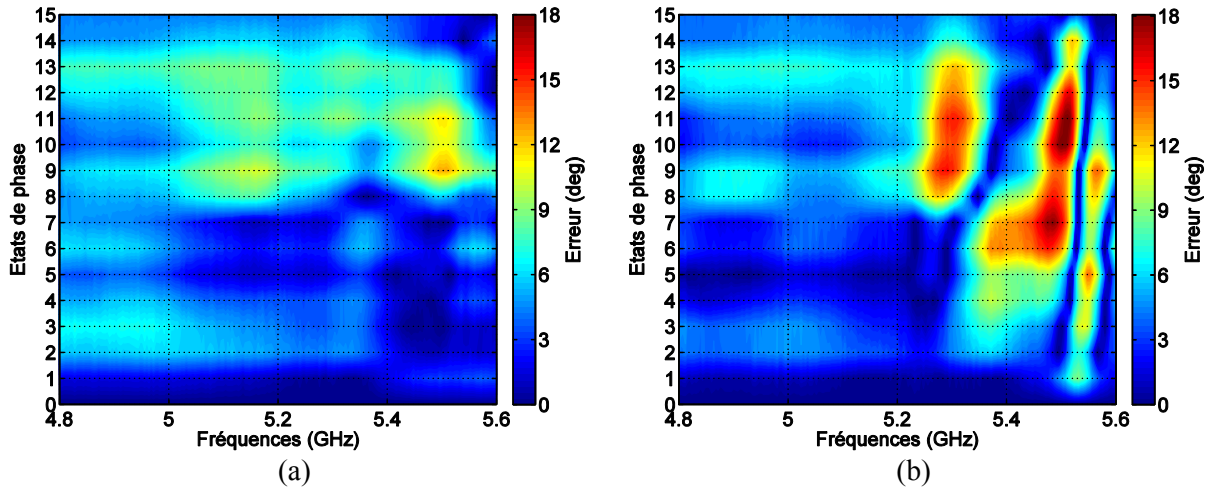


Figure 3-21 : Erreur entre les déphasages mesurés et les déphasages théoriques (a) de la sortie 2 de l'étage 3 et (b) de la sortie 3 de l'étage 1.

Tableau 3-5 : Déphasage brut mesuré sur toutes les sorties de tous les étages et pour chaque état des déphaseurs à la fréquence de 5.2GHz.

		ETAGE 1				ETAGE 2				ETAGE 3			
Sorties		1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
Etats des déphaseurs	0	25.2	22.9	22.2	27.3	17.8	16.3	9.3	18.9	31.5	28.8	24.3	37.0
	1	2.3	0.2	-0.5	4.5	-3.8	-5.3	-12.0	-2.9	9.1	6.8	2.1	14.4
	2	-16.4	-18.6	-19.6	-14.4	-23.3	-25.1	-31.2	-22.3	-8.9	-11.4	-16.3	-4.4
	3	-39.4	-41.7	-42.8	-37.2	-44.5	-46.0	-52.0	-43.3	-30.8	-34.4	-38.4	-28.0
	4	-62.1	-64.9	-66.3	-60.0	-65.9	-67.4	-73.5	-64.6	-52.1	-57.6	-60.5	-51.3
	5	-85.1	-88.3	-89.8	-82.9	-87.8	-89.1	-95.4	-86.4	-74.0	-82.3	-83.4	-75.8
	6	-104.9	-108.8	-110.9	-103.2	-110.9	-112.0	-118.8	-109.4	-93.3	-103.4	-103.2	-97.4
	7	-126.6	-130.9	-133.1	-124.9	-133.4	-134.7	-141.8	-132.2	-114.3	-127.2	-124.8	-120.2
	8	-156.6	-161.0	-164.1	-154.6	-164.6	-165.9	-173.5	-163.9	-143.9	-157.9	-154.6	-150.2
	9	179.8	175.2	171.9	-178.7	174.0	172.3	165.0	174.5	-168.5	177.1	-178.8	-173.7
	10	160.1	155.5	152.1	161.6	153.8	152.0	144.5	154.3	170.8	156.8	161.0	167.1
	11	136.5	131.4	128.7	137.4	131.4	129.6	121.9	131.8	144.8	132.9	136.0	143.5
	12	112.4	108.4	105.9	113.9	108.6	106.7	98.9	109.0	120.7	111.2	112.2	121.2
	13	88.6	84.9	83.1	89.8	85.0	83.7	75.6	85.6	95.2	88.2	87.5	98.0
	14	67.4	64.0	62.7	68.7	60.9	59.5	51.8	61.4	72.9	67.9	65.7	77.8
	15	44.6	41.8	40.9	46.2	37.8	36.5	29.1	38.7	49.9	47.0	43.0	56.1

### 3.3.3 Résultats de mesure entre les différents étages

Les différences mesurées entre les différents étages sont probablement les résultats les plus importants concernant le circuit d'alimentation. En effet, étant donné qu'un sous-réseau de la pointe sera alimenté par la même sortie de chaque étage, les erreurs et les écarts à considérer sont à relever entre les différentes cartes et pour les mêmes sorties.

Nous allons tout d'abord étudier les différences d'amplitude entre les mêmes sorties du deuxième et du premier étage, puis entre celles du deuxième et du troisième étage. Seules les différences sont étudiées dans cette section étant donné que toutes les valeurs ont été données dans le Tableau 3-4. On ne parle pas d'erreur pour le moment mais bien d'écart entre les valeurs mesurées. Ces différences d'amplitude entre le deuxième étage et le premier étage, puis entre le deuxième étage

et le troisième étage peuvent entraîner des déformations notables sur les diagrammes de rayonnement, notamment au niveau des lobes secondaires comme l'a montré l'étude de l'impact des amplitudes en sorties du diviseur de puissance sur le diagramme de rayonnement d'un sous-réseau de 3 éléments rayonnants (Figure 3-8 de la section 3.1.2). Comme le comportement du circuit d'alimentation est différent suivant les sorties actives des commutateurs hyperfréquences, il est important de prendre en compte toutes les combinaisons possibles pour les 4 états des commutateurs. Le coefficient de transmission dépend de l'état des déphaseurs et de celui des commutateurs. On le note de la façon suivante :

$$|S_{21}^{M,N}|_i \tag{3.2}$$

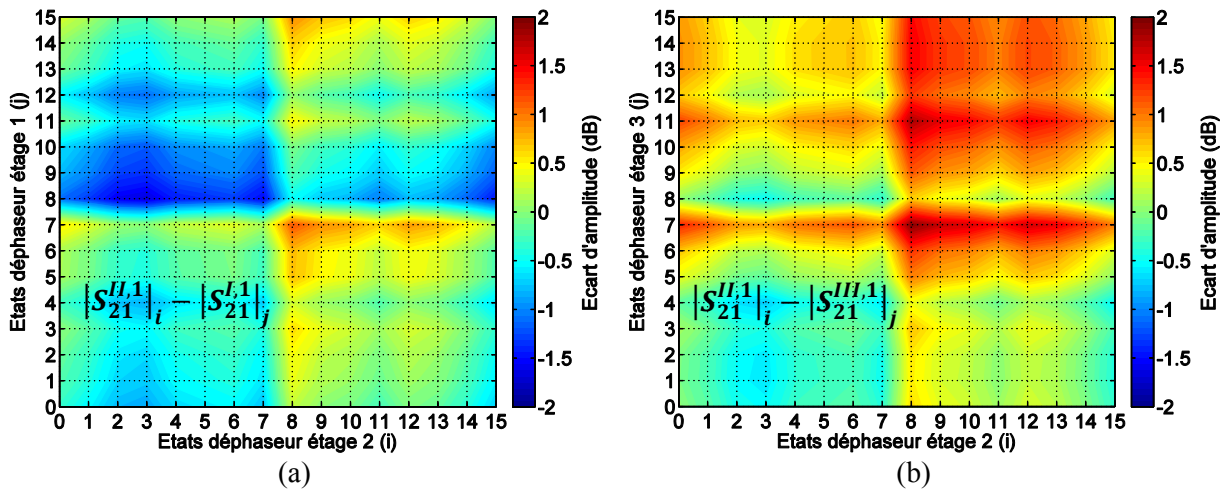
$$M \in \{I, II, III\}, N \in \{1,2,3,4\}, i \in \{0,1, \dots, 15\}$$

Avec  $M$  l'étage du système considéré,  $N$  la sortie active de chaque étage et  $i$  l'état du déphaseur de l'étage  $M$ . Les cartographies de la Figure 3-22 ont été obtenues en comparant les niveaux mesurés en sortie sur les étages 1 et 3 aux niveaux mesurés sur l'étage 2 pour chacune des 4 sorties (comparaison décrite par l'équation (3.3)).

$$|S_{21}^{II,N}|_i - |S_{21}^{M,N}|_j \tag{3.3}$$

$$M \in \{I, III\}, N \in \{1,2,3,4\}, i, j \in \{0,1, \dots, 15\}$$

Sur chaque figure est précisée la différence calculée en respectant la notation (3.2). Globalement, les écarts obtenus se situent entre -2dB (lorsque le niveau mesuré sur l'étage 2 est plus faible que celui mesuré sur les étages 1 ou 3) et 2dB (lorsque le niveau mesuré sur l'étage 2 est plus important que celui mesuré sur les étages 1 ou 3). Les plus importants sont obtenus lorsque l'état des déphaseurs des étages 1 et 3 est égal à 7. On peut observer ce phénomène sur la Figure 3-22 (b), (d) et (e). Le même comportement est visible pour l'état 8 comme on peut le voir sur la Figure 3-22 (a), (c), (g) et (h), mais cette fois avec un signe négatif. Enfin il y a quelques cas isolés comme on peut le voir sur la Figure 3-22 (b) lorsque l'état 11 du déphaseur de l'étage 3 est actif. Certains états du déphaseur de l'étage 2 peuvent également présenter quelques différences comme le montre la Figure 3-22 (e) pour l'état 8.





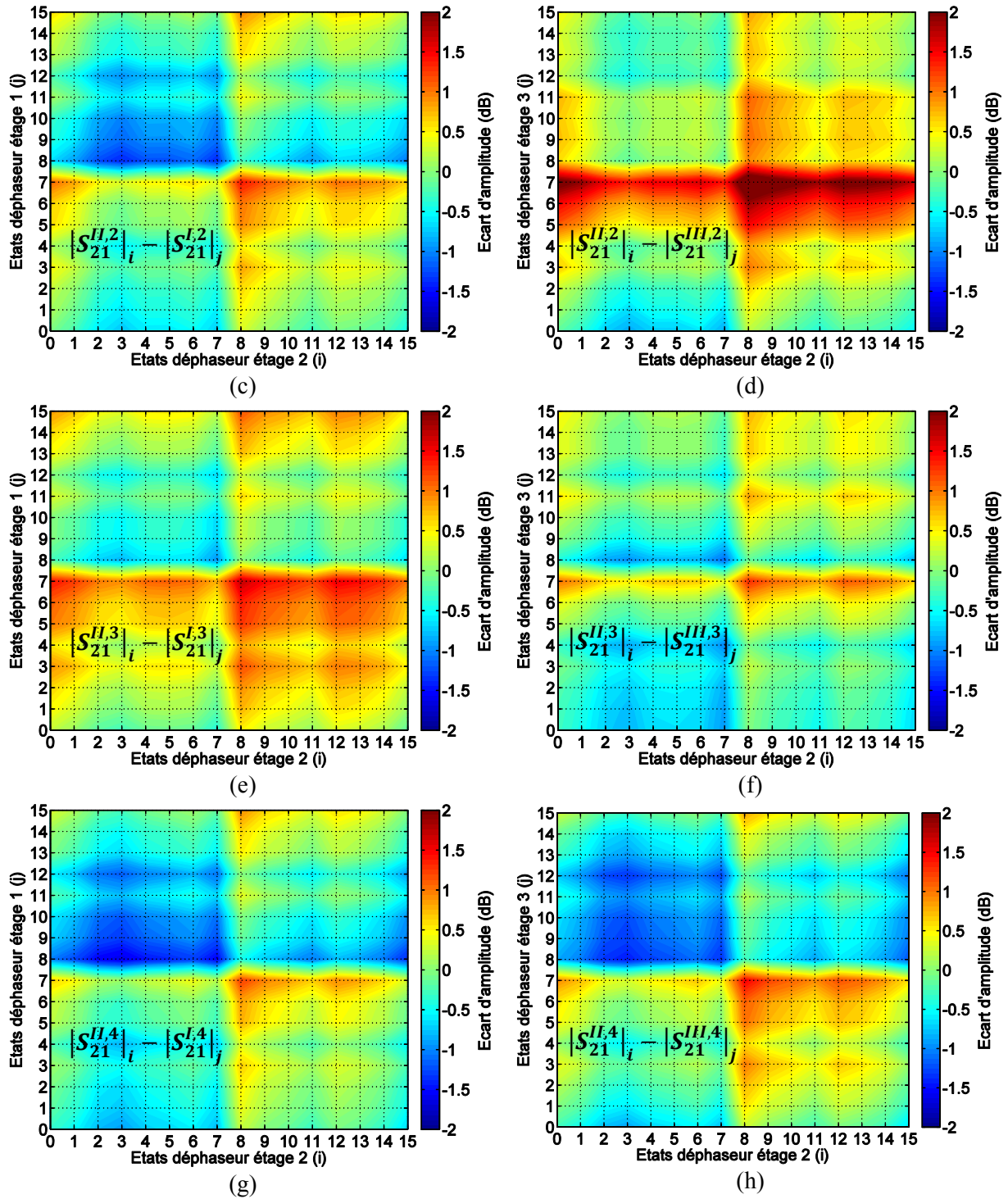


Figure 3-22 : Ecart d'amplitude entre les étages 2 et 1, et entre les étages 2 et 3 lorsque sont actives : (a, b) les sorties 1, (c, d) les sorties 2, (e, f) les sorties 3 et (g, h) les sorties 4.

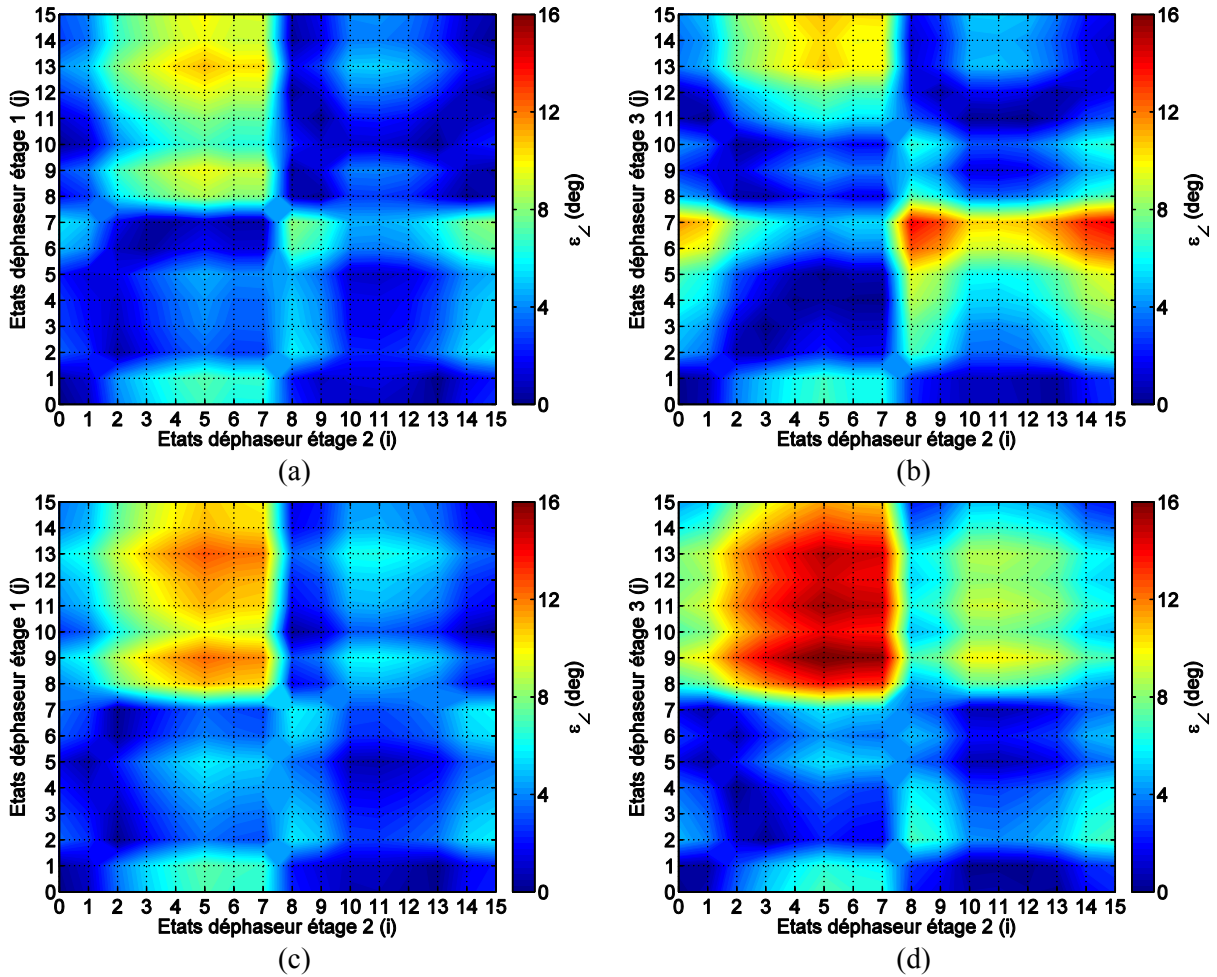
Nous arrivons enfin à l'étude des erreurs de déphasage entre les étages. Le déphasage mesuré entre les étages est critique puisque c'est celui-ci qui imposera l'angle de dépointage du sous-réseau actif du réseau d'antennes conique. Afin de relever cette erreur, nous allons faire la comparaison entre les mêmes étages que précédemment. L'erreur est définie comme étant la différence entre le déphasage théorique et la différence de phase entre les mêmes sorties de deux étages ( $\Delta_{i,j}^{M,N}$ ). Si on note  $\alpha_{i,j}$  le déphasage théorique obtenu lorsque le déphaseur de l'étage 2 est à l'état  $i$  et le déphaseur de l'étage 1 ou 3 est à l'état  $j$ , alors l'erreur de phase  $\varepsilon_{\Delta}$  est définie par :

$$\Delta_{i,j}^{M,N} = \angle S_{21,i}^{II,N} - \angle S_{21,j}^{M,N}$$

$$\varepsilon_{\angle} = |\alpha_{i,j} - \Delta_{i,j}^{M,N}| \quad (3.4)$$

$$M \in \{I, III\}, N \in \{1,2,3,4\}, i, j \in \{0,1, \dots, 15\}$$

D'une manière générale, l'erreur de phase  $\varepsilon_{\angle}$  n'atteint jamais la résolution des déphaseurs ( $22.5^{\circ}$ ), et est comprise entre  $0^{\circ}$  et  $16^{\circ}$ . Se sont globalement les mêmes combinaisons d'états qui génèrent ces erreurs. Nous pouvons par exemple citer les états de 0 à 7 de l'étage 2 avec les états de 8 à 15 de l'étage 3 lorsque les sorties 2 et 4 sont actives (Figure 3-23 (d) et Figure 3-23 (h)) ainsi qu'avec ces mêmes états de l'étage 1 comme le montre la Figure 3-23 (e) lorsque les sorties 3 sont actives. Ces erreurs sont tout de même clairement visibles pour ce dernier cas lorsque les autres sorties sont actives (Figure 3-23 (a, c, g)), mais elles restent plus faibles. Certains cas isolés peuvent également être relevés comme on peut le voir sur la Figure 3-23 (b) lorsque les états 8 et 7 des étages 2 et 3 sont actifs respectivement, avec les sorties 1 passantes.





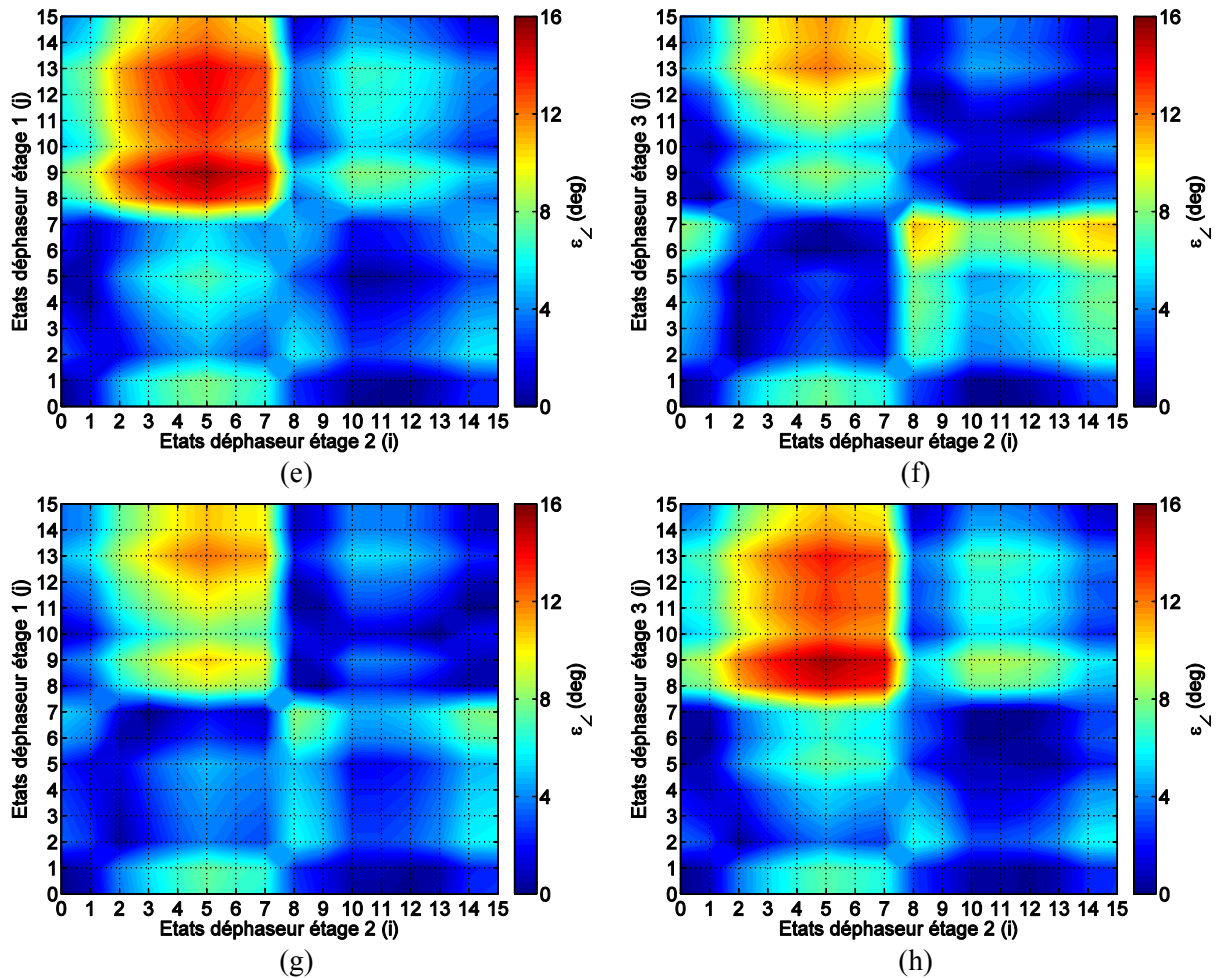


Figure 3-23 : Erreur de phase entre les étages 2 et 1, et entre les étages 2 et 3 lorsque sont actives : (a, b) les sorties 1, (c, d) les sorties 2, (e, f) les sorties 3 et (g, h) les sorties 4.

Il est difficile de recentrer par rapport à la littérature les résultats exposés jusqu'ici. En effet, parmi les exemples de réseaux d'antennes associés à leur circuit d'alimentation présentés dans le Chapitre 1, seuls des résultats concernant l'ensemble (antenne plus circuit) étaient présentés. Le circuit n'est pas présenté en détail, et les pondérations exactes ne sont pas connues. Cependant, l'impact des erreurs que nous avons pu relever jusqu'à maintenant pourra être quantifié dans le Chapitre 4 qui présente les résultats de mesure du rayonnement du réseau conique associé à son système d'alimentation. Après optimisation des lois de phase, nous verrons que les différences d'amplitude entre les ports des éléments rayonnement sont acceptables, et que les diagrammes de rayonnement obtenus sont en accords avec ce qui était attendu. Ceci validera les résultats obtenus dans ce chapitre.

### 3.4 Test de résistance aux fortes accélérations

Ce test a pour objectif de soumettre l'électronique destinée à être embarquée dans des projectiles à de très fortes accélérations de manière à s'assurer qu'elle fonctionne après le tir et durant le vol du projectile. L'installation dédiée à ce type d'essai sera présentée dans un premier temps. Les résultats de mesure après un premier tir seront ensuite comparés à ceux obtenus avant le tir. Un deuxième tir était nécessaire afin de valider le fonctionnement des commutateurs, et sera présenté dans la dernière partie de cette section.

#### 3.4.1 Présentation de l'installation

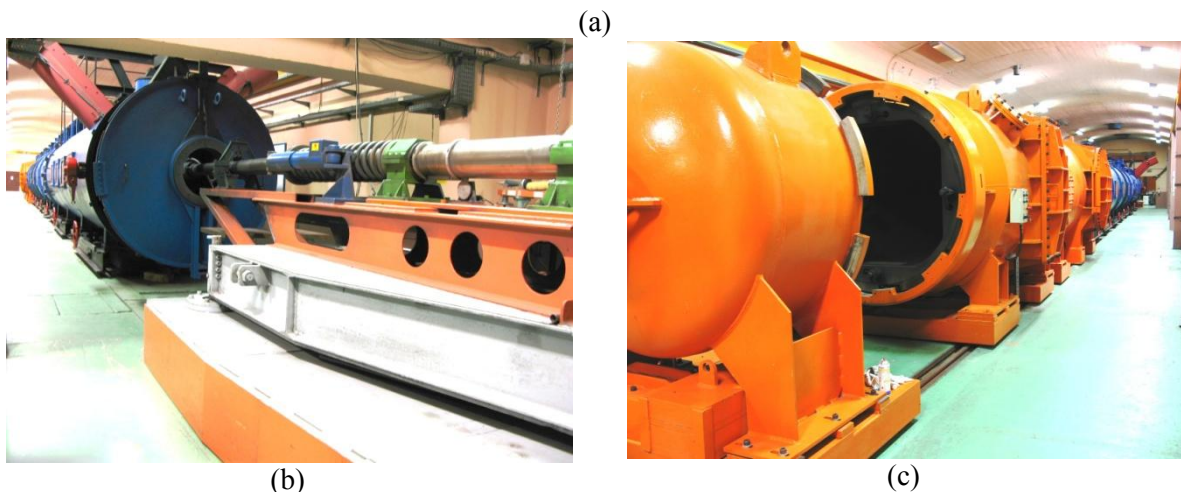
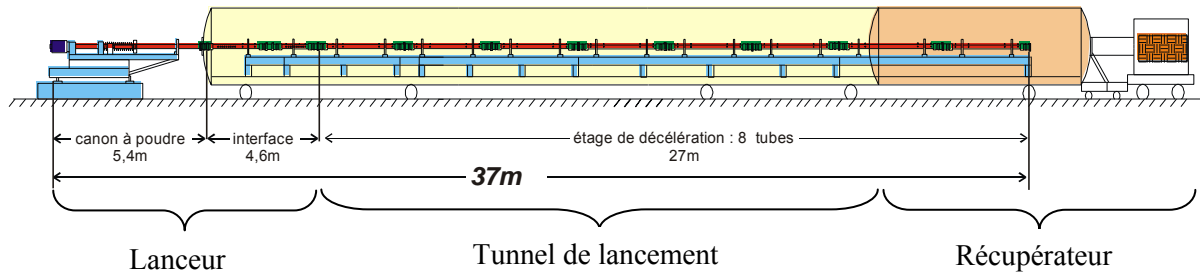


Figure 3-24 : (a) Schéma de l'installation SIBREF 90. (b) Canon à poudre. (c) Récupérateur.

L'installation d'essai au calibre 90mm dénommée SIBREF (« *Soft InBore REcovery Facility* ») située à l'ISL est destinée à permettre l'accélération d'un projectile au moyen d'un canon à poudre et d'en assurer ensuite la récupération à l'intérieur du tube de lancement [109]. Ceci est obtenu à l'aide du lanceur que l'on peut voir sur la Figure 3-24 (a). Ce lanceur est constitué d'une première partie composée d'un canon à poudre conventionnel présenté sur la Figure 3-24 (b). Une deuxième partie a pour but de faire l'interface entre le canon et le tunnel de lancement (dans lequel le projectile est décéléré) qui est la partie la plus longue de l'installation (27m). Nous trouvons enfin au bout du tunnel un récupérateur que l'on peut observer sur la Figure 3-24 (c).

Le projectile à récupérer est accéléré dans le canon à poudre et pénètre ensuite dans l'étage de décélération constitué par une succession de 8 tubes chacun fermé aux extrémités par des membranes et contenant un gaz inerte sous une pression donnée. La modularité de l'installation permet d'adapter les conditions d'accélération et de décélération appliquées au projectile dans une large plage de variations [110]. Pour des projectiles d'environ 2kg, l'accélération maximale peut être ajustée dans une plage de 5000 à 25000 g. Les composants à tester à l'accélération longitudinale sont montés dans un projectile cargo cylindrique de calibre 90mm muni d'un aimant à l'avant (Figure 3-25 (a)) et de masse totale équipée d'environ 2 à 3 kg (Figure 3-25 (b)). La présence de l'aimant est nécessaire pour déterminer (par la mesure) la position, la vitesse ainsi que l'accélération du projectile par l'intermédiaire de capteurs magnétiques disposés le long de la structure. Grâce à ce système, les composants subissent une forte accélération (d'un vrai tir canon), mais ne subissent pas l'impact.

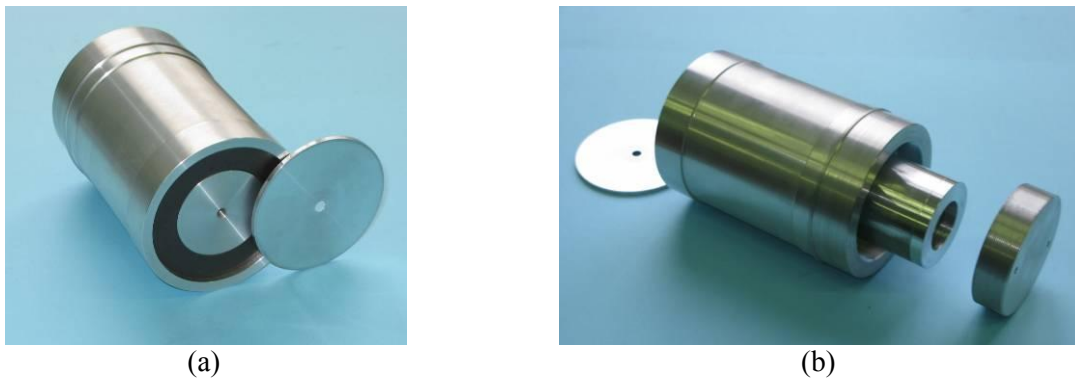
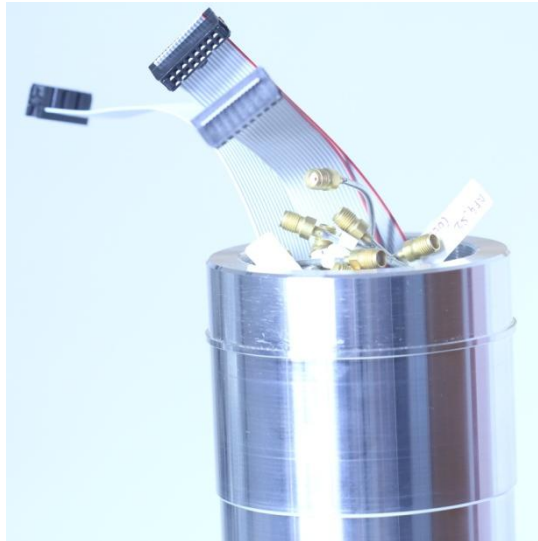


Figure 3-25 : Projectile cargo utilisé pour les essais : (a) Montage d'un aimant à l'avant et (b) montage des composants à tester.

### 3.4.2 *Premier essai sur le système complet*

Un deuxième circuit identique au premier (p. 3-137 de ce chapitre) a été développé afin de tester l'électronique qui le compose à de très fortes accélérations. On peut le voir dépassé de son cargo d'un diamètre de 90mm sur la Figure 3-26 (a) avant l'essai. Une vue de dessus est représentée sur la Figure 3-26 (b) et permet de deviner la résine coulée à l'intérieur du support afin de durcir le tout. Ce durcissement est très important pour la résistance de l'ensemble et permet à la structure de résister mécaniquement. Sans cette résine les cartes ainsi que les composants seraient détruits sous les contraintes importantes qu'impose le tir. Elle englobe tous les étages du circuit, et laisse les câbles coaxiaux et les nappes disponibles afin de réaliser les mesures. Ils seront ensuite recouverts d'une très fine poudre qui permettra de les protéger de l'effet des accélérations, et qui pourra ensuite être enlevée afin de refaire des mesures après le tir. Une photographie du cargo entier après le tir est visible sur la Figure 3-26 (c). On le remarque par rapport aux résidus de poudre présents sur le cargo, ainsi qu'aux détériorations dues aux frottements le long du tube. Les conditions de tir avaient été réglées afin d'atteindre une accélération de 15000g. Comme on peut le voir sur la Figure 3-27 qui représente l'accélération subit par le projectile en fonction du temps, nous avons bien atteint les 15000g. La masse totale de l'ensemble est de 4232g ce qui a nécessité l'utilisation d'un kilogramme de poudre.



(a)



(c)



(b)

Figure 3-26 : Circuit d'alimentation intégré a un cargo de diamètre 90mm (a) vue de face avant tir, (b) vue de dessus après tir, et (c) vue du cargo complet (350mm de hauteur) après tir.

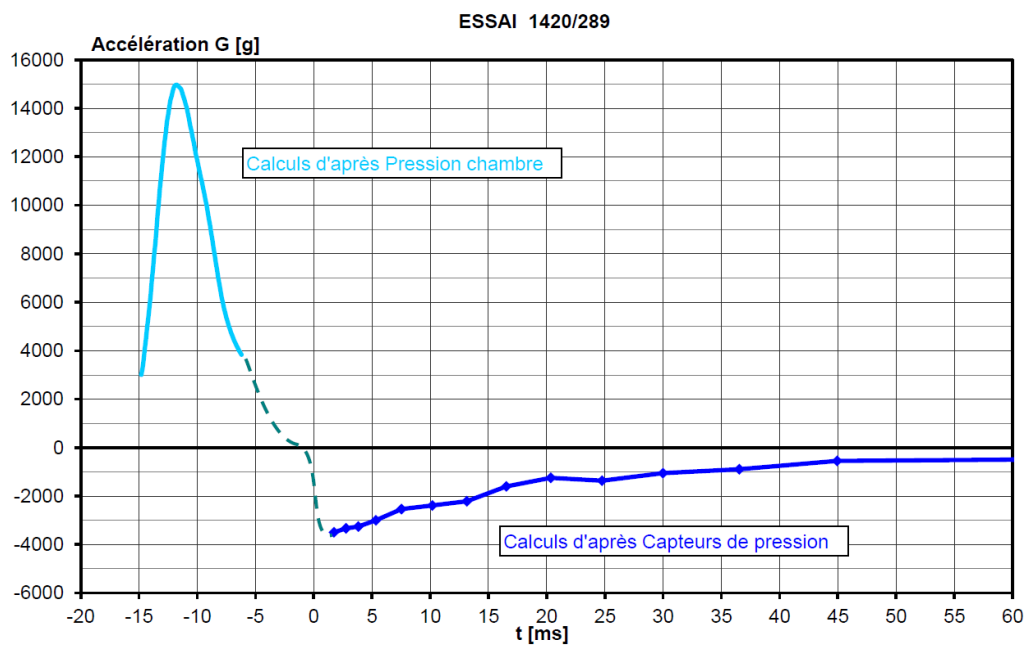


Figure 3-27 : Courbe de l'accélération en fonction du temps obtenue lors du premier essai.

Plusieurs séries de mesures ont été faites : une première avant moulage, une seconde après moulage et enfin une dernière après le tir. Il était tout d'abord nécessaire de caractériser le circuit avant de l'enduire de résine pour s'assurer de son fonctionnement, mais aussi afin de comparer les résultats avant et après moulage et d'observer l'impact de la résine sur la réponse du circuit. Le fonctionnement du système ayant été validé dans toutes les parties précédentes, on ne retiendra ici que quelques configurations afin de mener quelques comparaisons. Nous n'allons considérer uniquement le deuxième étage (parmi les 3 étages HF identiques) et s'assurer du fonctionnement du circuit avant et après moulage. Les autres résultats (pour les autres étages) sont disponibles en Annexe G et en Annexe H. La Figure 3-28 (a) représente les adaptations en entrée (avant et après moulage) lorsque les 4 sorties du deuxième étage sont actives (consécutivement). On peut voir que l'on conserve une bonne adaptation à la fréquence de 5.2GHz, mais étant donné que le circuit a été optimisé dans l'air, et non dans la résine, on remarque des différences entre les résultats avant et après moulage. Il en est de même pour les coefficients de transmission représentés sur la Figure 3-28 (b). Avec le circuit de base, les pertes sont plus importantes dans la résine, et elles augmentent avec la fréquence. Les déphasages sont également affectés par ce nouveau milieu malgré la conservation des longueurs électriques. Sur la Figure 3-28 (c) ont été représentées les déphasages sur la sortie 1 du deuxième étage. Chaque état est comparé à l'état de référence (pour le montage non moulé et moulé). Les écarts sont représentés sur la Figure 3-28 (d). L'échelle a été fixée volontairement à l'écart théorique entre deux états afin d'observer l'impact de ces différences. On peut observer pour certains états une différence qui se situe entre  $15^\circ$  et  $18^\circ$ . Malgré toutes les différences observées entre le circuit non moulé et moulé, son fonctionnement est validé car elles n'impactent pas le fonctionnement global du circuit. Il sera nécessaire, lors de la mise en application, d'optimiser les lignes afin d'obtenir un fonctionnement optimal dans la résine, de relever les pondérations après moulage, puis à ce moment là, de procéder aux optimisations des lois de phase.



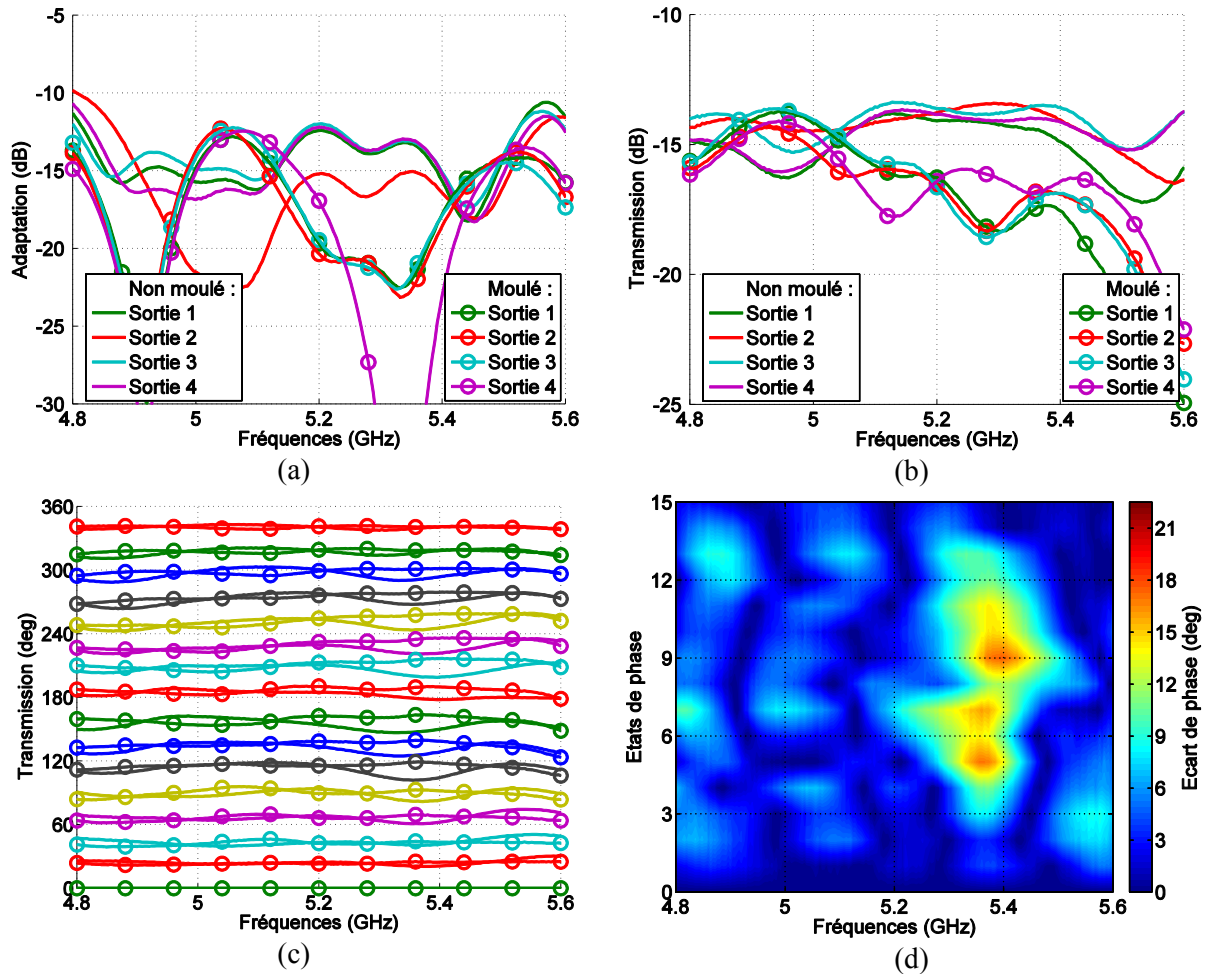


Figure 3-28 : (a) Adaptations et (b) coefficients de transmission du deuxième étage lorsque chaque sortie est active en considérant l'état de référence du déphaseur, avant et après moulage. (c) Comparaison des déphasages et (d) écart entre les déphasages avant et après moulage.

Il s'est avéré, après le tir, que le système ne jouait plus son rôle principal : la commutation était bloquée sur son état de référence (sortie 4). Ceci s'est traduit par un état fixe des commutateurs quelle que soit la commande. La sortie 4 était donc toujours active sur les 3 étages. Nous avons donc exposé les résultats obtenus sur cette sortie. La Figure 3-29 (a) représente les coefficients de transmission de l'entrée vers la sortie 4 pour les 3 étages avant et après tir (en considérant l'état de référence des déphaseurs). Nous obtenons les mêmes résultats avec un écart très léger pour le troisième étage. Les déphasages ont ensuite été relevés sur les sorties 4 en considérant tous les états de phase des déphaseurs. Les résultats pour l'étage 1 sont représentés sur la Figure 3-29 (b), ceux de l'étage 2 sur la Figure 3-29 (c) et enfin ceux de l'étage 3 sur la Figure 3-29 (d). Avant de parler des résultats globaux, il y a un phénomène très particulier que l'on peut observer pour l'étage 3. Le dernier état de phase, après tir, ne coïncide pas avec ce qu'il devrait être. Ce phénomène est également apparu sur les résultats avant moulage, sur ce même étage, comme on peut le voir dans l'Annexe H. Cet effet, qui apparaît étonnamment avant moulage puis après tir uniquement, est probablement dû à un faux contact sur la commande du déphaseur de l'étage concerné étant donné que les résultats obtenus sur le système moulé avant tir étaient tout à fait normaux. Pour en revenir sur les résultats généraux, on voit qu'il n'y a pas de différence avant et après tir (sans compter le défaut exposé précédemment). Les déphasages obtenus sont les mêmes, et ceci confirme que les déphaseurs tiennent les 15000g encaissés pendant le tir.

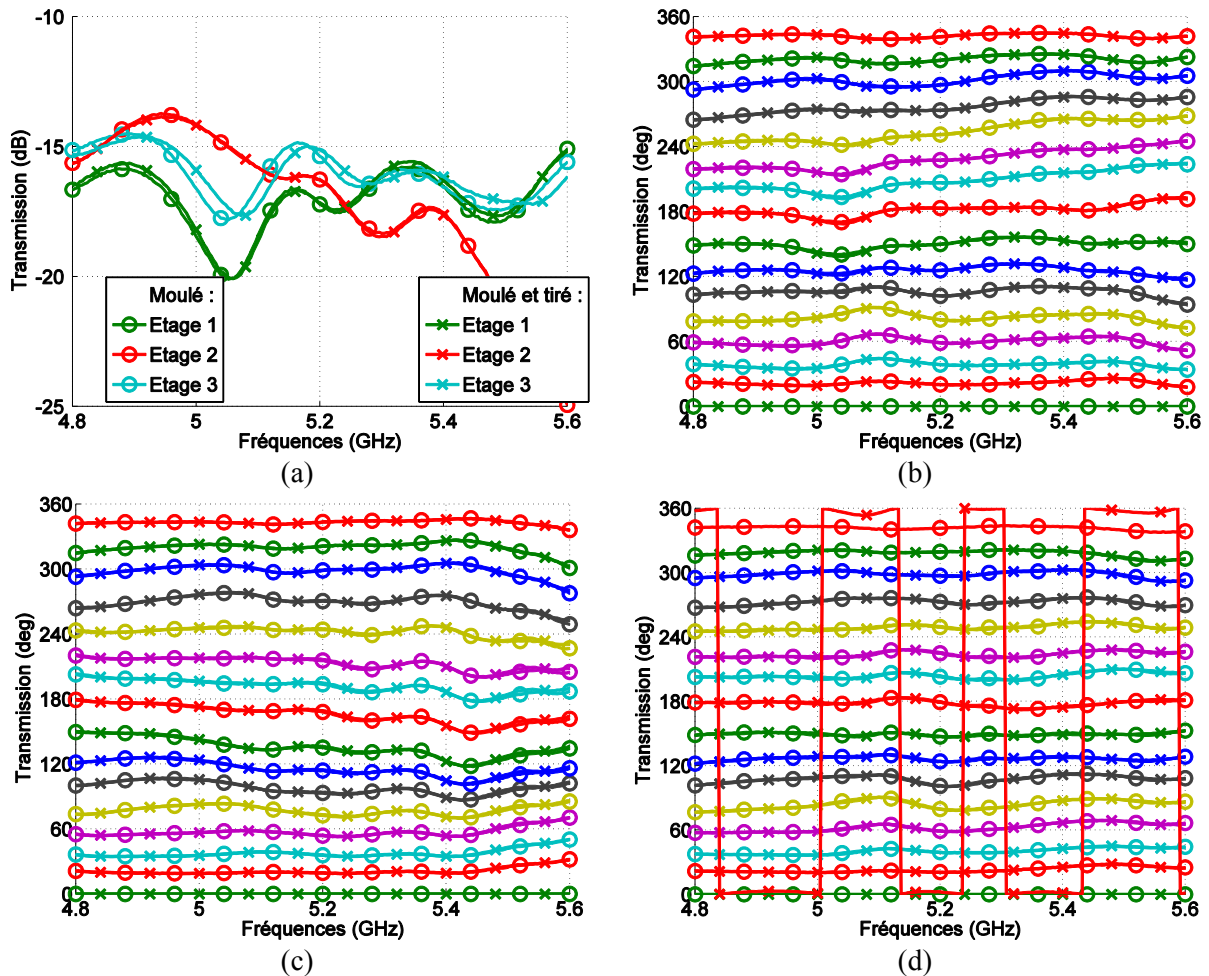


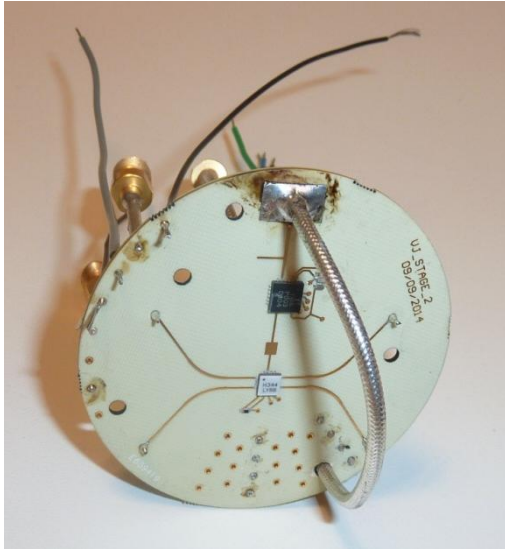
Figure 3-29 : (a) Coefficients de transmission de l'entrée vers la sortie 4 des 3 étages et déphasages à la sortie 4 des étages (b) 1, (c) 2, et (d) 3 (pour tous les états des déphaseurs) avant et après tir.

Le fait que la commutation soit bloquée sur le même état (celui de référence) n'est pas nécessairement lié directement au composant. Il y a tout le circuit de contrôle en amont qui peut avoir subi une défaillance. Il y a dans un premier temps les deux fils qui transmettent le signal de commande aux 3 composants mais ceci est peu probable. Sur l'étage DC, où se trouve le circuit de contrôle ainsi que les connexions aux nappes, apparaissent deux diodes plus un circuit logique inverseur. Ce circuit est utilisé pour contrôler la commande des commutateurs ; on le retrouve dans la fiche technique du composant. Afin de s'assurer que ce ne soit pas le composant qui a subi une détérioration (ce qui est peu probable, sachant que les 3 auraient été affectés par le même problème), un tir supplémentaire a été mené.



### 3.4.3 *Second essai sur un seul étage HF*

Ce deuxième tir a pour but de tester le commutateur uniquement, c'est-à-dire sans le circuit de commande en amont.



(a)



(b)



(c)

**Figure 3-30 :** (a) Deuxième étage câblé parmi les 3 étages HF composé d'un commutateur et d'un déphaseur, (b) moulé dans son cargo avant puis (c) après tir.

Pour cela, un étage HF (le deuxième), qui comprend donc également un déphaseur, a été isolé du reste comme on peut le voir sur la Figure 3-30 (a). La commande du commutateur se fera directement par une tension qui sera appliquée aux fils prévus à cet effet, de même que pour l'alimentation des deux composants. Le fonctionnement du déphaseur ayant été validé dans la partie précédente, il ne sera pas piloté ici et sera donc bloqué à son état de référence. Le principe est le même que précédemment : les mesures seront faites sur le circuit à l'air libre (Figure 3-30 (a)), puis seront comparées aux mesures faites sur le circuit moulé (Figure 3-30 (b)) et enfin à celles faites sur le circuit moulé et tiré (Figure 3-30 (c)).

Les conditions de tir de ce deuxième essai sont légèrement différentes de celles du premier. En effet, étant donné qu'un seul étage est pris en compte, le cargo est moins profond, et le volume de résine est moins important ce qui fait passer le projectile d'une masse de 4232g à 2098g. La charge de poudre utilisée pour espérer atteindre les 15000g est donc de 840g. Mais comme on peut le constater sur la Figure 3-31, l'accélération mesurée subie par le projectile en fonction du temps dépasse les 16000g, atteignant une valeur maximale de 16600g, ce qui représente 10% de plus que ce qui avait été prévu.

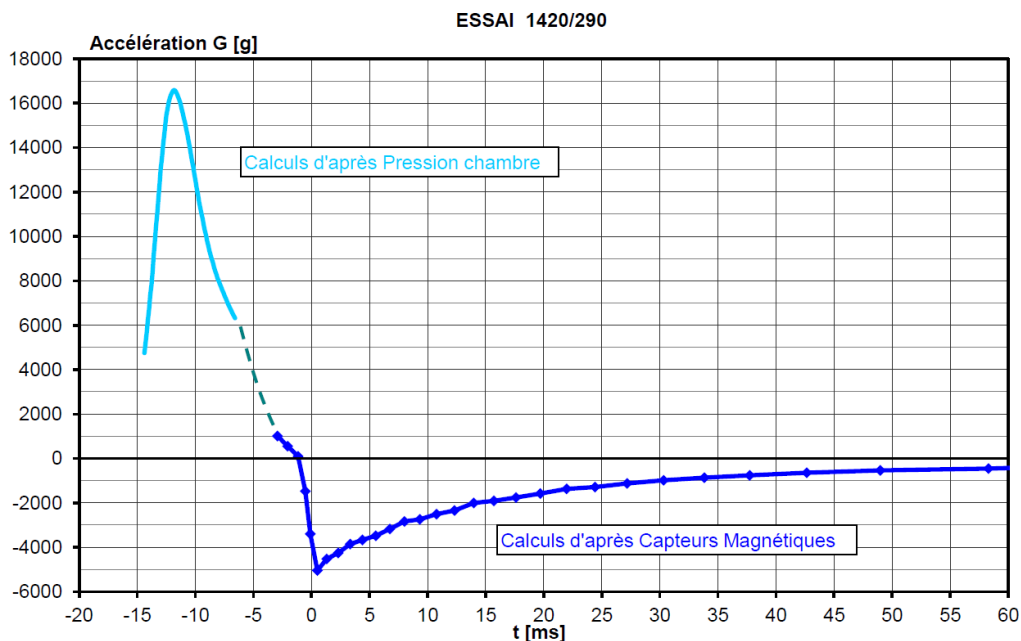


Figure 3-31 : Courbe de l'accélération en fonction du temps obtenue lors du second essai.

Les comparaisons des mesures avant et après moulage, et avant et après le tir sont exposés sur la Figure 3-32. L'impact majeur est relevé sur les coefficients de transmission (dB) après le moulage comme on peut le voir sur la Figure 3-32 (a). Il y a, par exemple, à la fréquence de travail de 5.2GHz, un écart d'un peu plus d'1dB entre la transmission de l'entrée vers la sortie 4 avant et après moulage. Ces niveaux sont différents de ceux obtenus sur la Figure 3-28 (b) car on ne prend en compte ici qu'un seul étage, et donc le diviseur de puissance n'est pas présent. On voit à nouveau l'effet de la résine utilisée pour le moulage sur la réponse du circuit RF. L'impact étant à présent connu, il sera possible de prévoir ces effets et de faire une optimisation du circuit pour qu'il présente les meilleures performances une fois moulé. Cependant, la commutation fonctionne bien après le moulage (comme c'était le cas lors du test de l'ensemble du système) et les déphasages, représentés sur la Figure 3-32 (b), sont très proches avant et après moulage. La transmission est ensuite comparée avant tir (moulé) et après tir. On peut voir sur la Figure 3-32 (c) que les résultats sont très similaires avant et après l'essai

ce qui valide le fonctionnement des commutateurs. On peut relever à certaines fréquences de très légères différences mais qui ne modifient pas le fonctionnement général. La commutation entre chaque sortie fonctionne, et aucun impact n'est relevé sur les déphasages entre l'entrée et les différentes sorties.

Cette section valide donc le fonctionnement des composants principaux (déphaseurs, commutateurs) du circuit d'alimentation. Après avoir relevé un dysfonctionnement de l'empilement complet après le test de résistance aux fortes accélérations, l'attention s'est portée en particulier sur les commutateurs car ces derniers étaient bloqués au même état quelle que soit la commande envoyée. Il s'est avéré, après avoir testé un étage composé d'un déphaseur et d'un commutateur, que les commutateurs sont également résistants aux accélérations. Nous pouvons en déduire que la panne venait soit du circuit de commande composé de diodes et d'un circuit logique, soit des deux lignes de contrôle qui auraient été sectionnées durant le tir, ou soit d'un cas isolé. Pour détecter précisément le défaut, il faudrait continuer l'investigation et procéder à de nouveaux tests.

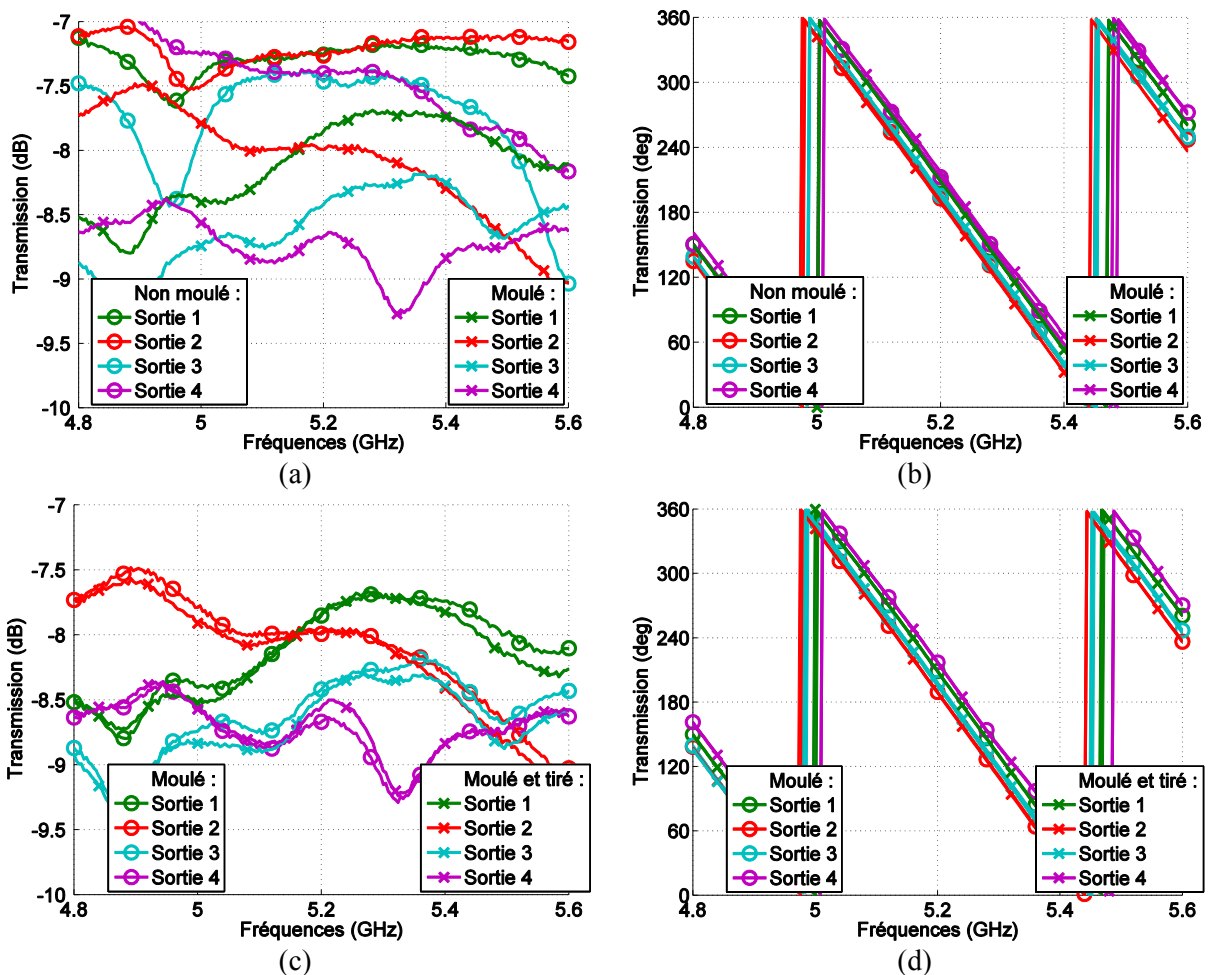


Figure 3-32 : (a) Coefficients de transmission et (b) déphasages entre l'entrée et les sorties avant et après moulage. (c) Coefficients de transmission et (d) déphasages entre l'entrée et les sorties avant et après tir.

## 3.5 *Conclusions*

Le principe de fonctionnement d'un réseau d'alimentation à 1 entrée et 12 sorties a été défini, puis validé par des simulations circuit et enfin par des mesures. Chacun des étages du diviseur de puissance aux 3 étages hyperfréquences en passant par la carte d'alimentation DC a été réalisé sur mesure en respectant les contraintes imposées (compacité, empilement, agilité, ...). Une première série de simulations a permis d'observer dans un premier temps les erreurs introduites par les seuls composants hyperfréquences (simulations individuelles du déphaseur et du commutateur à partir des données constructeur). Une simulation globale a ensuite permis d'optimiser le circuit hyperfréquence afin d'obtenir un fonctionnement optimal à la fréquence de 5.2 GHz. Un prototype a ensuite été fabriqué et le système global a pu être assemblé. Les mesures valident le principe de fonctionnement basé sur la commutation entre différentes sorties ainsi que sur le déphasage entre celles-ci. Ces résultats ont été utilisés pour générer des cartographies sur lesquelles figurent les erreurs introduites par toutes les combinaisons possibles. Les valeurs mesurées sur chaque sortie vont être utilisées dans l'optimisation des lois de phase et permettront d'observer l'impact sur les diagrammes de rayonnement par rapport à la mise en place de lois d'alimentation théoriques. Après avoir exploité et présenté en détail tous les résultats de mesures, deux essais de résistance à de fortes accélérations ont été menés. Ces tests ont montré que les composants principaux utilisés pouvaient tenir à des accélérations de plus de 15000g. Malgré des pertes de performances après la phase de durcissement, le fonctionnement général a été validé, mais cela nécessite néanmoins une optimisation pour un fonctionnement opérationnel.

## Chapitre 4.

### *Validations expérimentales*

---

Après avoir validé les bonnes performances en simulation dans le Chapitre 2 du réseau conique de 12 éléments répartis selon 4 sous-réseaux linéaires de 3 éléments en utilisant la technique de commutation de sous-réseaux pour s'affranchir du roulis, et en utilisant le dépointage électronique pour s'affranchir de l'évolution spatiale du projectile, deux prototypes ont été fabriqués selon deux méthodes différentes qui seront présentées dans la section 4.1.1. Les mesures des paramètres S et des diagrammes de rayonnement (des éléments et des sous-réseaux) seront ensuite comparées aux résultats obtenus en simulation dans le Chapitre 2. De plus, le réseau pyramidal développé lors du projet de fin d'étude a également été réalisé au sein de l'ISL et sera présenté dans ce chapitre. Nous avons présenté dans le Chapitre 3 la conception et la validation d'un circuit d'alimentation capable d'assurer le principe de fonctionnement de l'antenne fabriquée. La section 4.2 de ce chapitre est consacrée aux résultats de mesure du système complet composé de la pointe à 12 éléments rayonnants et de son électronique empilée.

#### ***4.1 Fabrication et mesures de prototypes d'antennes***

Cette première section concerne uniquement le réseau conique de 12 éléments. Son circuit d'alimentation associé n'est pas pris en compte pour le moment. Les deux techniques de fabrication sont présentées dans la partie suivante. Les éléments seront ensuite caractérisés par leur adaptation et leur bande-passante, puis le couplage sera étudié et comparé aux simulations. Les mesures des diagrammes individuels seront ensuite présentées, pour terminer enfin sur les mesures des sous-réseaux linéaires de 3 éléments, réalisées grâce au diviseur de puissance équilibré à une entrée et trois sorties.

##### ***4.1.1 Présentation des prototypes réalisés***

Afin de valider le plus rapidement possible les résultats de simulation obtenus dans le Chapitre 2, un premier prototype de l'antenne a été réalisé à l'ISL. Cette fabrication repose sur le principe utilisé dans [49] qui consiste à utiliser un substrat de très fine épaisseur qui puisse être facilement pliable pour être collé sur une structure conique. Cette structure conique de base, utilisée dans les deux procédés de fabrication, présente les mêmes dimensions que la structure conique utilisée dans les simulations du Chapitre 2. Cependant, le matériau utilisé n'est pas le même, et l'épaisseur à prendre en compte est différente pour ce premier prototype car une épaisseur de substrat vient s'ajouter à l'antenne. Pour des raisons mécaniques et thermiques dues aux fortes accélérations mises en jeu, l'ISL a déjà utilisé et validé par le passé un type de matériau répondant à ces exigences. Le matériau composant le cône de base est donc du Polysulfon (PSU), qui présente une permittivité  $\epsilon_r$  d'environ 3.5, et des tangentes de pertes  $\tan \delta$  importantes d'environ 0.01. Les caractéristiques hyperfréquences de ce matériau ne sont pas exactement connues, et elles peuvent varier d'une série à l'autre. Néanmoins, ce sont ces caractéristiques qui ont été utilisées pour mettre à jour les simulations de l'antenne. Afin de faciliter l'accès à chacun des 12 éléments rayonnants et le montage des câbles

coaxiaux, le cône en PSU est divisé en deux parties visibles sur la Figure 4-1 (a). Ces deux parties sont reliées par l'intermédiaire d'une bague que l'on peut également voir sur cette figure, et qui s'insère au niveau de la pointe. Les deux coques sont ensuite fixées sur une base en aluminium pourvu d'un pas de vis de manière à ce que l'antenne puisse être vissée sur un corps d'obus.

Le substrat de très fine épaisseur (0.254mm) qui a été choisi pour être plié sur la structure et sur lequel seront imprimés les 12 éléments est de type RO4350 avec une permittivité de 3.66 et des tangentes de pertes de 0.004. Cette couche a également été ajoutée dans les simulations. Deux substrats sur lesquels sont imprimés 6 éléments rayonnants doivent donc être réalisés pour être collés sur chacune des deux demi-coques. Ils doivent être parfaitement adaptés à la surface conique de la base. Une gravure chimique classique est utilisée pour fabriquer les antennes. Il est donc nécessaire, dans ce procédé, de réaliser un masque planaire nécessitant une transformation des dimensions obtenues après les simulations. Ce masque est réalisé avec le logiciel Altium, et est visible sur la Figure 4-1 (b) sur laquelle on peut également voir la réalisation.

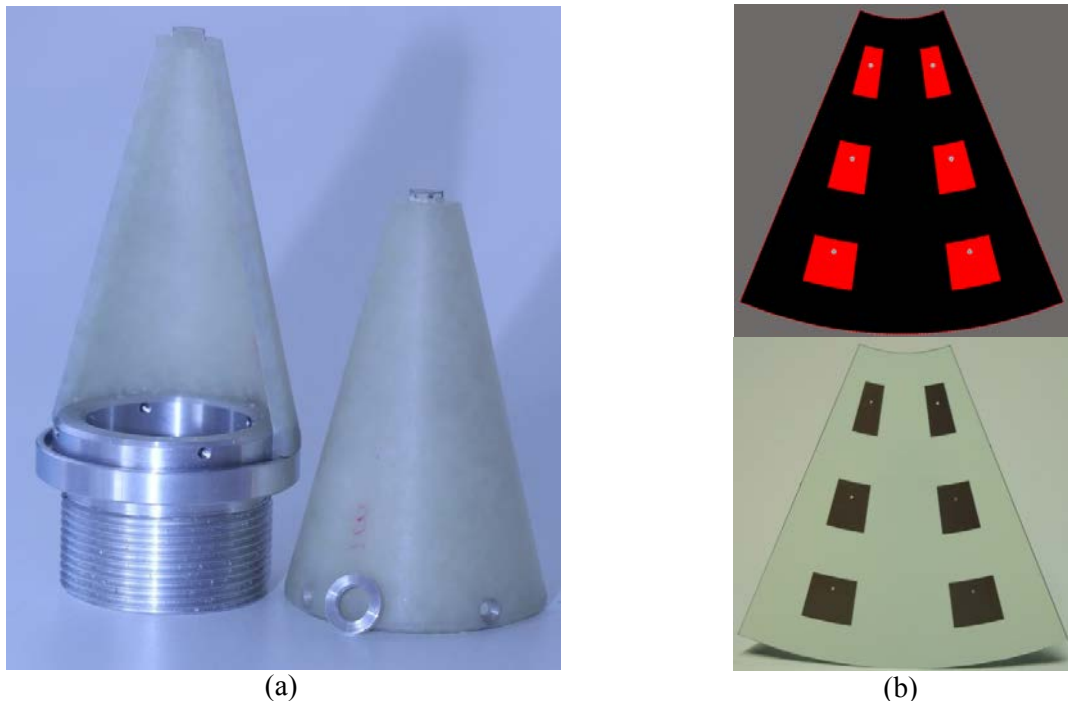


Figure 4-1 : (a) Deux demi-coques en PSU formant la base conique de l'antenne. (b) Substrat RO4350 d'épaisseur 0.254mm destiné à être plié et collé sur une demi-coque (modèle numérique et réalisation).

Un moule fabriqué sur mesure est ensuite utilisé pour assembler les substrats et les demi-coques. Le moule est représenté sur la Figure 4-2 (a) avec une demi-coque et un substrat prêts à être assemblés. Une vue schématique que l'on peut voir sur la Figure 4-3 (a) présente les différentes couches du prototype. Le pliage et le collage du substrat sur le demi-cône se font par pression entre la pièce mâle de forme conique et la pièce femelle. Après cette étape, une feuille de cuivre adhésive (d'environ 0.3mm d'épaisseur) est collée à l'intérieur des deux coques jouant ainsi le rôle du plan de masse pour les éléments rayonnants. Une fois l'assemblage achevé, un câble coaxial de longueur identique est soudé derrière chaque patch puis les deux coques sont enfin réunies pour former le prototype de la photographie de la Figure 4-2 (b) qui est tout à fait fidèle au modèle numérique du réseau qui est exposé au-dessus de la réalisation. Cette méthode présente quelques inconvénients : les caractéristiques de la colle ne sont pas connues, l'épaisseur de colle n'est pas maîtrisée, et il peut y avoir un léger décalage entre les deux substrats des deux demi-coques lors du collage comme on peut

le voir sur la Figure 4-2 (b). Cependant, nous disposons d'un moyen rapide, efficace et peu coûteux pour fabriquer ce type d'antenne et la réalisation est en accord avec ce qui était attendu. Nous verrons que les résultats obtenus (paramètres S et diagrammes de rayonnement) sont également très satisfaisants.

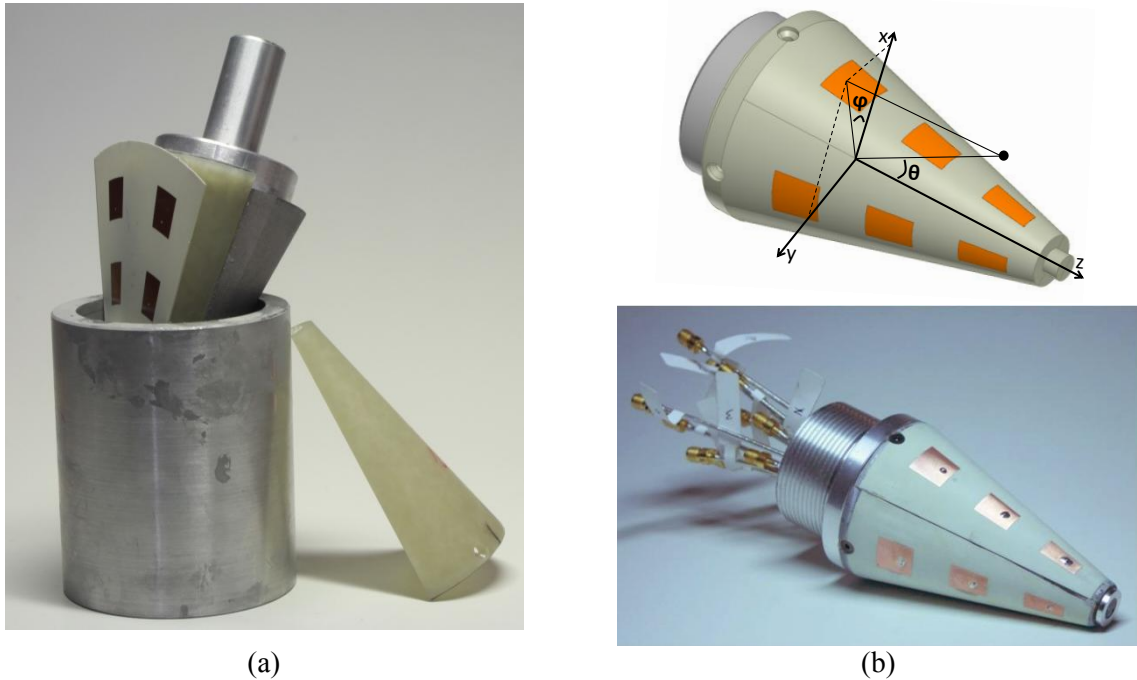


Figure 4-2 : (a) Moule utilisé pendant la phase de pliage et collage d'un substrat sur une demi-coque. (b) Modèle numérique du réseau d'antennes associé à son prototype réalisé à l'ISL.

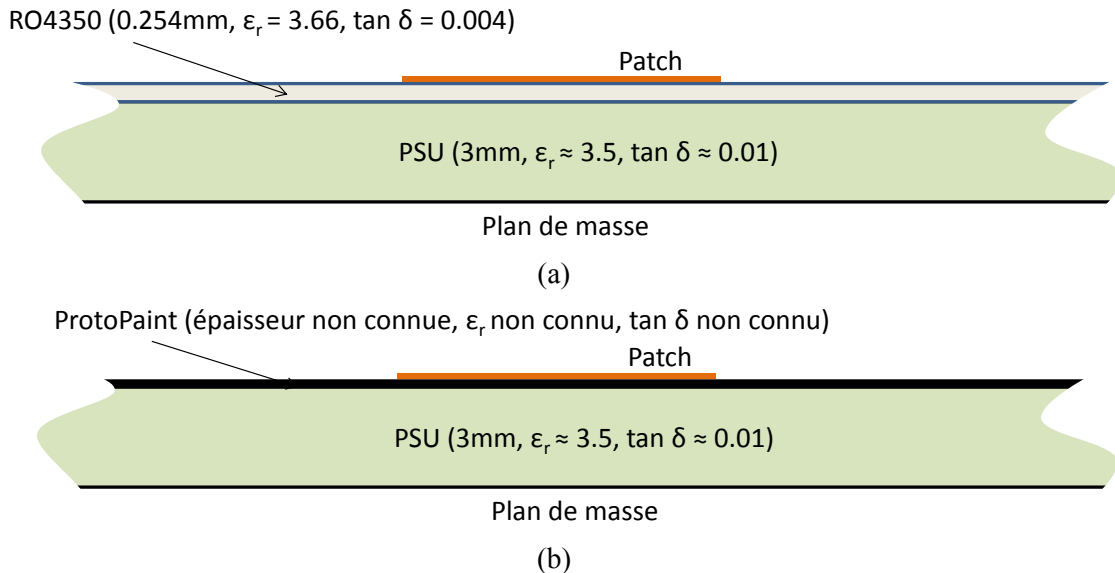


Figure 4-3 : Structures générales utilisées pour le prototype (a) ISL et (b) LDS.



Un autre prototype a été fabriqué avec la technologie LDS (Laser Direct Structuring). Cette technique, en combinaison de la technologie MID (Molded Interconnect Device), est utilisée dans [111] dans l'étude expérimentale d'un élément imprimé entre deux faces formant un certain angle mais aussi dans [112] pour l'intégration d'une antenne LTE (Long Term Evolution) sur une structure non planaire. Enfin, on retrouve cette technique de fabrication pour la conception d'une antenne log-périodique sur une structure conique [113]. Avec les avancées récentes dans ce domaine, il nous a été possible d'utiliser la même base en PSU que pour le premier prototype. En effet, l'utilisation d'une peinture sensible au rayonnement laser (LPKF ProtoPaint LDS) nous a permis de conserver le matériau de base qui a été choisi pour ses propriétés mécaniques. Le schéma de la structure est exposé sur la Figure 4-3 (b). Auparavant, une pièce de mêmes dimensions que le cône de base avait été fabriquée par injection avec un matériau compatible avec la technologie LDS, mais l'accès aux éléments (surtout ceux du troisième anneau) était impossible. Cette pièce constituée d'un seul bloc a été écartée au profil de la pièce en PSU (2 coquilles) fabriquées à l'ISL. Deux demi-coques ont donc été recouvertes du ProtoPaint, puis 6 éléments rayonnants ont été imprimés sur chacune d'elle. L'activation laser rend tout d'abord la surface visée rugueuse et propice à une métallisation électrolytique. Les faces externe et interne d'une des coques peinte et ayant subi l'activation laser à l'endroit où se situent les patchs sont représentées sur la Figure 4-4 (a). La face interne a été activée entièrement (sauf à l'emplacement des câbles coaxiaux) pour accueillir le plan de masse. Après la phase de métallisation, le dépôt de cuivre se fait aux emplacements qui ont été activés pour obtenir le résultat de la Figure 4-4 (b). Une fois les coques assemblées, nous obtenons le prototype de la Figure 4-4 (c). L'avantage de cette méthode est qu'elle est basée sur une fabrication liée directement aux fichiers de CAO exportés du logiciel de simulation (HFSS). On évite ainsi les erreurs de dimensionnement et d'alignement. Il existe cependant encore des incertitudes, notamment au niveau de la peinture. Malgré une application par jet, la couche n'est pas maîtrisée et on peut trouver des endroits plus exposés (épaisseur de peinture plus importante) que d'autres. De plus, les caractéristiques (permittivité, tangentes de pertes) ne sont pas connues. On obtient néanmoins une réalisation propre et précise.

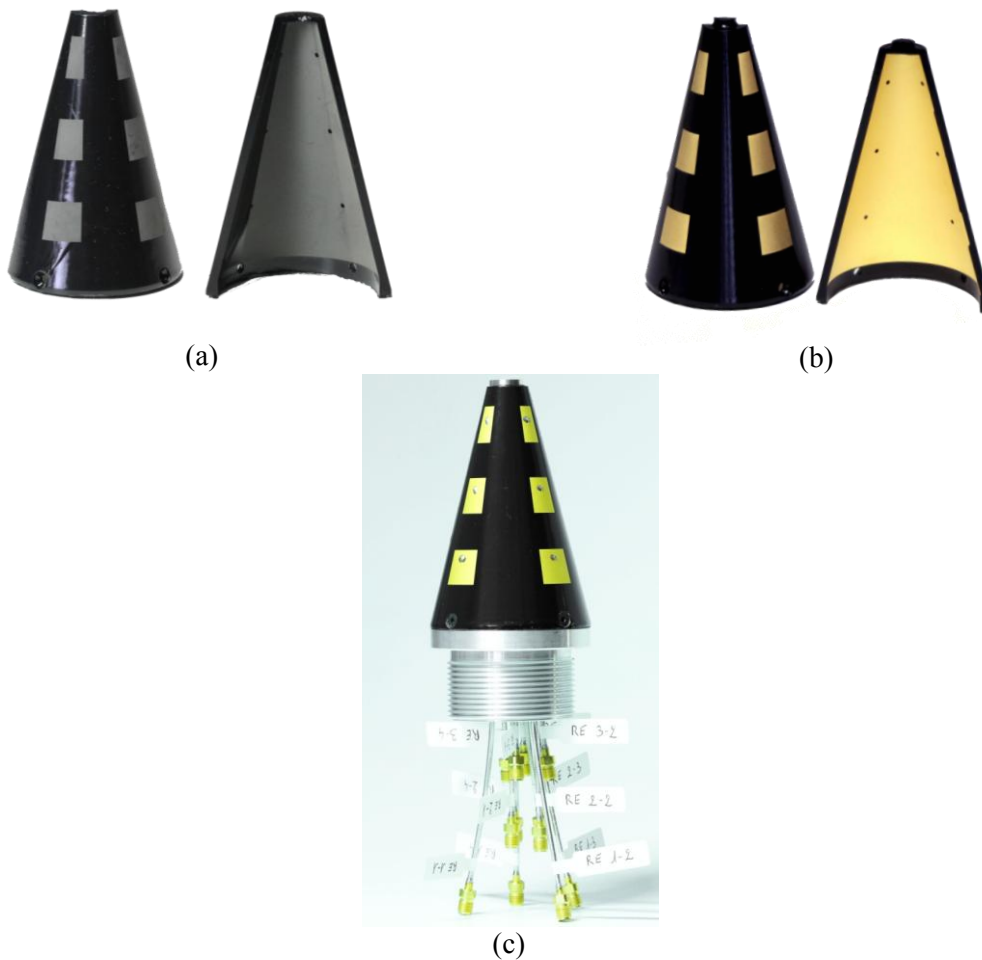


Figure 4-4 : Faces externe et interne d'une demi-coque en PSU peinte du ProtoPaint après activation laser des zones à métalliser (a) avant et (b) après métallisation électrolytique. (c) Prototype du réseau conique de 12 éléments rayonnants réalisé en technologie LDS.

### 4.1.2 Comparaison entre simulations et mesures

Les résultats de mesures des deux prototypes de la Figure 4-5 sont comparés ici aux simulations. Nous nous intéresserons dans un premier temps aux paramètres S. L'adaptation, le couplage inter-élément ainsi que la bande-passante des éléments seront étudiés. Nous passerons ensuite aux diagrammes de rayonnement, en commençant par le rayonnement de chaque élément pour finir par le rayonnement d'un sous-réseau. Nous verrons enfin des résultats de reconstruction des diagrammes de rayonnement et de synthèse de réseau à partir des diagrammes élémentaires environnés mesurés.



Figure 4-5 : Prototypes de l'antenne (a) fabriqué à l'ISL et (b) en technologie LDS.

#### 4.1.2.1 Paramètres $S$

Les simulations ont été mises à jour de manière à mieux correspondre aux prototypes. La différence de ces simulations par rapport à celles du Chapitre 2 prennent en compte le substrat de type PSU dans les deux cas, puis l'épaisseur de RO4350 dans le cas des simulations concernant le prototype ISL. Ces modèles numériques prennent en compte uniquement la pointe. Le corps métallique de l'obus sera considéré dans un deuxième temps pour l'étude des diagrammes de rayonnement du système complet dans la section 4.2.

##### 4.1.2.1.1 Adaptation

Dans un premier temps l'adaptation des éléments rayonnants est étudiée. Les deux structures étant différentes à cause des deux techniques de fabrication, les résultats de mesures des deux prototypes vont être comparés séparément à leurs résultats de simulations respectifs. L'adaptation des éléments, représentée sur la Figure 4-7 pour la pointe fabriquée à l'ISL et sur la Figure 4-8 pour la pointe réalisée en technologie LDS, est regroupée par anneau. Concernant l'adaptation obtenue en simulation, seul le résultat obtenu pour un patch d'un anneau est représenté en noir sur chaque figure (similitude des résultats de simulation pour les patch d'un même anneau). Concernant les mesures, chaque patch est repéré selon l'anneau auquel il appartient (1, 2 ou 3) et la position (1, 2, 3 ou 4),

suivant l'angle  $\varphi$ , dans laquelle il se trouve, comme c'est illustré sur la Figure 4-6. Le patch 11 correspond donc au patch de l'anneau du bas dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ , le patch 32 correspond à l'élément de l'anneau du haut dans la direction  $\varphi = 90^\circ$  etc.

Concernant la pointe de fabrication ISL, dont les résultats sont présentés sur la Figure 4-7, nous obtenons une bonne adaptation à la fréquence de 5.2GHz, et les mesures sont proches des simulations. Les caractéristiques principales des éléments rayonnants sont répertoriées dans le Tableau 4-1. On y trouve la bande-passante à -10dB (BW), la valeur du module du coefficient de réflexion à la fréquence de travail (5.2GHz), la fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion du patch est minimale ( $F_{res}$ ) et le module du coefficient de réflexion à cette fréquence. Malgré la similitude des éléments d'un seul anneau, les courbes ne sont pas exactement les mêmes. Ces différences peuvent être dues d'une part aux erreurs de fabrication, qui comprennent, en plus des erreurs de dimensionnement, les erreurs lors de l'assemblage. On peut citer le positionnement des deux substrats qui n'est pas le même et donc qui impose des environnements différents pour chaque patch, mais aussi l'utilisation de la colle dont l'épaisseur n'est probablement pas constante sur toute la structure. Son utilisation est aussi une des causes des différences entre les mesures et les simulations dans lesquelles elle n'est pas prise en compte. Les éléments présentant la bande-passante la plus large ne sont pas forcément des éléments du premier anneau puisque l'on peut relever une bande passante de 356MHz pour deux éléments de l'anneau du milieu. Et c'est sur l'anneau dont les patches sont les plus larges que l'on trouve la bande-passante la plus étroite (268MHz). Les décalages en fréquence de chaque élément ne sont pas critiques et le décalage maximal par rapport à la fréquence de 5.2GHz est de 68MHz pour un des éléments de l'anneau du milieu. Les bande-passantes obtenues en mesures sont plus faibles qu'en simulation (380MHz pour la bande-passante simulée la plus étroite obtenue pour l'anneau du haut). Cette différence est principalement due à l'utilisation du PSU en tant que substrat. Comme il a été dit plus haut, les caractéristiques électriques de ce matériau ne sont pas parfaitement connues. On peut en déduire ici que les tangentes de pertes prises en compte dans la simulation sont probablement plus importantes que celles présentes dans la série utilisée pour la fabrication de ce premier prototype. Nous pouvons également remarquer sur la Figure 4-7 que les valeurs minimales des coefficients de réflexions ne sont pas aussi faibles qu'en simulation et sont également une des causes de la largeur de bande réduite. Ces résultats sont au final globalement satisfaisants, et le fonctionnement de ce prototype à la fréquence de 5.2GHz est validé.

**Tableau 4-1 : Bande-passante, module du coefficient de réflexion à la fréquence de 5.2GHz et à la fréquence de résonance et fréquence de résonance des patches du réseau d'antennes fabriqué à l'ISL (mesures et simulations).**

Patch		11	12	13	14	21	22	23	24	31	32	33	34
BW (MHz)	mes	340	308	268	300	308	356	356	336	320	276	304	280
	sim	440	425	440	440	440	440	440	440	380	380	380	380
$ S_{ii}  @ 5.2GHz$ (dB)	mes	-15.3	-22.7	-13.7	-14.7	-13.1	-14.8	-18.0	-14.9	-15.1	-13.9	-15.3	-13.2
	sim	-30.6	-31.8	-33.2	-34.2	-30.3	-28.1	-29.9	-29.4	-32.5	-33.5	-32.4	-33.5
$F_{res}$ (MHz)	mes	5144	5192	5196	5168	5132	5132	5168	5200	5156	5144	5140	5144
	sim	5200	5205	5205	5195	5190	5180	5185	5180	5185	5190	5185	5190
$ S_{ii}  @ F_{res}$ (dB)	mes	-17.5	-23.0	-13.7	-15.4	-14.9	-17.4	-18.8	-14.9	-16.0	-17.0	-19.9	-13.6
	sim	-33.6	-32.1	-33.6	-35.1	-33.0	-31.5	-34.1	-34.4	-48.5	-47.8	-50.7	-48.2

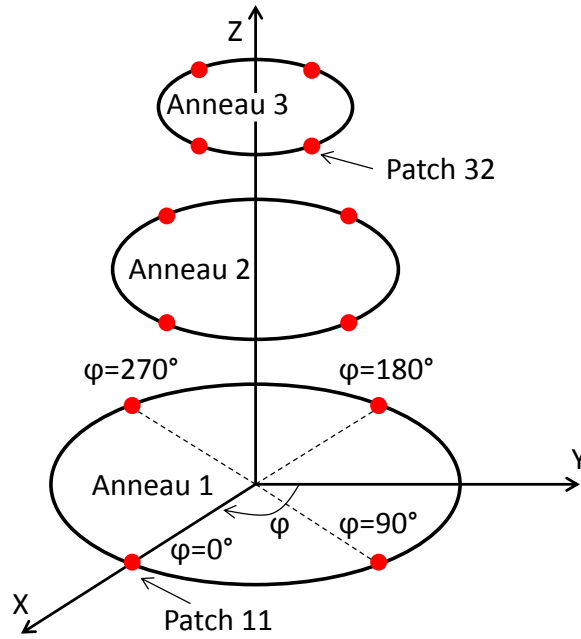


Figure 4-6 : Repérage des éléments par rapport à un anneau et à l'angle  $\varphi$ .

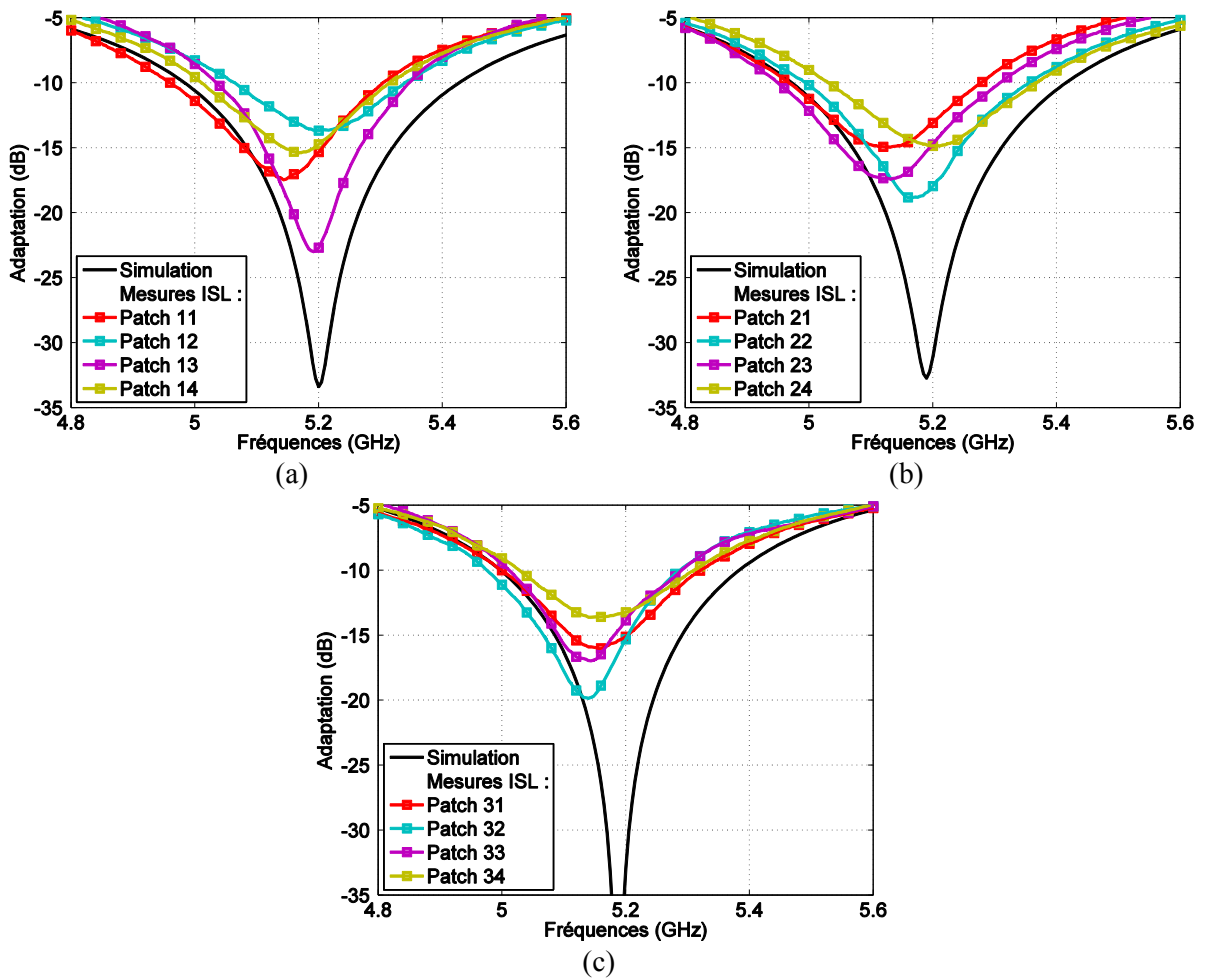


Figure 4-7 : Adaptations simulée et mesurée des éléments rayonnants des anneaux (a) du bas, (b) du milieu et (c) du haut du réseau fabriqué à l'ISL.

Les résultats de mesures obtenus avec le réseau réalisé en technologie LDS sont bien plus précis et plus reproductibles, notamment pour l’anneau du bas (Figure 4-8 (a)) et l’anneau du milieu (Figure 4-8 (b)). Les adaptations des éléments de ces deux premiers anneaux sont quasiment les mêmes. On obtient une bonne superposition des courbes, et ces résultats de mesures sont très proches de ceux obtenus en simulation. Mais les mesures obtenues sur le dernier anneau (celui du haut) exposés sur la Figure 4-8 (c) présentent d’une part d’importantes différences entre chaque élément, et d’autre part ces résultats sont plus éloignés des simulations par rapport aux deux premiers anneaux. On peut également relever le plus fort décalage de la fréquence de résonance pour le patch 32 qui est adapté à 5092 MHz, ce qui amène un module du coefficient de réflexion de -10.8 dB à la fréquence de 5.2 GHz. Les bande-passantes les plus étroites sont obtenues sur l’anneau du haut dans lequel les éléments sont les moins larges (220MHz pour la plus petite). Elles sont néanmoins globalement plus importantes que celles présentées par le premier prototype de fabrication ISL. La plus large est obtenue sur un patch du bas, avec 408MHz. Toutes ces caractéristiques sont résumées dans le Tableau 4-2 pour chaque élément.

Les différences relevées par rapport aux simulations s’expliquent également par le procédé de fabrication. La peinture utilisée n’est pas prise en compte dans la simulation et ses caractéristiques électriques ne sont pas connues. De plus, malgré une application par spray, l’épaisseur n’est pas maîtrisée et n’est forcément pas la même sur toute la structure. On a donc des incertitudes du côté des patches mais également à l’intérieur, au niveau du plan de masse. Ensuite, les plus fortes différences relevées sur les éléments de l’anneau du haut sont certainement dues à une épaisseur de peinture plus élevée et très variable. En effet, suivant la position de la pointe lors du séchage, la peinture aura tendance à s’étaler plus d’un côté que de l’autre. Enfin, le perçage des coques et la mise en place des câbles coaxiaux ont été réalisés à la main, et donc cette étape est également source d’erreurs.

**Tableau 4-2 : Bande-passante, module du coefficient de réflexion à la fréquence de 5.2GHz et à la fréquence de résonance et fréquence de résonance des patches du réseau d’antennes réalisé en technologie LDS (mesures et simulations)**

Patch		11	12	13	14	21	22	23	24	31	32	33	34
<b>BW (MHz)</b>	mes	388	360	384	408	372	376	384	400	320	244	220	356
	sim	420	420	420	415	415	410	410	410	350	355	345	350
<b> S<sub>ii</sub>  @ 5.2GHz (dB)</b>	mes	-18.6	-20.4	-21.1	-18.2	-21.7	-21.1	-23.1	-24.1	-17.6	-10.8	-13.3	-23.6
	sim	-27.8	-31.3	-30.0	-32.4	-30.7	-28.5	-29.9	-31.5	-33.7	-34.2	-38.1	-33.4
<b>F<sub>res</sub> (MHz)</b>	mes	5260	5236	5248	5264	5220	5196	5220	5240	5180	5092	5148	5216
	sim	5175	5185	5180	5185	5185	5175	5180	5185	5190	5190	5195	5190
<b> S<sub>ii</sub>  @ F<sub>res</sub> (dB)</b>	mes	-35.2	-23.4	-34.1	-34.8	-22.0	-21.1	-24.3	-44.8	-18.3	-17.1	-16.4	-24.7
	sim	-60.9	-49.0	-52.1	-70.0	-38.9	-46.6	-39.7	-36.9	-49.3	-47.9	-41.1	-48.0

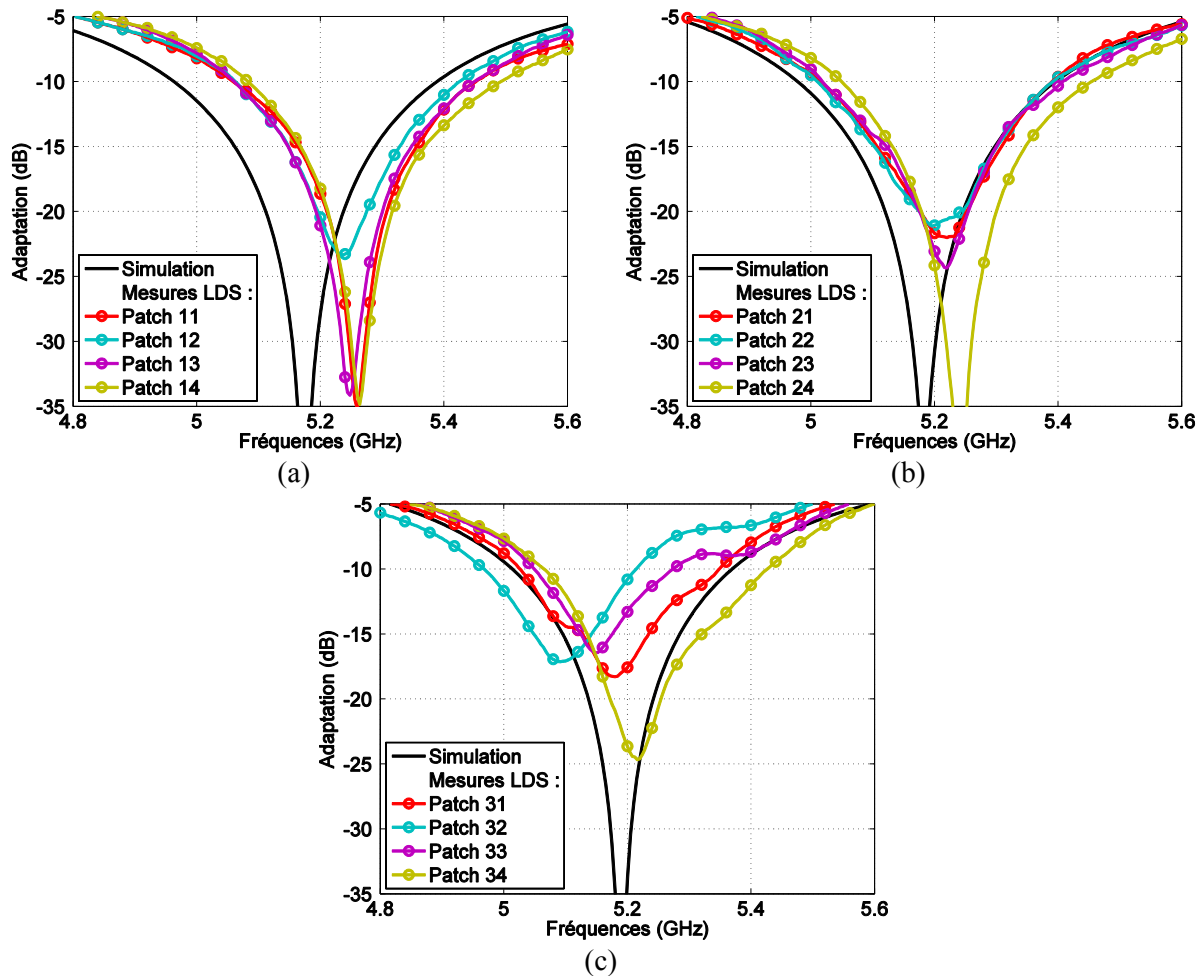


Figure 4-8 : Adaptations simulée et mesurée des éléments rayonnants des anneaux (a) du bas, (b) du milieu et (c) du haut du réseau réalisé en technologie LDS.

#### 4.1.2.1.2 Couplage

Le couplage entre les éléments est présenté dans cette partie. Les nombreuses combinaisons ont été prises en compte. Certaines configurations étant redondantes, les doublons ne seront pas présentés. Seuls les résultats les plus pertinents seront représentés sur les figures et comparés aux simulations, c'est-à-dire les couplages inter-élément apparaissant au sein d'un sous-réseau, et au sein d'un même anneau.

Nous allons commencer par prendre en compte le couplage entre les éléments d'un seul sous-réseau. Nous noterons ces éléments 1, 2 et 3 pour ceux du bas, du milieu et du haut respectivement. Les résultats relevés sur la pointe de fabrication ISL sont représentés sur la Figure 4-9 (a). Globalement, les couplages mesurés sont inférieurs aux couplages simulés. Les valeurs maximales des couplages ainsi que leurs valeurs à la fréquence de travail de 5.2GHz sont répertoriées dans le Tableau 4-3. Le couplage simulé reste généralement inférieur à -22dB contre -22.9dB en mesure. En mesure, ce couplage qui est le plus important est mesuré entre les éléments de l'anneau du bas et de l'anneau du milieu. Le couplage maximal à la fréquence de 5.2GHz est également relevé entre ces deux mêmes éléments. On peut observer le même type de résultats pour la pointe en technologie LDS. Les courbes des 3 différents couplages considérés ici sont représentées sur la Figure 4-9 (b) et leurs valeurs maximales à la fréquence de 5.2GHz sont regroupées dans le Tableau 4-4. Concernant les courbes issues des mesures, celles correspondantes aux couplages entre les éléments de l'anneau du



bas et les éléments de l’anneau du milieu puis entre les éléments de l’anneau du milieu et les éléments de l’anneau du haut sont assez proches de celles obtenues en simulations. En revanche, la mesure du couplage entre l’anneau du bas et l’anneau du haut est plutôt éloignée de la simulation. Cependant, le couplage mesuré est tout de même plus faible que celui simulé. Ce n’est pas forcément le cas pour les deux autres configurations citées ici. On peut observer ceci dans le tableau. A la fréquence de travail, le  $|S_{23}|$  mesuré vaut -20.6 dB contre -22.1 dB en simulation.

Au final, pour les deux prototypes, on peut retenir que le couplage au sein d’un sous-réseau n’est pas critique. On peut considérer que ces couplages sont inférieurs à -20dB ce qui est satisfaisant et leur impact sera négligeable. Il faut maintenant prendre en compte les couplages au sein de chaque anneau, sachant que chacun d’eux a un rayon différent, les résultats ne seront pas similaires comme pour un sous-réseau.

Tableau 4-3 : Couplages mesuré et simulé au sein d’un sous-réseau de la pointe ISL.

ISL	Simulations		Mesures	
Couplages (dB) :	MAX	@ 5.2GHz	MAX	@ 5.2GHz
$ S_{21} $	-22.0	-22.5	-22.9	-23.0
$ S_{31} $	-23.4	-23.7	-25.5	-27.4
$ S_{23} $	-22.1	-22.3	-23.8	-25.5

Tableau 4-4 : Couplages mesuré et simulé au sein d’un sous-réseau de la pointe LDS.

LDS	Simulations		Mesures	
Couplages (dB) :	MAX	@ 5.2GHz	MAX	@ 5.2GHz
$ S_{21} $	-21.8	-22.4	-21.4	-22.8
$ S_{31} $	-23.7	-23.9	-24.9	-25.2
$ S_{23} $	-22.0	-22.1	-20.3	-20.6

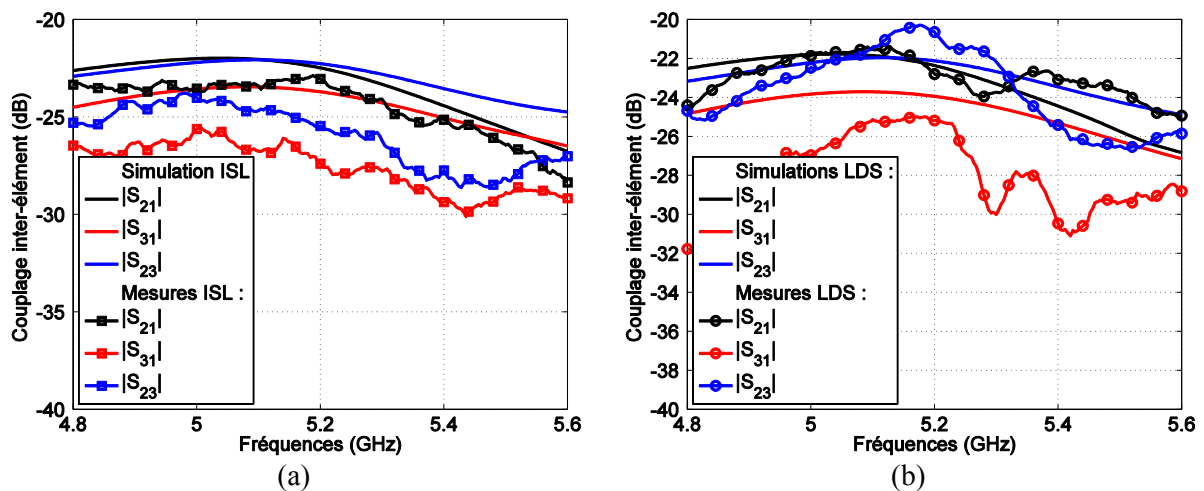


Figure 4-9 : Comparaison entre simulations et mesures du couplage entre les éléments d’un sous-réseau (a) du prototype ISL et (b) du prototype LDS.

Les résultats seront répartis par anneau. Pour chaque anneau il y aura un élément de référence, l'élément 1. L'élément 2 sera l'élément adjacent qui se situe sur la même coque. L'élément 3 sera celui opposé à l'élément 1, puis enfin l'élément 4 sera celui adjacent au premier élément mais sur l'autre coque comme le montre la Figure 4-10. Entre ces deux éléments se situe donc la séparation entre les deux coques que l'on retrouve sur les deux prototypes et dont un exemple, celui de l'anneau du haut, est représenté sur la Figure 4-11 (a) pour le prototype fabriqué à l'ISL et sur la Figure 4-11 (b) pour le prototype fabriqué en technologie LDS. Cette séparation n'étant pas prise en compte dans les simulations, seuls 2 résultats de simulation sont comparés, les couplages entre les éléments adjacents d'un même anneau étant du coup identiques. Nous pouvons également observer sur la Figure 4-11 un des défauts de la pointe fabriquée à l'ISL qui est le désalignement des deux substrats de RO4350 d'épaisseurs 0.254mm. Ce désalignement apparaît lors de la phase de pressage et de collage de ces deux éléments sur les deux coques.

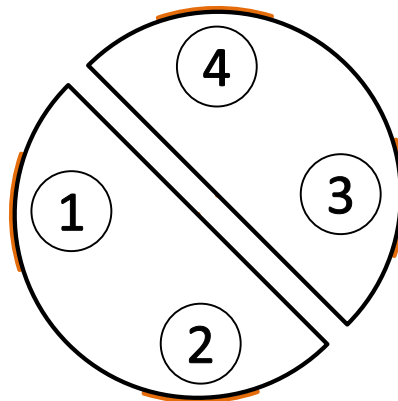


Figure 4-10 : Disposition des éléments par rapport aux deux coques (vue de dessus).

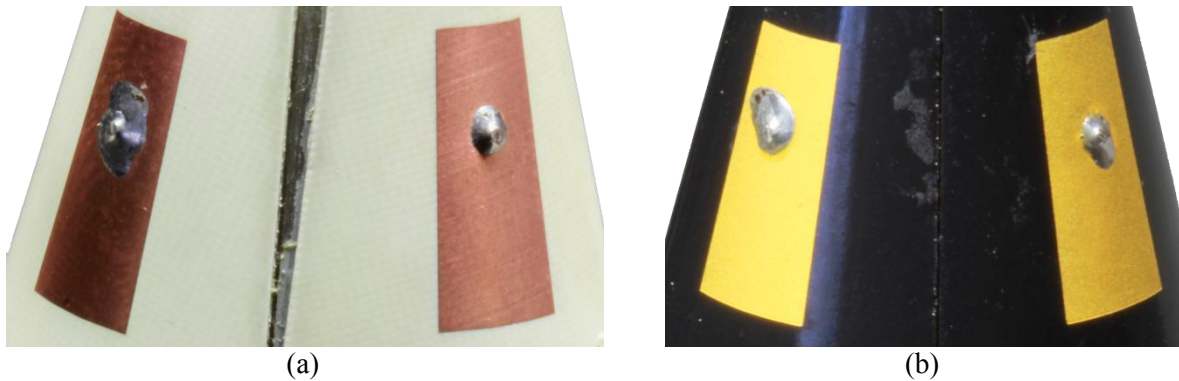


Figure 4-11 : Séparation des deux demi-coques au niveau de l'anneau du haut des prototypes (a) ISL et (b) LDS.

Tableau 4-5 : Couplages simulés et mesurés à la fréquence de 5.2GHz des trois anneaux du prototype ISL.

Anneaux (ISL)	Simulations @5.2GHz		Mesures @5.2GHz		
	$ S_{21} $	$ S_{31} $	$ S_{21} $	$ S_{31} $	$ S_{41} $
Bas	-30.3	-32.14	-29.7	-32.5	-33.7
Milieu	-25.6	-32.3	-24.4	-29.2	-34.6
Haut	-16.3	-21.1	-18.3	-24.8	-22.7

Tableau 4-6 : Couplages simulés et mesurés à la fréquence de 5.2GHz des trois anneaux du prototype LDS.

Anneaux (LDS)	Simulations @5.2GHz		Mesures @5.2GHz		
	$ S_{21} $	$ S_{31} $	$ S_{21} $	$ S_{31} $	$ S_{41} $
<b>Bas</b>	-29.9	-33.5	-28	-40.2	-34.1
<b>Milieu</b>	-25.4	-32.6	-26.3	-48.6	-30.0
<b>Haut</b>	-16.1	-20.8	-15.6	-30.9	-25.4

Les couplages présents sur chaque anneau sont représentés sur la Figure 4-12 pour les deux prototypes, et leurs valeurs simulées et mesurées sont répertoriées dans le Tableau 4-5 pour la pointe ISL, et dans le Tableau 4-6 pour la pointe LDS. Les résultats concernant l'anneau du bas sont exposés sur la Figure 4-12 (a) et la Figure 4-12 (b) pour la pointe ISL et la pointe LDS respectivement. On obtient globalement une bonne cohérence entre les simulations et les mesures, et la valeur des couplages reste inférieure à -26dB. Malgré une valeur plus importante du  $|S_{41}|$  par rapport au  $|S_{31}|$ , couplages correspondant respectivement à ceux entre deux éléments consécutifs de deux coques différentes et de la même coque, pour la pointe ISL entre 4.8 et 5 GHz, celui d'une même coque reste généralement plus élevé (courbes noires par rapport aux courbes bleues). A la fréquence de travail, le couplage maximal est atteint et est de -28dB pour deux éléments de la même coque de la pointe LDS. Le rayon de l'anneau du milieu étant plus petit que celui du bas, on relève en général des couplages plus importants à ce niveau comme on peut le voir sur la Figure 4-12 (c) pour la pointe ISL, et sur la Figure 4-12 (d) pour la pointe LDS. Dans les deux cas, les couplages entre deux éléments d'une même coque mesuré et simulé sont en accords, et restent supérieurs au couplage entre deux éléments adjacents de deux coques différentes dans le cas des mesures. Concernant le couplage entre les deux éléments opposés du prototype LDS, il y a une différence entre les simulations et les mesures à la fréquence de travail (courbes rouges de la Figure 4-12 (d)). Le Tableau 4-6 montre une différence de 16dB à 5.2 GHz, mais la valeur obtenue en simulation est déjà très faible (-32dB). Enfin, les couplages les plus importants sont obtenus pour l'anneau du haut des deux structures comme on peut le voir sur la Figure 4-12 (e) et sur la Figure 4-12 (f). On peut relever sur la Figure 4-12 (f) le même phénomène relevé précédemment concernant les deux éléments opposés, avec une différence de niveaux de 10.1dB entre la simulation et la mesure. Sinon, les résultats de mesures sont cohérents aux résultats de simulations, et le couplage entre deux éléments consécutifs séparés par la césure entre les deux coques reste inférieur au couplage entre deux éléments appartenant à la même coque.

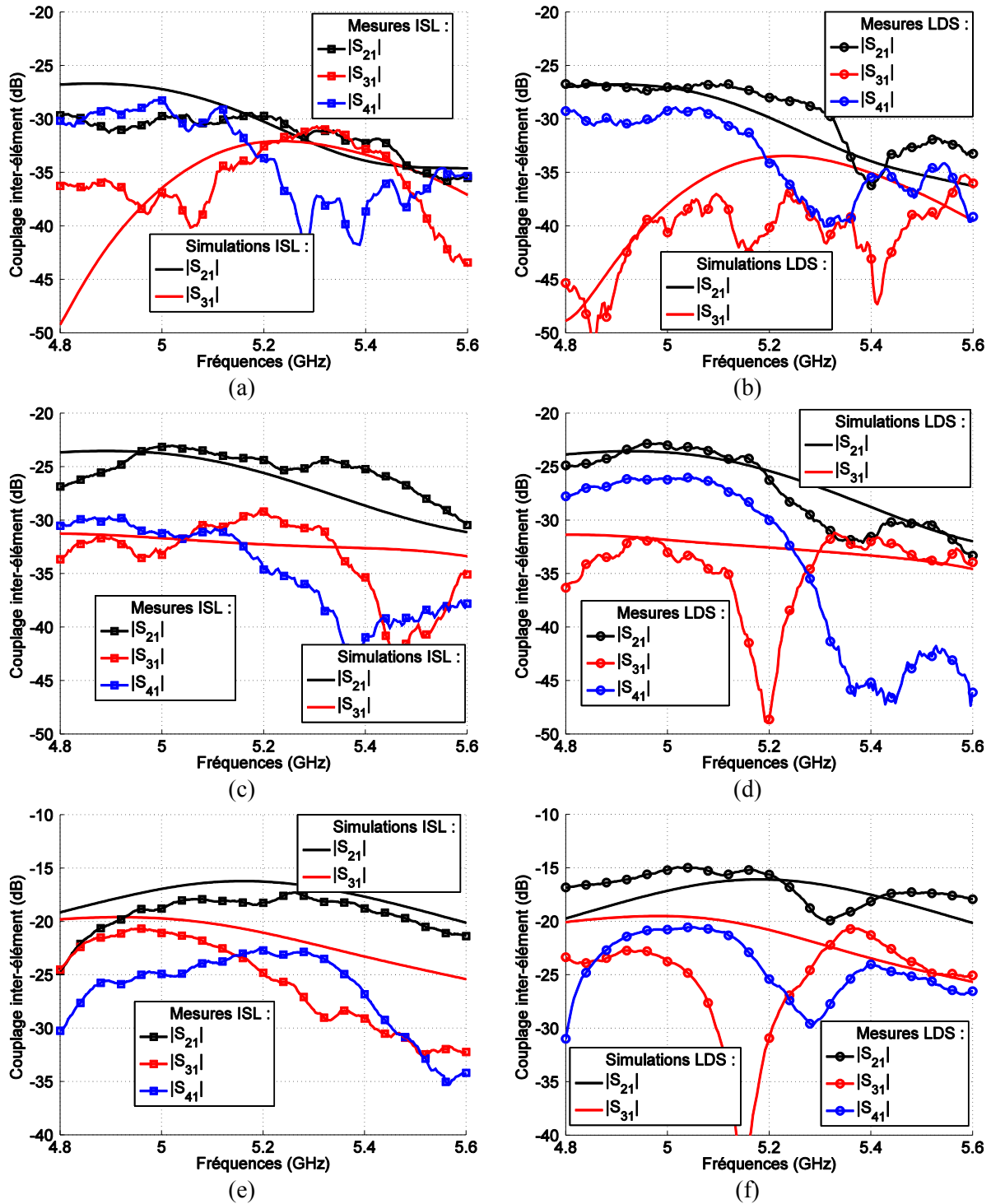


Figure 4-12 : Couplages simulés et mesurés des points ISL et LDS des anneaux (a, b) du bas, (c, d) du milieu et (e, f) et du haut.

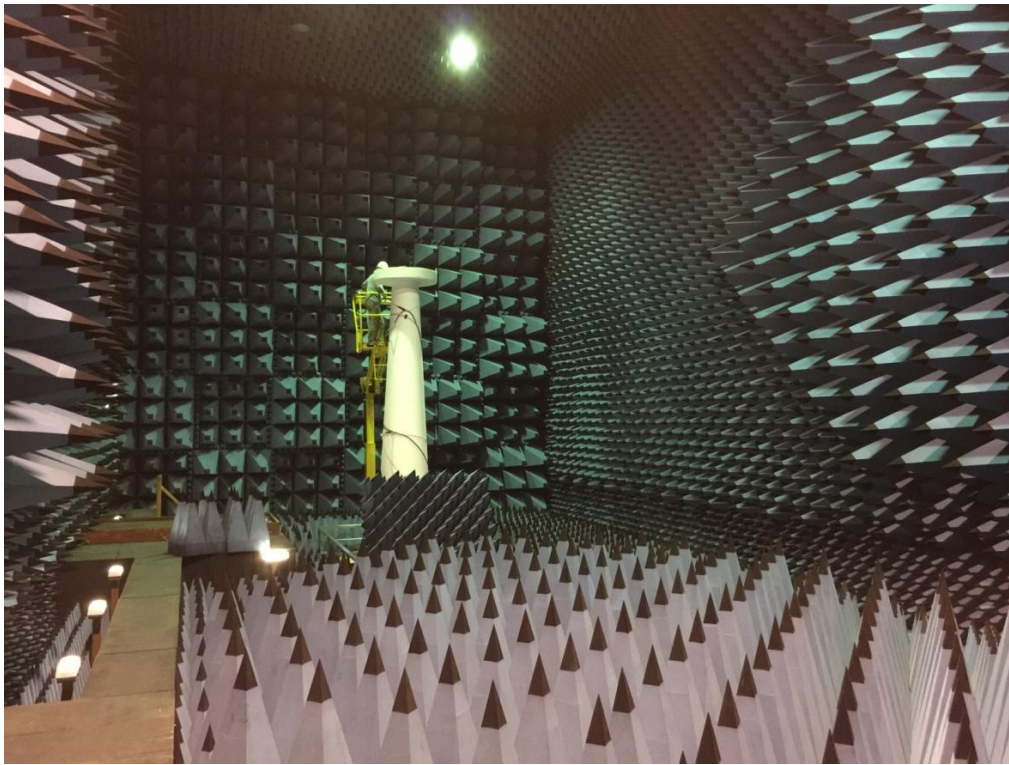
### 4.1.2.2 *Diagrammes de rayonnement*

Les diagrammes de rayonnement des deux pointes (pointes seules sans obus) ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'ISL de type SG24 de la société MVG présentée sur la Figure 4-13 (a). Une autre campagne de mesures a eu lieu sur le site de DGA-MI dans la base de mesures CHEOPS que l'on peut voir sur la Figure 4-13 (b). Seul le réseau réalisé en technologie LDS était pris en compte lors de cette deuxième campagne. On a pu ainsi obtenir des mesures faites en champ proche (ISL) et en champ lointain (DGA-MI). La première partie est destinée aux diagrammes de rayonnement élémentaires qui ont été utilisés par la suite dans l'outil Matlab pour la reconstruction et l'optimisation des lois de phase pour le dépointage du lobe principal. Nous verrons ensuite les diagrammes mesurés des sous-réseaux qui ont été obtenus en utilisant le diviseur de puissance à une entrée et trois sorties présenté dans la section 3.1.2 du Chapitre 3.



(a)





(b)

Figure 4-13 : Chambres anéchoïques (a) SG24 de l'ISL et (b) CHEOPS de DGA-MI.

4.1.2.2.1 Diagrammes de rayonnement élémentaires

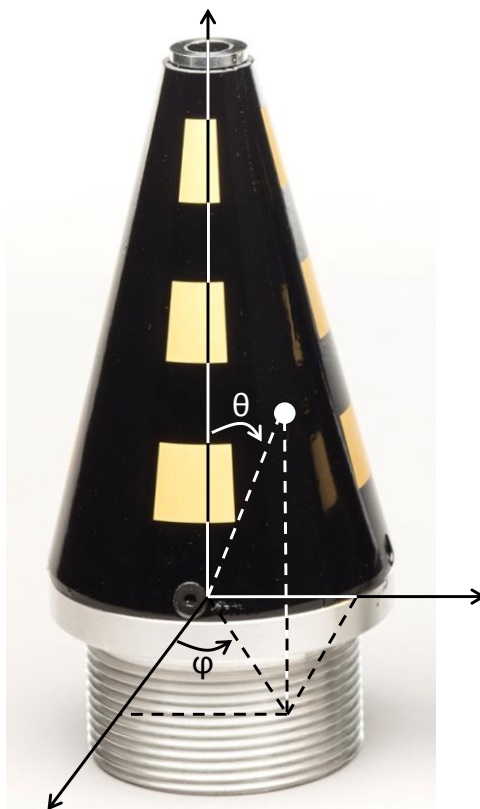


Figure 4-14 : Repère de mesure associé aux deux prototypes.

Etant donné le nombre important de diagrammes de rayonnement (12 diagrammes par structure si on considère un plan de coupe), seul le diagramme d'un élément par anneau sera considéré ici (celui dans la direction  $\varphi = 180^\circ$ ) dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ . Les autres diagrammes des autres éléments sont reportés dans l'Annexe I (toujours dans les mêmes plans, sauf pour les éléments dans les directions  $\varphi = 90^\circ$  et  $\varphi = 270^\circ$ , où on considère le plan de coupe  $\varphi = 90^\circ$ ). Les diagrammes présentés dans cette section ont été mesurés dans la chambre de mesure en champ proche de l'ISL, en maintenant la pointe toujours dans la même position pour les 12 mesures. Le repère associé à ces mesures est défini sur la Figure 4-14.

Les diagrammes correspondants aux éléments rayonnants du réseau fabriqué à l'ISL sont représentés sur la Figure 4-15. D'une manière générale, la polarisation principale mesurée (traits pleins rouges avec symboles carrés) est en accord avec celle simulée. Il en est de même en ce qui concerne la polarisation croisée dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . Les différences principales sont attribuées aux erreurs de fabrication comme le placement des deux substrats sur les deux coques qui désaligne l'élément dans le repère de mesure. Mais ces différences viennent aussi des erreurs de positionnement dans la chambre de mesure, le réseau étant déplacé et replacé pour la mesure de chaque patch. Ces dérives ont pour conséquence un léger décalage entre les repères de la simulation et de la mesure. En revanche, la polarisation croisée mesurée dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  est bien plus importante que celle simulée. On le voit très clairement sur les courbes de gauche de la Figure 4-15. Afin de mettre en évidence cette différence, nous introduisons la grandeur  $\delta_p$  définie comme étant la différence de niveau entre le minimum de la polarisation principale et le maximum de la polarisation croisée dans le secteur défini par l'ouverture à -3dB du lobe principal. Dans le Tableau 4-7 sont répertoriées les valeurs de  $\delta_p$  pour les 12 cas exposés sur la Figure 4-15. Les valeurs simulées et mesurées correspondantes au plan de coupe  $\theta$  sont cohérentes entre elles, et mêmes parfois supérieures en mesure ce qui s'interprète par une polarisation croisée moins élevée comme c'est le cas pour un élément de l'anneau du milieu pour les deux prototypes. En revanche, en s'intéressant aux colonnes des plans de coupe en  $\varphi$ , on s'aperçoit que les différences sont importantes. Par exemple, un élément de l'anneau 2 du prototype fabriqué à l'ISL présente une différence  $\delta_p$  de 27.7dB entre simulations et mesures. Ce niveau de polarisation croisée est maintenu en simulation quelque soit la valeur des tangentes de perte du substrat, mais cette importante différence entre les résultats de simulation et de mesure mérite de faire l'objet d'une étude plus approfondie. On découvrira plus tard dans le document, lors de l'étude du rayonnement des sous-réseaux, que ces écarts sont dus à la position des points d'alimentation.

**Tableau 4-7 : Valeurs de  $\delta_p$  (dB) simulées et mesurées dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$  pour un élément de chaque anneau des deux prototypes.**

Anneau	Prototype ISL				Prototype LDS			
	Simulations		Mesures		Simulations		Mesures	
	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$
<b>Bas</b>	26.9	12.1	15.3	7.1	24.9	12.4	9.0	6.7
<b>Milieu</b>	36.8	9.1	17.2	9.4	36.6	9.6	24.1	13.9
<b>Haut</b>	39.6	13.4	10.1	10.2	41.0	13.0	15.6	9.8



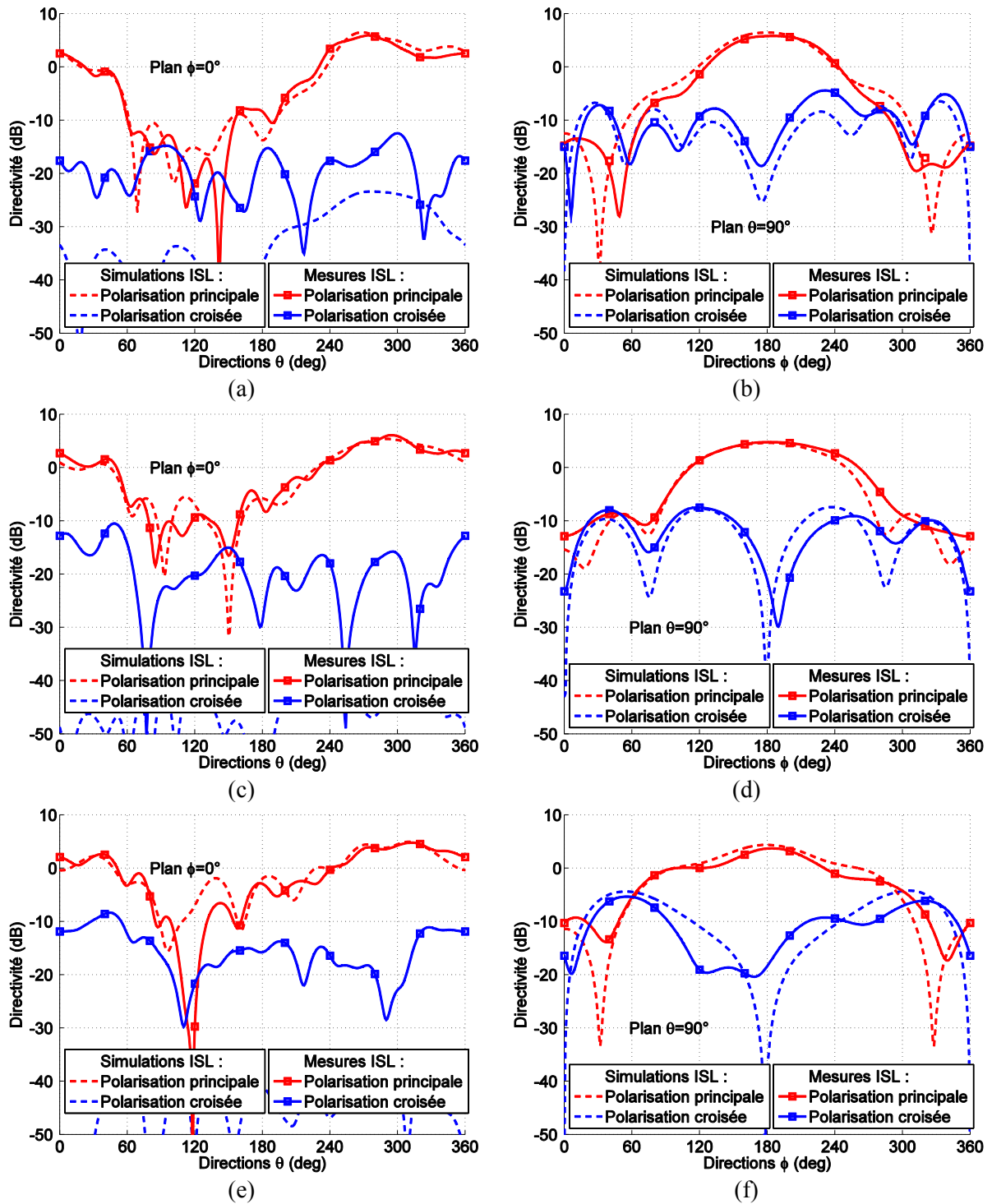
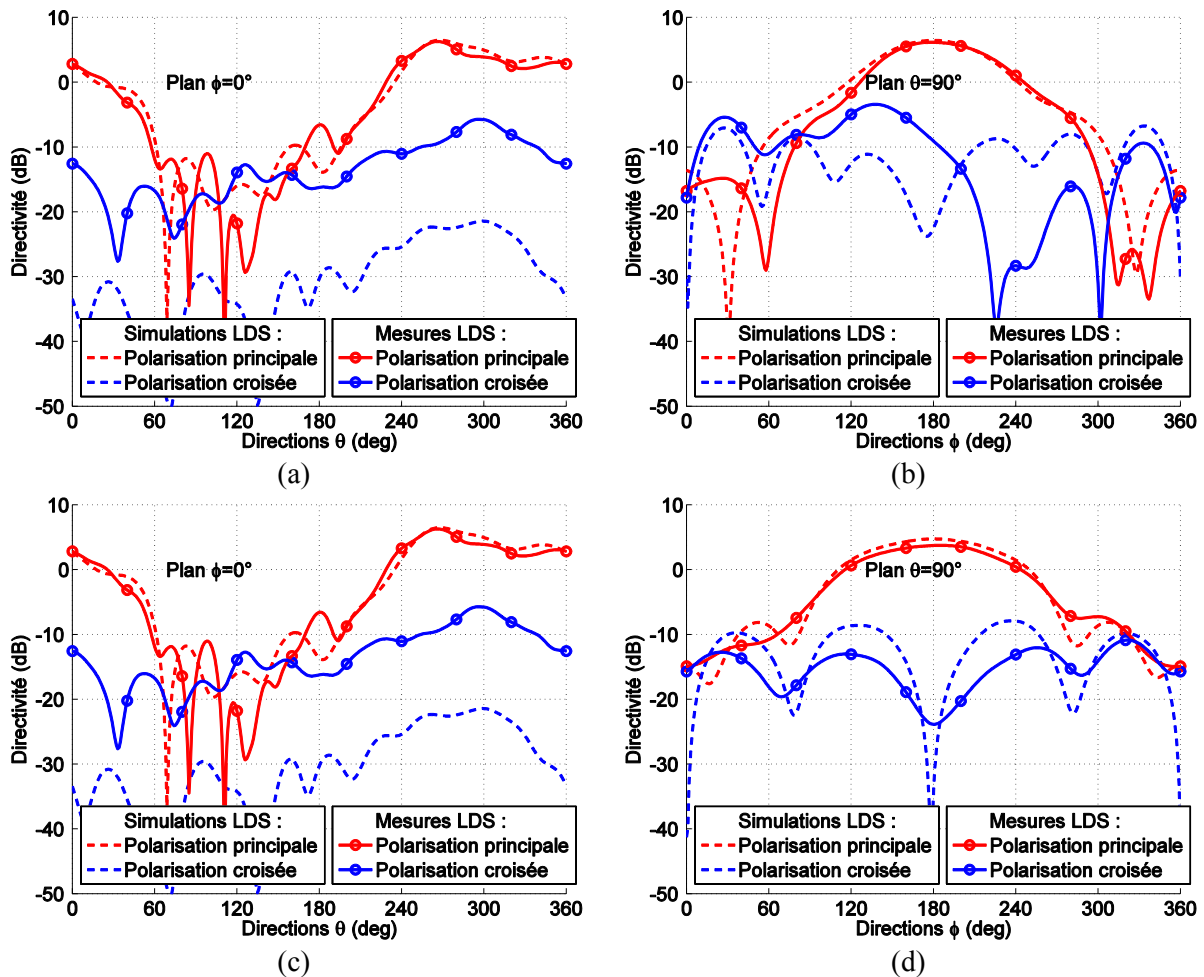


Figure 4-15 : Polarisation principale et polarisation croisée dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$  d'un élément des anneaux (a, b) du bas, (c, d) du milieu et (e, f) du haut de la pointe fabriquée à l'ISL.

Les diagrammes d'un des éléments de chaque anneau du réseau fabriqué en technologie LDS sont exposés sur la Figure 4-16 pour les mêmes plans de coupe que précédemment. Globalement, les mêmes remarques qui ont été faites pour le premier prototype peuvent également s'appliquer ici. On obtient un très bon accord entre les simulations et les mesures en ce qui concerne la polarisation principale pour tous les patches de chaque anneau. La polarisation croisée mesurée des éléments du milieu et du haut représentée sur la Figure 4-16 (d) et sur la Figure 4-16 (f) respectivement présente les mêmes niveaux que celle simulée. En revanche, celle de l'élément de l'anneau du bas n'est pas symétrique comparée aux deux autres dans le plan  $\theta = 90^\circ$  comme on peut le voir sur la Figure 4-16 (b). Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , les niveaux de polarisation croisée sont à nouveau les plus élevés en mesure. On peut relever jusqu'à 30dB de différence entre les simulations et les résultats de mesure. Une fois de plus, les valeurs de  $\delta_p$  sont relevées pour chaque diagramme et répertoriées dans le Tableau 4-7. On retrouve à nouveau les valeurs les plus faibles pour les mesures dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  et l'écart entre les simulations et les mesures y est également mis en évidence. L'origine de ces niveaux de polarisation croisée est présentée dans la partie suivante. Elle aura probablement un impact sur la polarisation croisée d'un sous-réseau, dont l'exploitation est faite dans la section suivante.



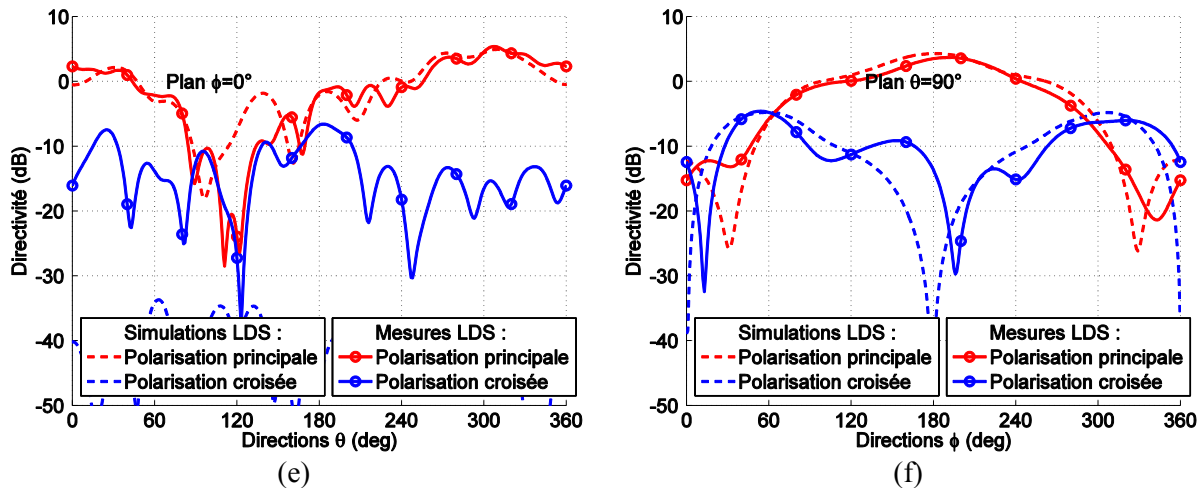


Figure 4-16 : Polarisation principale et polarisation croisée dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$  d'un élément des anneaux (a, b) du bas, (c, d) du milieu et (e, f) du haut de la pointe fabriquée en technologie LDS.

Le dernier point abordé dans cette partie est l'efficacité de rayonnement des 12 éléments des deux prototypes. Cette efficacité  $\eta$  est définie par

$$\eta = \frac{G}{D(1 - |\Gamma|^2)} \quad (4.1)$$

où  $G$  est le gain de l'antenne,  $D$  sa directivité et  $|\Gamma|^2$  le coefficient de réflexion. Elle est conforme à la définition présente dans [114] (ch. 1 p.25), et se traduit par le rapport de la puissance émise sur la puissance acceptée par l'antenne. Ces valeurs sont représentées dans le Tableau 4-8. Nous pouvons remarquer globalement que plus la largeur du patch est réduite, moins l'efficacité est importante, avec cependant quelques cas particuliers. En effet, si on prend l'exemple des éléments situés dans la direction  $\varphi = 90^\circ$  du prototype ISL, le patch de l'anneau du milieu présente l'efficacité la plus importante, et l'efficacité des patch du bas et du haut sont les mêmes. Dans le cas du prototype fabriqué en technologie LDS, l'élément en  $\varphi = 180^\circ$  de l'anneau du milieu présente un rendement inférieur à celui se trouvant au-dessus de lui sur l'anneau du haut. Généralement, il n'y a pas de différence flagrante entre les deux réalisations. Cependant, elle est importante dans deux cas : les patches situés en  $\varphi = 90^\circ$  des anneaux du haut, et ceux en  $\varphi = 180^\circ$  des anneaux du milieu. On relève une efficacité de 71% et 72% pour le prototype ISL contre 54% et 57% pour le prototype LDS pour les deux cas respectivement. L'efficacité du prototype LDS étant toujours inférieure à celle du prototype ISL dans les deux cas. On peut associer ces pertes dans un premier temps à la réduction progressive de la largeur des éléments rayonnants, mais également aux tangentes de pertes importantes du matériaux utilisé (estimées à 0.01). La réalisation LDS est plus précise, mais elle se révèle moins efficace. La couche de peinture, dont on ne connaît pas les caractéristiques, peut avoir un impact sur cette efficacité. Comme le rayon est plus petit au niveau de la pointe, on peut imaginer une épaisseur plus importante à ce niveau. Cette épaisseur dépend également de la position qu'avait la pointe lors du séchage.

Tableau 4-8 : Efficacité de rayonnement de chaque élément (repéré par anneau et par direction  $\varphi$ ) des deux prototypes.

Eléments	Prototype ISL				Prototype LDS			
	$\varphi = 0^\circ$	$\varphi = 90^\circ$	$\varphi = 180^\circ$	$\varphi = 270^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\varphi = 90^\circ$	$\varphi = 180^\circ$	$\varphi = 270^\circ$
Anneau bas	76%	71%	74%	72%	76%	74%	73%	75%
Anneau milieu	71%	74%	72%	72%	73%	72%	57%	73%
Anneau haut	70%	71%	68%	67%	66%	54%	61%	67%

4.1.2.2 Diagrammes de rayonnement des sous-réseaux



Figure 4-17 : Exemples de sous-réseaux mesurés.

Les diagrammes de rayonnement de chaque sous-réseau représenté en rouge sur la Figure 4-17 ont été mesurés en utilisant le diviseur de puissance présenté dans le Chapitre 3. Nous avons vu dans la partie précédente que les diagrammes mesurés des prototypes ISL et LDS présentaient les mêmes caractéristiques. Afin d’éviter la redondance des résultats, le reste de l’étude sera faite en considérant uniquement la pointe qui a été fabriquée en technologie LDS.

Les premiers diagrammes relevés dans les plans correspondants aux quatre sous-réseaux sont représentés sur la Figure 4-18. Les diagrammes simulés de chaque sous-réseau ont été obtenus avec une pondération uniforme (en amplitude et en phase) sur chacun des 3 éléments. Les polarisations principales simulées et mesurées (courbes rouges en traits discontinu et plein respectivement) sont très proches les unes des autres, avec quelques différences plus visibles pour le sous-réseau positionné en  $\varphi = 90^\circ$  (Figure 4-18 (b)). Dans ce cas, si l’on se réfère au Tableau 4-10 qui regroupe les caractéristiques principales de chaque diagramme, on voit que la direction et l’ouverture du lobe principale présentent des différences plus importantes par rapport aux simulations, mais sans être incohérents pour autant. Ces différences ne sont que de 4°, alors qu’elles ne sont que de 1° ou 2° dans

le cas des autres sous-réseaux. Les résultats de mesure sont donc globalement en accords avec les résultats de simulation si on considère la polarisation principale. En revanche, les polarisations croisées simulées et mesurées présentent toujours d'importantes différences dans ce plan. On le remarque pour tous les sous-réseaux. L'indice  $\delta_p$  introduit plus haut est reporté dans le Tableau 4-10 pour chacun des sous-réseaux. En général, cet indice est plus important en simulation qu'en mesure. Il est minimal dans le cas du sous-réseau situé en  $\varphi = 270^\circ$  (13.7dB) dont le rayonnement est représenté sur la Figure 4-18 (d).

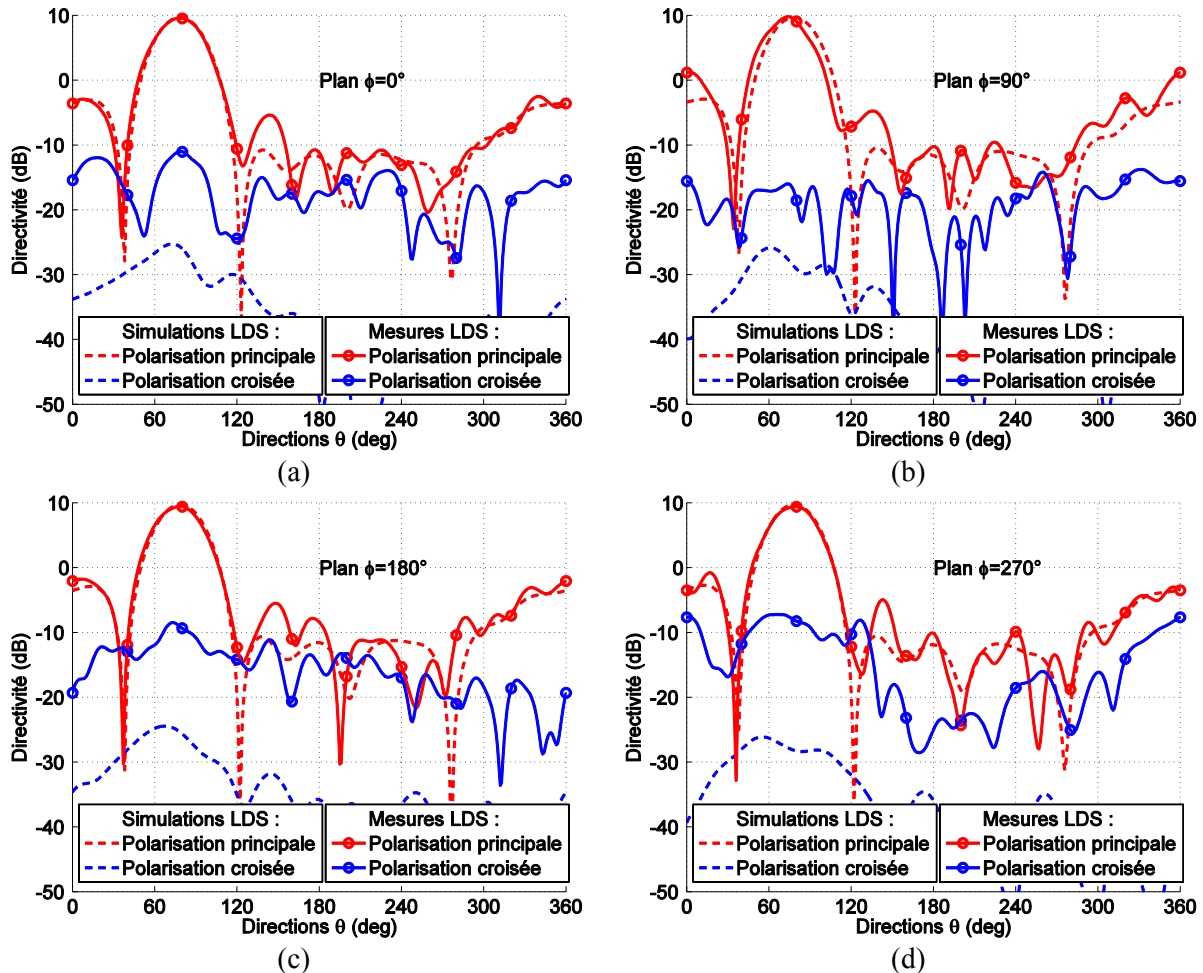


Figure 4-18 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des 4 sous-réseaux dans les plans correspondants à leur position : (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

Nous avons représenté dans un deuxième temps les diagrammes de rayonnements dans le plan  $\theta = 75^\circ$  des 4 sous-réseaux sur la Figure 4-19. On peut relever dans ce plan que la polarisation croisée mesurée correspond mieux à celle simulée. De plus, les différences que l'on pouvait observer dans les plans  $\varphi$  peuvent en parti s'expliquer par ces résultats. Dans les 4 cas, il y a des directions  $\varphi$  dans lesquelles les simulations et les mesures sont très proches, ce qui illustre le fait que la pointe est bien positionnée dans la chambre de mesures (à quelques degrés près). Ces légères erreurs de positionnement peuvent être relevées dans le Tableau 4-10 par la direction du lobe principal dans le plan  $\theta = 75^\circ$ . En revanche, d'autres directions  $\varphi$  (comme celles correspondantes aux positions des sous-réseaux) présentent des différences plus importantes entre les simulations et les mesures. Ces différences sont dues à un décalage du creux visible dans la direction principale en simulation. Si on prend l'exemple du diagramme du sous-réseau positionné en  $\varphi = 180^\circ$  représenté sur la Figure 4-19 (c), ce creux se trouve dans la directions  $\varphi = 180^\circ$  en simulation. En mesure, ce phénomène apparait

dans la direction  $\varphi = 200^\circ$  (décalage de  $20^\circ$  par rapport à la direction principale contre  $10^\circ$  de décalage du lobe principale) ce qui apporte une dissymétrie et donc un niveau de polarisation croisée plus important dans la direction principale. Ceci est lié directement à l'indice  $\delta_p$  relevé dans les plans  $\varphi$ . En effet, le cas du sous-réseau situé en  $\varphi = 90^\circ$ , qui présente un indice  $\delta_p$  de 23dB (le plus important mesuré) présente un creux dans la polarisation croisée décalé de  $7^\circ$ . La polarisation principale mesurée de chaque sous-réseau est toujours en accord avec celle simulée. Les différences les plus notables que l'on peut voir sur la Figure 4-19 sont des rayonnements arrières plus importants illustrés par un FTBR moins important en mesure dans le Tableau 4-10, mais aussi un léger décalage de la direction principale, moins visible sur les courbes, mais bien représenté dans le tableau. Ces légers écarts viennent dans un premier temps de l'assemblage de la pointe qui peut décaler les deux sous-réseaux d'une coque par rapport à l'autre. La pointe étant maintenue (pour le mieux) toujours dans la même position pour les mesures de chaque sous-réseau, cet écart est visible sur les mesures. Dans un deuxième temps, le fait de repositionner la pointe entre chaque mesure afin de connecter le sous-réseau à mesurer au diviseur de puissance est également une source d'erreurs. On peut enfin relever des ouvertures un peu plus importantes en mesures qu'en simulations : environ  $5^\circ$  de plus pour chaque sous-réseau sauf celui positionné en  $\varphi = 90^\circ$  dont l'ouverture est plus étroite de  $1^\circ$ .

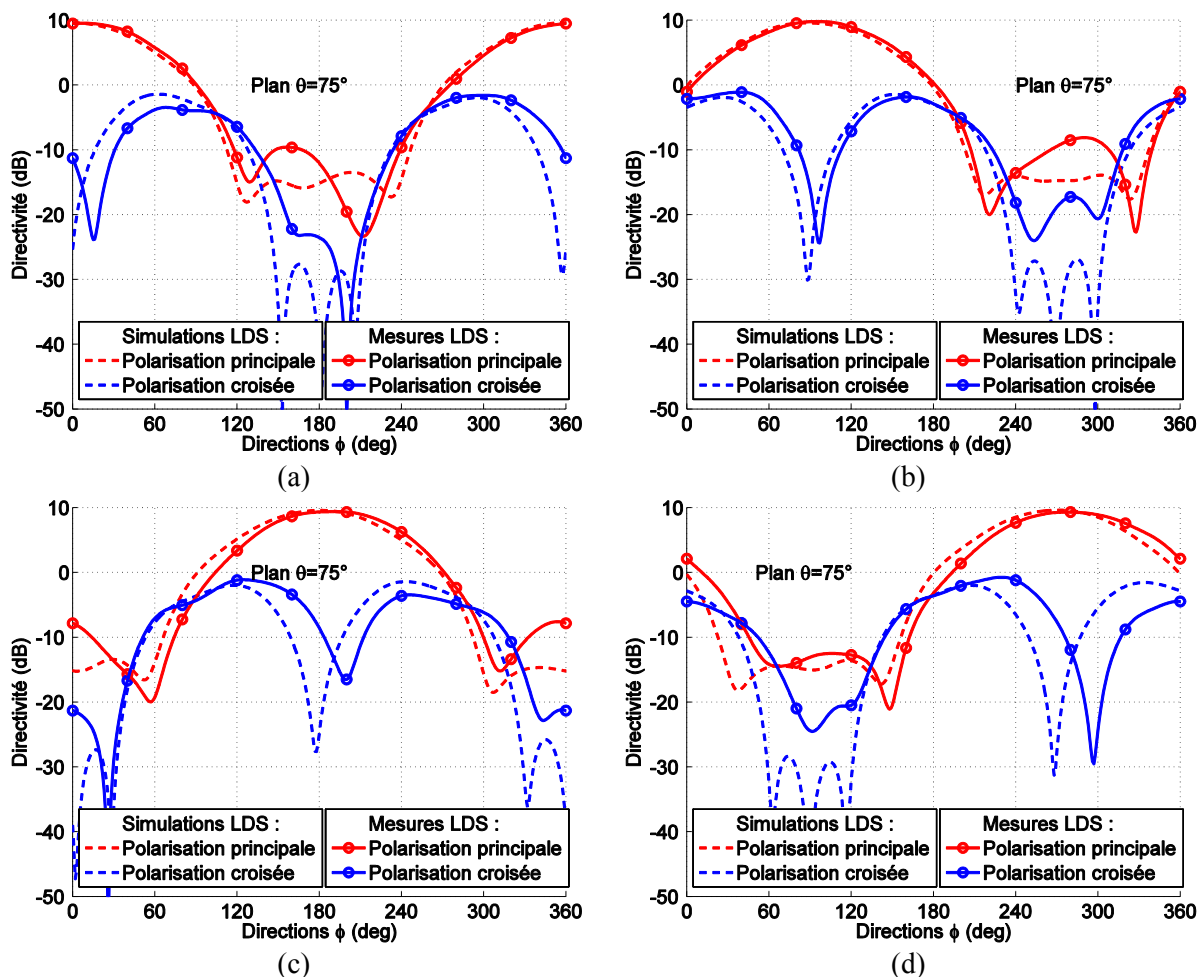


Figure 4-19 : Diagrammes de rayonnement dans le plan  $\theta = 75^\circ$  des sous-réseaux positionnés en (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

Le répartiteur développé pour le circuit d'alimentation du réseau a donc été utilisé dans un premier temps pour mesurer les diagrammes de rayonnement de chaque sous-réseau. Malgré les légères différences en amplitude sur ses 3 sorties que nous avons relevé dans le Chapitre 3, les



résultats de mesures sont satisfaisants. Nous avons obtenu une bonne reproduction des diagrammes de rayonnement avec des caractéristiques très proches en simulations et en mesures pour la polarisation principale. Ces résultats ont permis d'expliquer en partie pourquoi les polarisations croisées simulées et mesurées n'étaient pas en accord dans les plans  $\varphi$ . Le fait d'obtenir un creux dans la direction principale en simulation et décalé pour les mesures n'était pas un phénomène très visible lors de l'étude du rayonnement de chaque élément rayonnant.

Après plusieurs essais en simulation (comme l'utilisation de substrats présentant des tangentes de pertes plus importantes), il s'est avéré que ces écarts sont probablement dus à la position du point d'alimentation par rapport à la largeur du patch. En effet, cette position n'est pas tout à fait la même sur les prototypes que sur le modèle numérique (perçage à la main). Ces imprécisions ont non seulement un impact sur la symétrie des diagrammes dont la conséquence est l'augmentation de la polarisation croisée dans les plans étudiés, mais aussi sur la direction du lobe principal dans les plans  $\theta$  qui est légèrement décalée par rapport à la prise en compte d'une position parfaite de la sonde. Nous avons représenté sur la Figure 4-20 les trois éléments rayonnants qui composent le sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ . Sur chacune de ces photographies nous pouvons nous faire une idée, grâce aux graduations, du décalage du point d'alimentation. La Figure 4-20 (a) représente l'élément de l'anneau du bas. Nous mesurons un décalage d'environ 1mm sur la gauche du point d'alimentation. Aucun décalage n'est mesuré sur l'élément de l'anneau du milieu représenté sur la Figure 4-20 (b). Enfin, le décalage mesuré sur l'élément de l'anneau du haut est d'environ un demi millimètre comme on peut le deviner sur la Figure 4-20 (c). Ceci reste bien entendu un moyen de mesure approximatif, mais qui nous permet d'avoir une approche de cette déviation afin d'observer les conséquences que cela implique en simulation. Chacune des mesures ont été réalisées par un microscope d'inspection vidéo. Tous les décalages sont répertoriés dans le Tableau 4-9 pour chaque élément rayonnant.

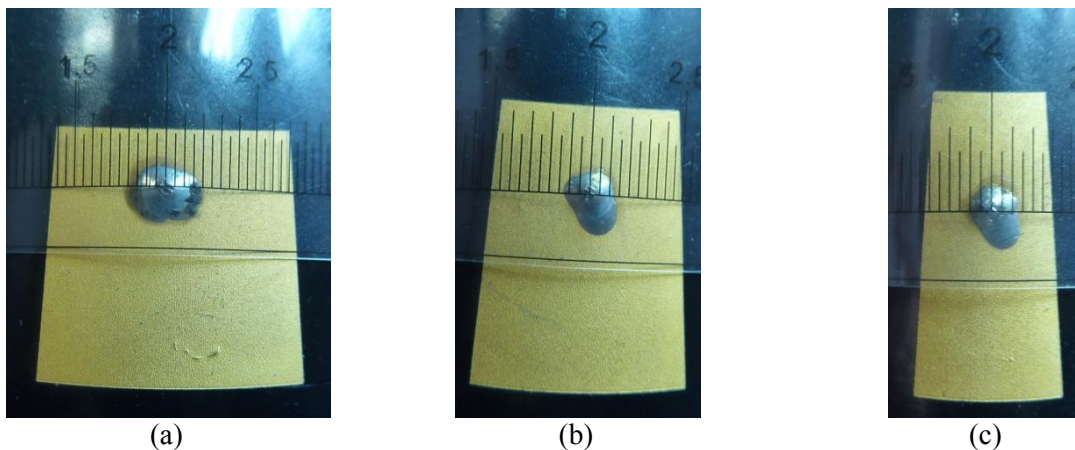


Figure 4-20 : Mesure du décalage azimutal du point d'alimentation des élément (a) du bas (b) du milieu et (c) du haut du sous-réseau situé en  $\varphi = 0^\circ$ .

Tableau 4-9 : Mesure du décalage des points d'alimentation de tous les éléments rayonnants.

Elément / Anneau	1	2	3	4
1	0.4mm	0mm	0.9mm	0.6mm
2	0.1mm	0.2mm	0.2mm	0.5mm
3	0.1mm	0.1mm	0.2mm	0.3mm



Les diagrammes de rayonnement simulés en ayant pris en compte les légères déviations des positions des points d'alimentation sont représentés sur la Figure 4-21. Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , dont les résultats sont représentés sur la Figure 4-21 (a), on peut voir que la polarisation principale ne subit pas l'effet de ce décalage. Nous obtenons les mêmes résultats que précédemment, avec une très bonne corrélation entre les simulations et les mesures. En revanche, ce qui est très intéressant est de voir que les polarisations croisées mesurée et simulée sont maintenant plus en accord par rapport aux résultats présentés plus haut. De plus, on peut remarquer qu'elle est plus importante en simulation qu'en mesure. En effet, avec un indice  $\delta_p$  de 32.1dB que l'on obtenait précédemment en simulation, il n'est plus que de 14.9dB contre 17.6dB en mesure. Dans le plan  $\theta = 75^\circ$  représenté sur la Figure 4-21 (b), nous obtenons dans un premier temps des polarisations principales plus en accord. En effet, il y a une meilleure corrélation dans le secteur qui s'étend de 120 à 240 par rapport à la Figure 4-19 (a). De plus, la direction principale n'est plus  $\varphi = 358^\circ$  mais  $3^\circ$ , ce qui explique le décalage de  $7^\circ$  du lobe en mesure (Tableau 4-10). L'indice  $\delta_p$  simulé est à nouveau supérieur à celui mesuré, atteignant 6.8dB contre 8.5dB en mesure.

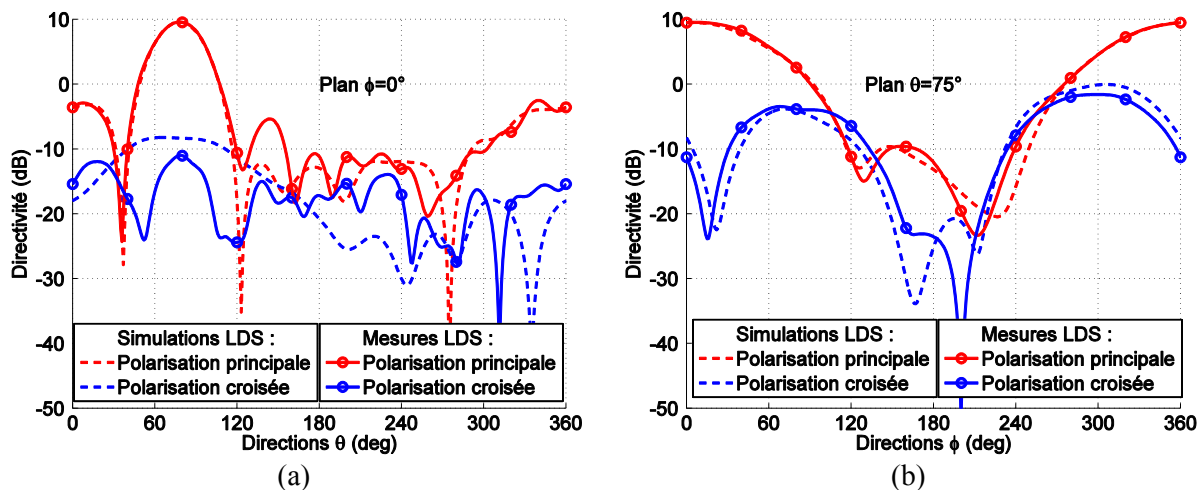


Figure 4-21 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés avec prise en compte d'un décalage des sonde du premier sous-réseau dans les plans (a)  $\varphi = 0^\circ$  et (b)  $\theta = 75^\circ$ .

Cependant, il est important de noter ici que l'impact du décalage des points d'alimentation a été relevé que très tardivement, et ces résultats sont uniquement exposés dans cette section qui traite des sous-réseaux sans le système d'alimentation. La suite de cette partie fera donc intervenir les résultats de simulation qui prennent en compte ce défaut. Mais une fois que l'étude du rayonnement de la pointe avec son système d'alimentation débutera, les résultats de simulation seront à nouveau ceux qui font intervenir une position parfaite des câbles coaxiaux. On pourra alors à nouveau observer d'importantes différences sur les niveaux de polarisation croisée, mais il faudra avoir à l'esprit à ce moment là que l'origine de ces écarts est connue et est due à la position réelle des sondes.

Nous allons observer maintenant si on peut obtenir les mêmes résultats en reconstruisant le rayonnement d'un sous-réseau à partir des résultats de mesure des éléments individuels avec l'outil Matlab décrit dans le Chapitre 2.

Tableau 4-10 : Valeur maximale de directivité, direction du lobe principal, ouverture à mi-puissance (HPBW), FTBR et indice  $\delta_p$  de chaque sous-réseau dans les plans  $\varphi$  et  $\theta = 75^\circ$ .

Plans		Simulations		Mesures		
		$\varphi$	$\theta = 75^\circ$	$\varphi$	$\theta = 75^\circ$	
Position $\varphi$ des sous-réseaux	0°	$D_{max}$ (dB)	9.7	9.6	9.6	9.5
		Direction principale	77°	358°	77°	7°
		HPBW	33°	97°	34°	101°
		FTBR (dB)	22.7	24.9	29.7	23.7
		$\delta_p$ (dB)	32.1	8.8	17.6	8.5
	90°	$D_{max}$ (dB)	9.7	9.6	9.8	9.8
		Direction principale	77°	87°	73°	95°
		HPBW	33°	98°	29°	97°
		FTBR (dB)	22.2	24.4	26.4	18.7
		$\delta_p$ (dB)	32.7	8.7	23.0	8.0
	180°	$D_{max}$ (dB)	9.7	9.6	9.4	9.4
		Direction principale	78°	180°	77°	190°
		HPBW	33°	96°	34°	101°
		FTBR (dB)	22.1	24.8	25.6	18.6
		$\delta_p$ (dB)	31.3	8.9	15.0	7.7
	270°	$D_{max}$ (dB)	9.7	9.6	9.4	9.3
		Direction principale	77°	270°	79°	278°
		HPBW	33°	97°	34°	103°
		FTBR (dB)	23.5	24.6	31.6	21.9
		$\delta_p$ (dB)	33.3	9.0	13.7	7.1

#### 4.1.2.2.3 Reconstruction avec Matlab des diagrammes mesurés

De la même manière qu'avec HFSS, les diagrammes mesurés en amplitude et en phase (non représentés ici) sont extraits puis utilisés dans la reconstruction du rayonnement d'un sous-réseau. En parallèle, les lois d'alimentation disponibles en sortie du système d'alimentation sont également utilisées dans la reconstruction. De cette manière, les lois de phase nécessaires pour le dépointage du lobe principal sont ainsi optimisées grâce à des données de mesures, ce qui représente des résultats plus pertinents que si des résultats de simulation avaient été utilisés.

Dans un premier temps, aucune pondération n'est prise en compte. C'est-à-dire que nous considérons le rayonnement d'un seul sous-réseau (celui dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ ) sans différence de phase entre les éléments et avec une loi d'alimentation en amplitude uniforme. Pour des raisons de clarté des figures, les deux polarisations sont séparées sur des figures différentes. Nous avons donc sur chaque diagramme de la Figure 4-22, 3 diagrammes de rayonnement différents qui sont comparés. Le diagramme obtenu en simulation, le diagramme reconstruit à partir des résultats de mesure qui seront utilisés dans l'optimisation des lois d'alimentations dans la section suivante, puis enfin le diagramme mesuré (en directivité) d'un sous-réseau dont l'exploitation a été faite dans la partie précédente. Concernant la polarisation principale dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  représentée sur la Figure 4-22 (a), les trois diagrammes sont très ressemblants. Sur le diagramme reconstruit en rouge, nous retrouvons quasiment les mêmes caractéristiques des deux autres diagrammes comme en attestent les caractéristiques

principales regroupées dans le Tableau 4-11. On y relève la directivité maximale atteinte  $D_{max}$ , la direction dans laquelle se situe cette valeur, l'ouverture à mi-puissance HPBW, et l'écart de niveau entre le maximum et le niveau atteint dans la direction opposé (FTBR). Les directions et les maximums obtenus sont proches les uns des autres. Avec un maximum dans la direction  $\theta = 74^\circ$  du diagramme reconstruit, on obtient des différences de  $3^\circ$  et  $5^\circ$  par rapport aux deux autres diagrammes considérés. Les ouvertures sont quasiment les mêmes ( $33^\circ$  en simulation,  $34^\circ$  pour la reconstruction et la mesure). Le FTBR, qui n'est pas très représentatif ici, varie selon les cas. Nous avons dans un deuxième temps relevé les diagrammes de rayonnement dans le plan  $\theta = 75^\circ$ . Ce plan est intéressant ici car c'est celui qui contient la normale au sous-réseau et qui est l'angle d'inclinaison de la pointe. C'est aussi la direction théorique dans laquelle devrait se trouver le niveau maximal du rayonnement. Cependant, nous venons de voir que cette direction se situe légèrement autour de  $75^\circ$ . C'est pour cette raison que les directivités maximales relevées dans le Tableau 4-11 dans les deux plans ne sont pas rigoureusement les mêmes. Néanmoins, les 3 diagrammes de la Figure 4-22 (b) sont très proches les uns des autres, notamment dans la moitié supérieure. Les directions des niveaux maximaux sont quasiment les mêmes. Les ouvertures à mi-puissance des diagrammes reconstruit et mesuré sont les mêmes à trois degrés près ( $105^\circ$  et  $101^\circ$  respectivement) contre  $97^\circ$  en simulation. Les FTBR, plus représentatifs ici, sont assez proches entre les 3 cas considérés. Il reste le plus faible en simulation et la valeur la plus importante de 24.4dB est atteinte pour le diagramme reconstruit ce qui se traduit par un rayonnement arrière plus important en simulation. Les polarisations croisées qui sont représentées sur la Figure 4-22 (c) dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  et sur la Figure 4-22 (d) dans le plan  $\theta = 75^\circ$  sont également bien reconstruites et sont en accords avec les résultats mesurés. Ces niveaux de polarisation croisée sont quasiment les mêmes dans les 3 approches considérées ici.

Tableau 4-11 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement simulés, reconstruits et mesurés d'un sous-réseau (loi d'alimentation uniforme en amplitude et en phase).

Plan	$D_{max}$ (dB)		Direction (deg)		HPBW (deg)		FTBR (dB)		$\delta_p$ (dB)	
	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$
	$0^\circ$	$75^\circ$	$0^\circ$	$75^\circ$	$0^\circ$	$75^\circ$	$0^\circ$	$75^\circ$	$0^\circ$	$75^\circ$
<b>Simulation</b>	9.6	9.5	79	5	33	97	22.2	23.1	14.9	6.8
<b>Reconstruction</b>	9.5	9.5	74	7	34	105	31.2	24.4	18.2	8.4
<b>Mesure</b>	9.6	9.5	77	7	34	101	29.7	23.7	17.6	8.5

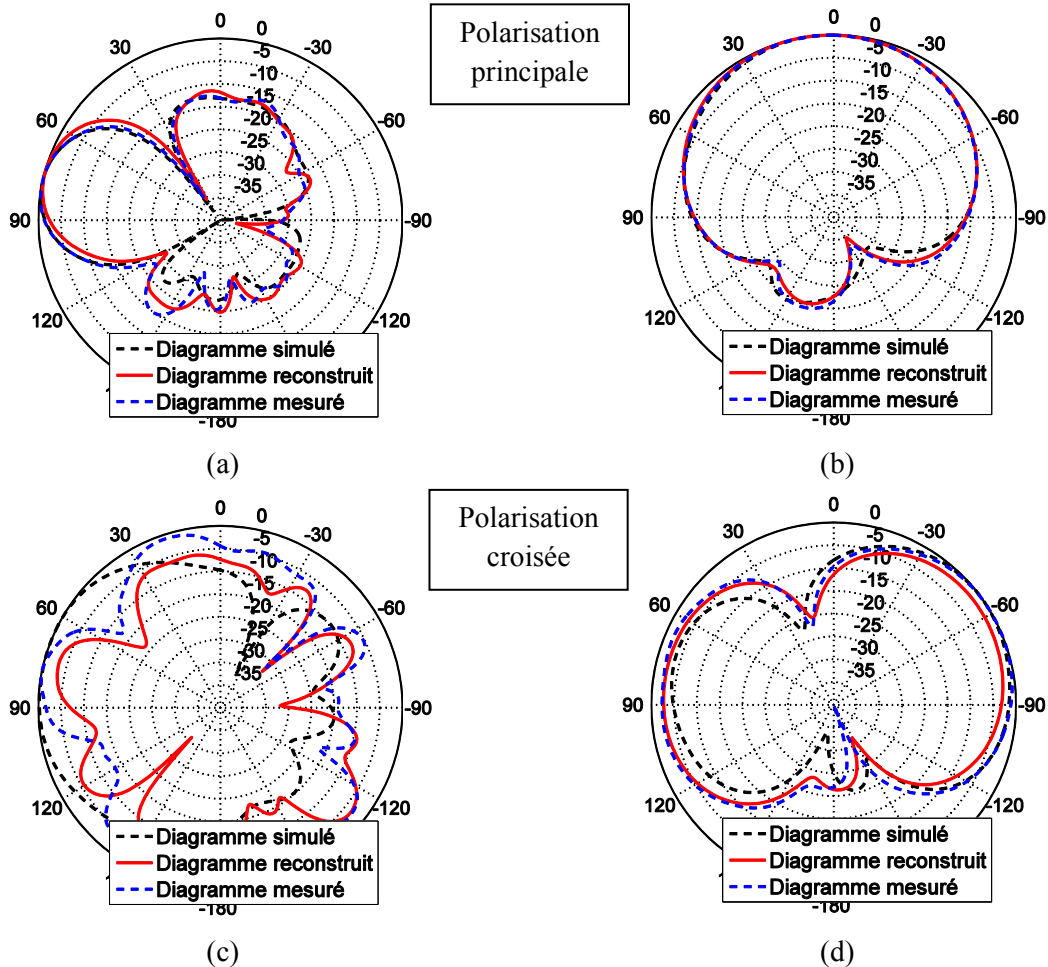


Figure 4-22 : Polarisation principale simulée, reconstruite (à partir des mesures) et mesurée dans (a) le plan  $\varphi = 0^\circ$  et (b) le plan  $\theta = 75^\circ$ . Polarisation croisée simulée, reconstruite (à partir des mesures) et mesurée dans (c) le plan  $\varphi = 0^\circ$  et (d) le plan  $\theta = 75^\circ$ .

La deuxième comparaison se fait uniquement sur des diagrammes simulés et reconstruit car on s'intéresse ici à un dépointage du lobe, et les résultats de mesures seront exposés dans la section suivante. La loi de phase nécessaire pour obtenir la direction du lobe principal voulue a été optimisée en utilisant les résultats de mesures du système d'alimentation, ainsi que les diagrammes mesurés de chaque élément rayonnant. Cette approche implique également de prendre en compte une pondération en amplitude imposée par les erreurs mesurées en sortie du système. Cette loi a donc été utilisée pour dépointer le lobe simulé, puis le diagramme reconstruit. Ils sont visibles sur la Figure 4-23 dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  et le plan  $\theta = 90^\circ$  (direction dans laquelle le maximum du rayonnement devrait être atteint). La loi de phase imposée au sous-réseau est reportée dans le Tableau 4-12.

On peut voir sur la Figure 4-23 ainsi que dans le Tableau 4-13 que la direction désirée est atteinte pour la simulation et la reconstruction à partir des diagrammes mesurés. Les deux diagrammes de la Figure 4-23 (a) sont relativement proches l'un de l'autre, avec la même valeur de directivité maximale et une ouverture à mi-puissance égale à un degré près. On peut en dire autant des diagrammes dans le plan  $\theta = 90^\circ$  qui sont représentés sur la Figure 4-23 (b). On voit que le diagramme reconstruit à partir des mesures présente un rayonnement arrière plus important ce qui se traduit dans le Tableau 4-13 par un FTBR moins important. D'après ces résultats, nous pouvons s'attendre à de bon résultats de mesure du réseau associé à son système d'alimentation. Les polarisations croisées, toujours dans les mêmes plans, sont exposées sur la Figure 4-23 (c) et la Figure 4-23 (d). Les niveaux sont normalisés, mais la grandeur  $\delta_p$  est relevée dans le Tableau 4-13. La remarque est la même que lors des comparaisons précédentes. Cette valeur est plus faible en simulation par rapport à celle obtenue avec les diagrammes reconstruits dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . On peut voir cette différence (d'environ 7dB) sur le diagramme de la Figure 4-23 (c) où les niveaux dans la direction principale sont plus élevés en simulation. On obtient à nouveau une bonne cohérence dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . On peut observer sur la Figure 4-23 (d) à peu près la même dissymétrie, avec cependant un creux plus désaxé en simulation par rapport à la direction  $\varphi = 0^\circ$ . L'indice  $\delta_p$  est toujours moins important en simulation dans ce plan, et la dissymétrie ne pouvait pas être observer sur les résultats de simulation initiaux.

Tableau 4-12 : Loi d'alimentation appliquée à un sous-réseau pour un dépointage du lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ .

Éléments	Bas	Milieu	Haut
Amplitude	0.74	0.78	1
Phase	160	-133	-93

Tableau 4-13 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement simulés et reconstruits d'un sous-réseau (loi d'alimentation permettant un dépointage du lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ ).

Plan	$D_{max}$ (dB)		Direction (deg)		HPBW (deg)		FTBR (dB)		$\delta_p$ (dB)	
	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$	$\varphi$	$\theta$
	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$
<b>Simulation</b>	9.6	9.6	92	4	31	95	25.9	28.1	15.1	8.9
<b>Reconstruction</b>	9.6	9.6	86	4	32	91	22.8	23.9	22.1	11.0

On retient donc de cette partie que l'outil permet également de reconstruire des diagrammes issus de mesures (en ce qui concerne la polarisation principale et la polarisation croisée), ce qui permet ainsi d'être plus cohérent avec les lois de phases optimisées pour le dépointage du lobe principal.

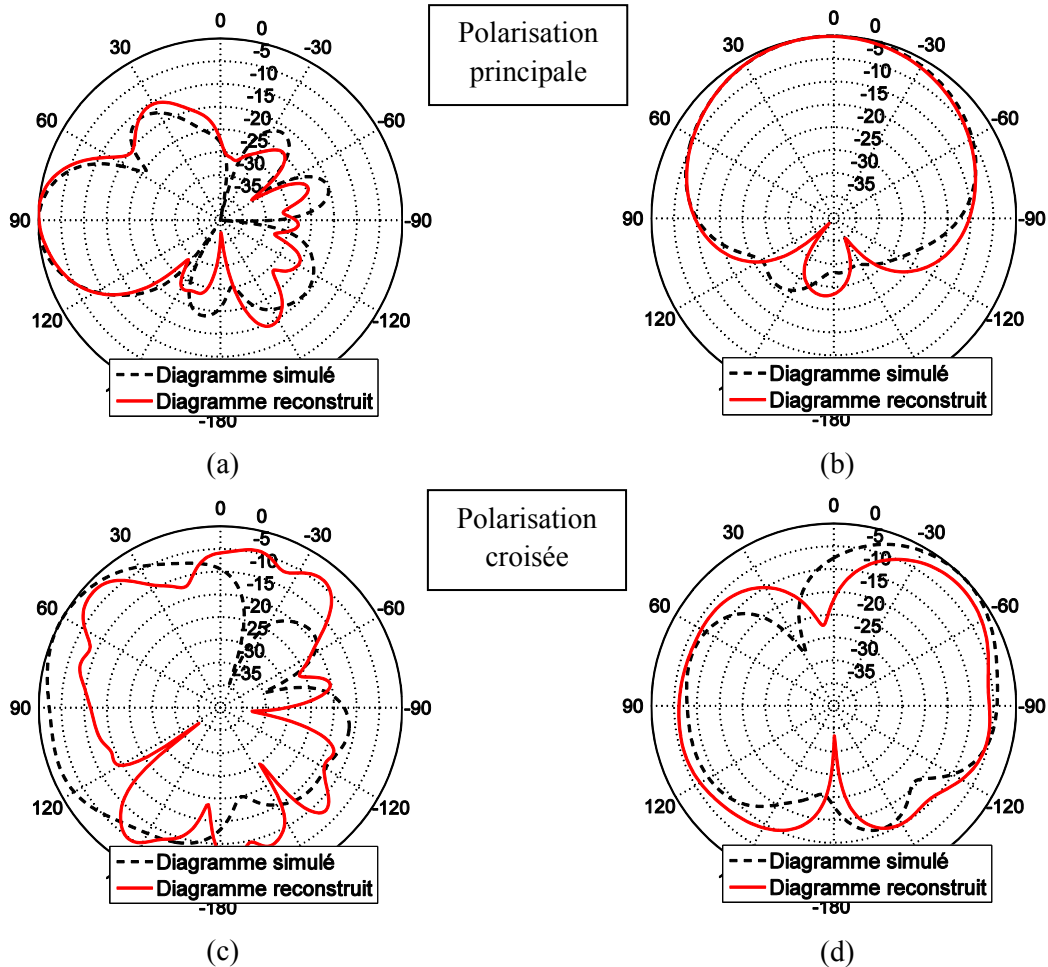


Figure 4-23 : Polarisations principales simulée et reconstruite (à partir des mesures) dans (a) le plan  $\varphi = 0^\circ$  et (b) le plan  $\theta = 90^\circ$  et polarisations croisées simulée et reconstruite (à partir des mesures) dans (c) le plan  $\varphi = 0^\circ$  et (d) le plan  $\theta = 90^\circ$  avec un dépointage dans la direction  $\theta = 90^\circ$ .

### 4.1.3 Le réseau pyramidal à polarisation circulaire

Le réseau pyramidal présenté dans la section 2.3.3 du Chapitre 2 a été réalisé à l'ISL. Il est constitué d'une structure principale en aluminium (Figure 4-24 (a)) qui servira de base pour le réseau. Les éléments rayonnants de géométrie circulaire ont été réalisés sur des substrats (RO4350) de forme triangulaire et d'épaisseur 1.5mm que l'on peut voir sur la Figure 4-24 (b). Chaque câble coaxial a été soudé à chaque plaquette avant leur collage sur la structure de base pour finalement former le réseau de la Figure 4-24 (c).

Le circuit de distribution initial représenté sur la Figure 4-25 (a) devait comporter tout d'abord un commutateur à une entrée et quatre sorties. Ce commutateur était destiné à commuter entre les différents sous-réseaux. Afin de réaliser la polarisation circulaire, on pouvait trouver sur le même accès de chaque élément un diviseur hybride à une entrée et 2 sorties, dont une était déphasée de  $90^\circ$ . Enfin, pour créer un déphasage entre deux éléments d'un sous-réseau, un déphaseur était installé après une des sorties du diviseur hybride. Ces déphaseurs étaient les mêmes que ceux utilisés dans le circuit de pilotage de la pointe à 12 éléments. Finalement, suite à des complications rencontrées lors de la phase d'approvisionnement des composants électroniques (livraison de mauvais composants), ce circuit n'a pas pu être réalisé. Cependant, les diagrammes de rayonnement de chaque sous-réseau ont tout de même pu être mesurés en utilisant deux diviseurs de puissance hybrides avant chaque élément d'un sous-réseau, précédés d'un diviseur de puissance à une entrée et quatre sorties (deux sorties du diviseur étant chargées sur 50 ). Ce circuit est schématisé sur la Figure 4-25 (b).

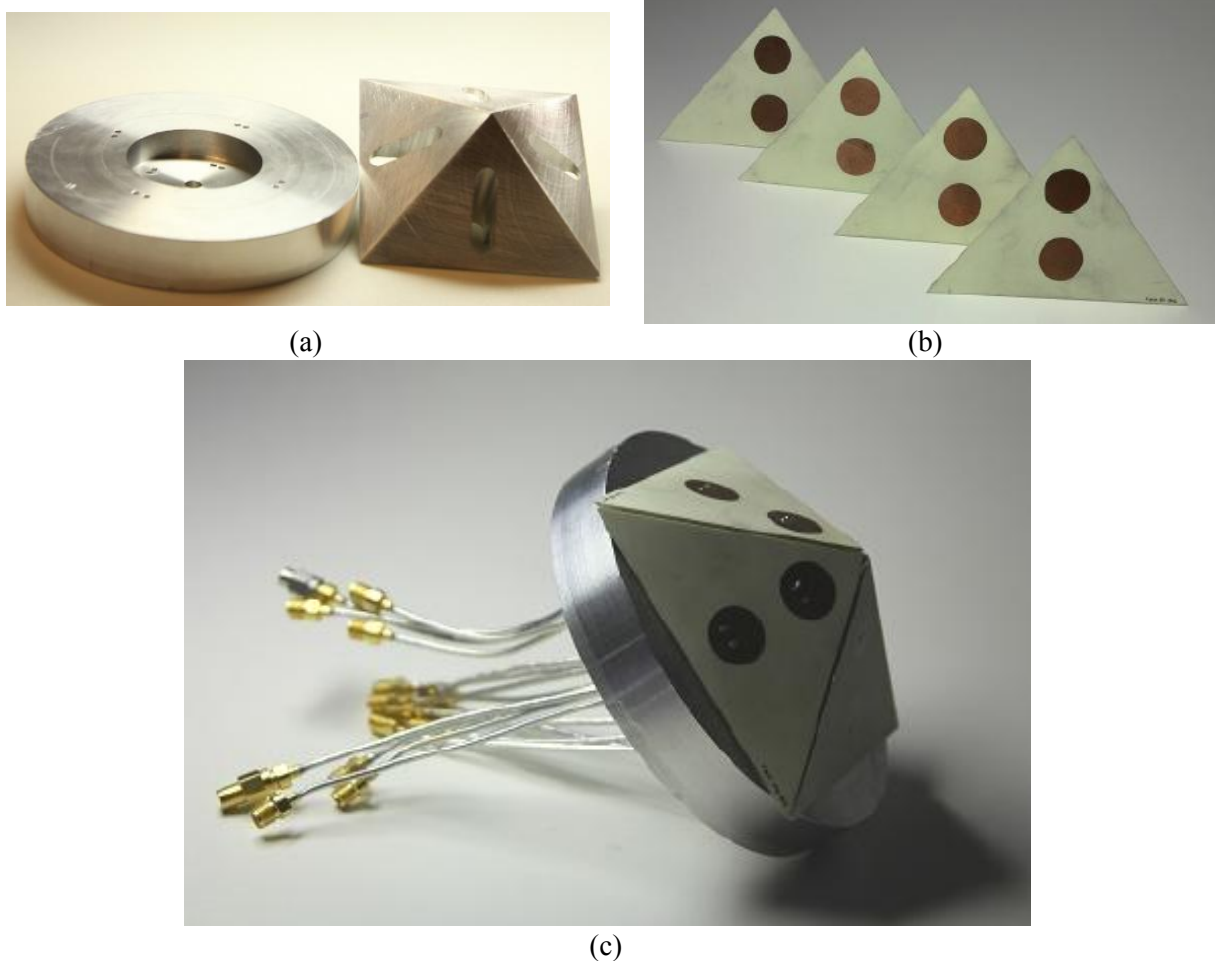


Figure 4-24 : (a) Structure mécanique destinée à accueillir (b) les 4 sous-réseaux de 2 éléments rayonnants pour former (c) un réseau pyramidal de 2 anneaux de 4 éléments.





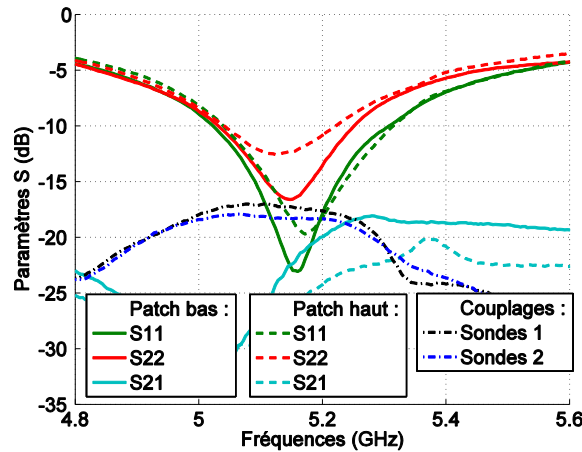


Figure 4-26 : Paramètres S mesurés sur un sous-réseau.

Tableau 4-14 : Bilan de l'adaptation d'un sous-réseau du réseau pyramidal.

		$ S_{ii} $ (dB) @ $F_{res}$	$ S_{ii} $ @ 5.2GHz (dB)	BW (MHz)
Patch du bas	Port 1	-23.1 @ 5160MHz	-17.9	280
	Port 2	-16.6 @ 5148MHz	-13.5	216
Patch du haut	Port 1	-19.7 @ 5172 MHz	-18.2	272
	Port 2	-12.6 @ 5128MHz	-10.8	176

La cartographie du champ mesuré est représentée sur la Figure 4-27 (a). Sachant que l'inclinaison de la pyramide est de 30° par rapport à l'horizontal, le lobe principal est légèrement incliné par rapport à la direction  $\theta = 30^\circ$ . De plus, sachant que le sous-réseau mesuré est celui qui se trouve dans la direction  $\varphi = 90^\circ$  (dans le repère associé à la chambre de mesure, confondu avec celui de la pyramide), on ne retrouve pas exactement le maximum dans ce plan, dont le diagramme de rayonnement est représenté sur la Figure 4-27 (b). Ce phénomène peut aussi être aperçu sur la Figure 4-27 (c) qui représente le rapport axial du sous-réseau dans tout l'espace. On voit que sa valeur est inférieure à 1dB (zone bleue foncée) autour d'un plan  $\varphi$  proche de 60°, et pour une direction  $\theta$  légèrement supérieure à 30°. Le rapport axial relevé dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  représenté sur la Figure 4-27 (d) n'est pas vraiment satisfaisant en terme de largeur de secteur où il est inférieur à 3dB. Si on reste dans l'ouverture du lobe principal du diagramme de la Figure 4-27 (b), on relève un premier secteur de 18° et un deuxième secteur de même largeur séparés tous deux par une zone dans laquelle il atteint environ 4.2dB. Ce décalage de 30°, notamment du lobe principal, est très important. On peut l'attribuer à un mauvais positionnement dans la chambre, mais aussi à une erreur de placement sur la base métallique qui accueille les 4 sous-réseaux (qui explique également la légère inclinaison supplémentaire par rapport à la direction  $\theta$ ). Cette erreur est due en partie à la soudure sur le plan de masse des câbles coaxiaux qui empêche de réaliser un contact parfait entre la face inférieure d'un substrat, et la face supérieure de la pyramide en aluminium. Mais cette étude nécessite d'être approfondie en réalisant à nouveau des mesures avec le circuit d'alimentation prévu et des composants adéquats. Il faut remarquer que seules des configurations présentant des déphasages ont été étudiées en simulations, or celle mesurée ici n'a pas été prise en compte dans les simulations.

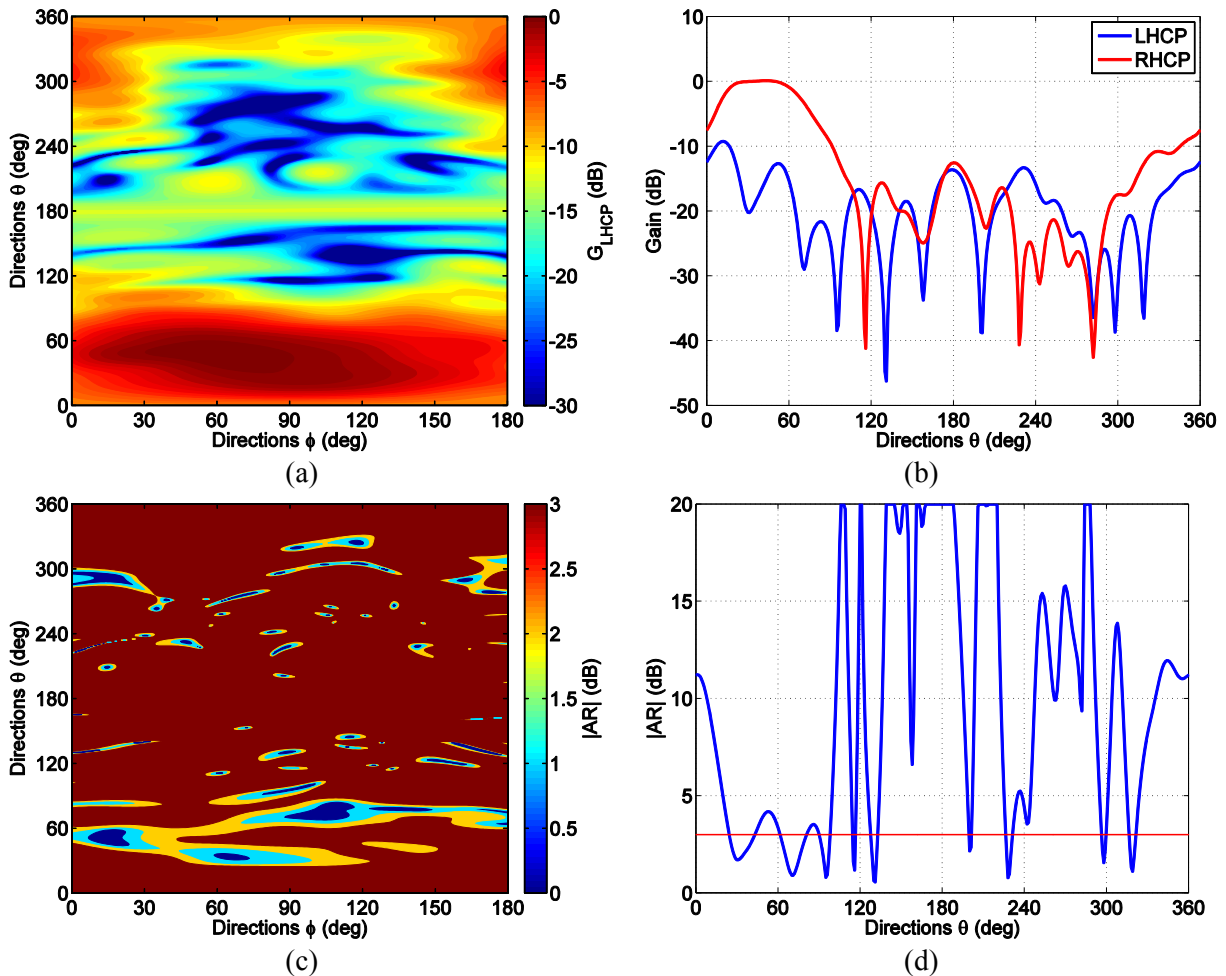


Figure 4-27 : (a) Cartographie et (b) diagramme de rayonnement mesuré dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  d'un sous-réseau. (c) Rapport axial du sous-réseau dans tout l'espace et (d) plus particulièrement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

On retiendra de cette étude et de ces mesures que cette alternative pour rayonner vers l'arrière du projectile est une approche très intéressante et très encourageante. L'étude théorique a abouti à un réseau présentant un rapport axial satisfaisant sur les secteurs retenus, alors que les agencements étudiés au départ ne répondaient pas aux exigences attendues. Les mesures, même si des problèmes ont été rencontrés pendant le développement du circuit de répartition, ont présenté un réseau avec une bande-passante inférieure à 200MHz à cause d'erreurs de fabrication. Le coefficient de réflexion reste néanmoins inférieur à -10dB à la fréquence de 5.2GHz. Le diagramme de rayonnement est décalé dans la direction  $\varphi$  mais conserve une bonne orientation dans la direction  $\theta$  (à quelques degrés près) qui est au final la direction d'intérêt de cette étude puisque le lobe principal sera, à terme, dépointé dans cette direction. En effet, en reprenant le cas du diagramme de la Figure 4-27 (b), nous n'avons pas encore obtenu pour le réseau de la pointe un lobe de si bonne qualité pour des angles inférieurs à  $\theta = 30^\circ$ , sachant que la direction  $\theta = 0^\circ$  de la pyramide correspond à la direction  $\theta = 180^\circ$  de la pointe.

### **4.1.4 Conclusions**

La première moitié de ce Chapitre 4 a permis de montrer des résultats préliminaires sur les mesures du réseau conique. Deux prototypes ont été présentés : un premier prototype fabriqué à l'ISL et un second prototype réalisé avec la technologie LDS et la peinture ProtoPaint. Les premières mesures des éléments rayonnants ont montrées un très bon accord avec les simulations, et l'adaptation du réseau à la fréquence de 5.2GHz a été validée. Les diagrammes de rayonnement individuels qui ont été étudiés dans un premier temps sont très proches de ceux obtenus en simulation avec cependant des différences notables pour la polarisation croisée dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . Ces observations se répètent lors de l'étude du rayonnement des sous-réseaux de la pointe. C'était à partir de l'étude du rayonnement des sous-réseaux que l'origine des dissymétries observées dans la polarisation croisée mesurée a été trouvée. Le décentrage des points d'alimentation sur le prototype est la cause de ce phénomène, et cet effet a été validé en simulation. Les mesures du réseau pyramidal ont révélé des résultats intéressants et encourageants ; cette approche nécessite d'être exploitée plus profondément. Enfin, nous avons vu que l'outil Matlab permet de reconstituer le rayonnement d'un sous-réseau à partir des diagrammes individuels mesurés. Avec une loi d'alimentation uniforme (en amplitude et en phase), les diagrammes simulés, reconstruits et mesurés sont en accord. Une loi d'alimentation a ensuite été appliquée (loi optimisée à partir des diagrammes reconstruits) et les diagrammes simulés et reconstruits sont également en accord. Cette approche est utilisée dans la suite pour optimiser les diagrammes de rayonnement afin que le lobe principal soit dépointé dans plusieurs directions.

## **4.2 Mesure de l'antenne conique à 12 éléments connectée à son système d'alimentation**

Dans cette dernière section, uniquement le prototype fabriqué en technologie LDS est utilisé. Le principe des mesures est détaillé dans un premier temps. Une dernière phase d'optimisations sera ensuite présentée, puis les diagrammes et les performances seront comparés dans un dernier temps. Les diagrammes mesurés à l'ISL seront également comparés à des diagrammes mesurés à DGA-MI. Plus de détails seront fournis dans la partie 4.2.1.3 de cette section.

### **4.2.1 Résultats de mesure**

Après avoir mesuré le rayonnement de chaque élément, des lois de phase ont été optimisées à partir de ces diagrammes afin d'orienter le lobe principal de chaque sous-réseau dans les directions  $\theta$  allant de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  par pas de  $10^\circ$ . Chaque sous-réseau ne présentant pas tout à fait les mêmes caractéristiques, et le système d'alimentation ne présentant pas les mêmes pondérations pour toutes les sorties, cette étape d'optimisation est faite pour les 4 sous-réseaux afin de tenir compte des caractéristiques de chaque antenne et de chaque sortie du circuit de répartition. Une première série de mesures a été faite dans la chambre anéchoïque de l'ISL. Ce moyen de mesure étant à entière disposition, chaque configuration a été mesurée pour chaque sous-réseau. Pour cette manipulation, une partie d'un corps d'obus faite en aluminium a été utilisée afin d'y monter le réseau conique, et d'y intégrer le système d'alimentation. Une photo de l'ensemble est exposée sur la Figure 4-28. Les cartes de commande se situent à l'extérieur de la chambre (des câbles de grande longueur font le lien avec le réseau d'antennes).

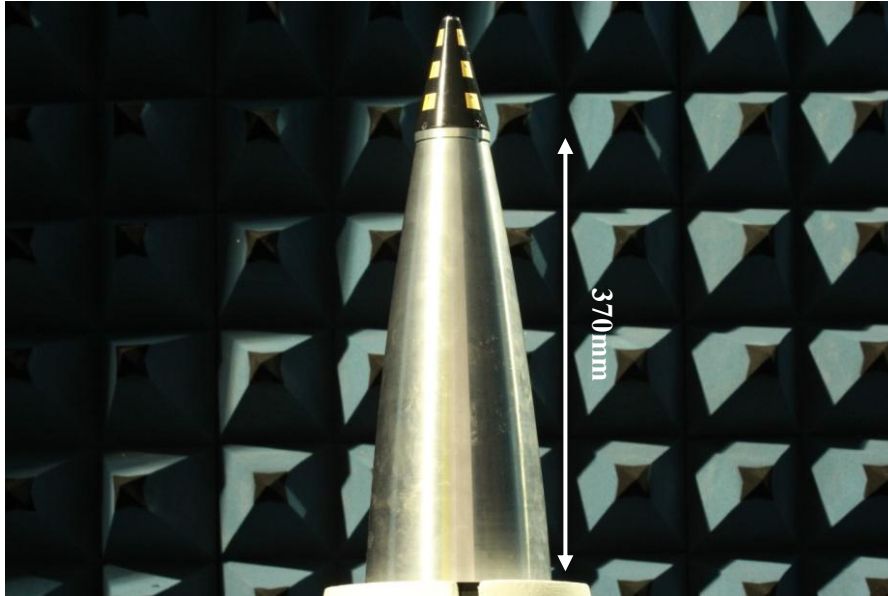


Figure 4-28 : Réseau conique et système d'alimentation associé intégré dans la partie avant d'un projectile de calibre 155mm.

La prise en compte de cette imposante partie en aluminium (environ 5kg, 370mm de hauteur) a créé des problèmes de stabilité lors des mesures. Ces instabilités ont eu pour conséquences de fortes dégradations des diagrammes de rayonnement. Un exemple est exposé sur la Figure 4-29. On peut voir sur cette figure un diagramme de rayonnement d'un sous-réseau fortement bruité comparé à une mesure correcte. Cet effet a été attribué dans un premier temps à la masse trop importante qu'avait le système. Mais le mât utilisé lors des mesures était destiné à porter de plus lourdes charges et la flexion que l'on pouvait observer lors du sur-échantillonnage ne devait pas avoir d'impact sur la mesure.

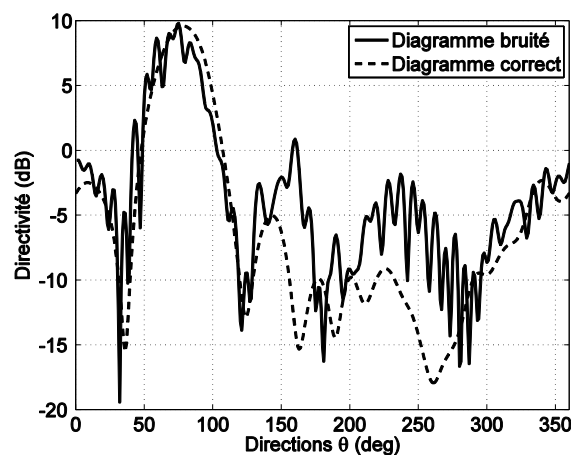


Figure 4-29 : Diagrammes de rayonnement mesurés d'un sous-réseau avec le mât d'origine puis le mât sectionné.

Une autre manipulation a donc été mise en place afin de valider l'origine du problème. Une antenne de calibration (SH-400) fourni avec la chambre de mesure et que l'on peut voir sur la Figure 4-30 (a) a été surélevée de manière à ce qu'elle soit au même niveau que la pointe de la Figure 4-28. Les mesures obtenues sont représentées sur la Figure 4-30 (b) et comparées à un diagramme mesuré en ayant considéré l'antenne de calibration à un niveau plus bas. On peut voir que dans le cas où l'antenne est surélevée, on observe les mêmes imperfections que lors des premières mesures du système : un diagramme bruité et inexploitable. En plus d'un diagramme bruité, les niveaux mesurés en trait plein sont souvent très différents des niveaux du diagramme en pointillés. La chambre assure normalement une « zone tranquille » qui permet d'obtenir des mesures correctes du moment où

l'antenne s'y trouve, moyennant un sur-échantillonnage des mesures qui dépend du rayon de la sphère qui englobe le système. Lors de toutes les mesures entreprises les valeurs de sur-échantillonnage ont été respectées. La solution qui a donc été envisagée a été de sectionner le mât en polystyrène de manière à ce que le réseau conique se trouve au centre de l'arche. A partir de cet instant, les résultats de mesure sont devenus corrects et ce sont ces résultats qui seront exposés dans les sections suivantes.

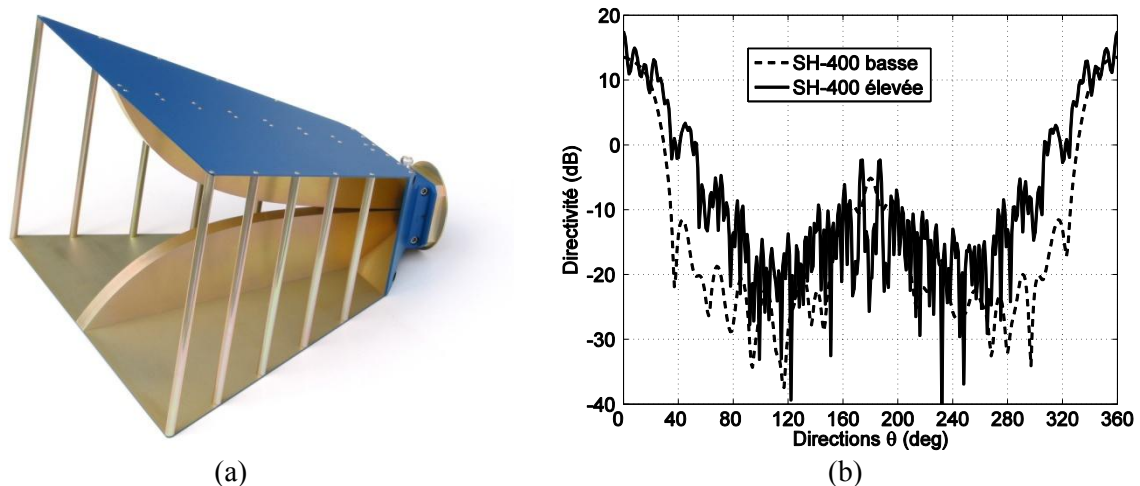


Figure 4-30 : (a) Antenne de calibration SH-400 de la société Satimo et (b) diagrammes de rayonnement associés dans le cas d'une position haute et d'une position basse.

#### 4.2.1.1 Optimisation des lois de phases

Comme on l'a dit dans la section précédente, une loi de phase a été optimisée pour orienter le lobe principal de chaque sous-réseau dans les directions  $\theta$  de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  tous les  $10^\circ$ . On obtient donc au total 76 lois de phase (19 directions visées, 4 sous-réseaux) qui sont toutes regroupées dans le Tableau 4-16. Chaque état de phase est issu des résultats de mesure du circuit d'alimentation. Ainsi, pour chaque état de phase est associée une pondération en amplitude précise qui est également disponible. Ces pondérations sont répertoriées dans le Tableau 4-17. Il est clair que les directions extrêmes sont difficilement atteignables. En effet, l'angle de dépointage maximal est limité par les sous-réseaux de trois éléments comme on l'a vu dans le Chapitre 2. Il est néanmoins intéressant d'observer les résultats que nous pouvons obtenir, d'autant plus que la campagne de mesures se calque sur l'étude théorique du dépointage.

En s'intéressant de plus près aux valeurs des déphasages du Tableau 4-16, on se rend compte que pour une même direction, nous n'obtenons pas la même loi de phase pour les 4 sous-réseaux. Ceci est dû dans un premier temps aux différences entre les diagrammes mesurés et aux écarts de phase mesurés qui ne sont pas tous les mêmes entre deux états des déphaseurs, et dans un deuxième temps à l'algorithme utilisé dans l'outil Matlab présenté dans la section 2.3.2 du Chapitre 2. En effet, l'algorithme génétique utilisé n'est pas déterministe. Deux optimisations similaires n'auront donc pas forcément les mêmes résultats pour le même objectif. Nous avons illustré ces phénomènes par des exemples résumés dans le Tableau 4-15. Il regroupe les 4 lois de phase destinées aux 4 sous-réseaux permettant de dépointer le lobe principal dans les directions  $\theta = 80^\circ$  et  $\theta = 110^\circ$ . Dans le premier cas on peut remarquer qu'il y a deux lois qui font intervenir quasiment les mêmes différences de phases (sous-réseaux 2 et 3). En effet, l'écart entre chaque état de phase de ces deux lois est quasiment le même pour les 3 étages ( $66^\circ$  entre les deux éléments du premier étage,  $58^\circ$  entre ceux du deuxième et  $58^\circ$  également entre ceux du troisième) Mais il y a bien deux lois bien distinctes (par rapport aux deux autres sous-réseaux), ce qui reflète le caractère non déterministe de l'algorithme utilisé. Sur le second

exemple, les 4 lois présentent presque les mêmes différences de phase (même ordre de grandeur des états de phase sur chacune des lignes où  $\theta = 110^\circ$ ). Ceci traduit le fait que les diagrammes élémentaires mesurés sont différents pour un même anneau, et que le même état de phase ne génère pas nécessairement la même phase pour les 3 déphaseurs.

**Tableau 4-15 : Lois de phase des 4 sous-réseaux permettant de dépointer le lobe principal dans les direction  $\theta = 80^\circ$  et  $\theta = 110^\circ$ .**

		Sous-réseau 1	Sous-réseau 2	Sous-réseau 3	Sous-réseau 4
<b>Etage 1</b>	$\theta = 80^\circ$	160	-109	-43	137
	$\theta = 110^\circ$	112	131	83	90
<b>Etage 2</b>	$\theta = 80^\circ$	-165	-89	-31	154
	$\theta = 110^\circ$	-133	-135	-174	-164
<b>Etage 3</b>	$\theta = 80^\circ$	-144	-58	2	-174
	$\theta = 110^\circ$	-52	-34	-83	-76

Avec les phénomènes cités ci-dessus dus soit par l'algorithme soit par les différences des diagrammes élémentaires, on peut tout de même remarquer une cohérence pour l'ensemble des résultats pour tous les sous-réseaux et entre chaque anneau. Sur la Figure 4-31 (a) sont représentées les différences de phase ente l'anneau du bas et l'anneau du haut pour les 4 sous-réseaux et pour toutes les configurations. Cette représentation permet de voir que l'incrément évolue de manière identique pour chaque sous-réseau. Les différences de phase entre les éléments rayonnants du bas et du milieu sont quasiment les mêmes pour chaque sous-réseau, même pour les positions extrêmes. On relève le même type de résultat entre les éléments des anneaux du milieu et du haut. De plus, comme on peut le voir sur la Figure 4-31 (b), les incréments sont quasiment les mêmes que ceux entre les deux premiers anneaux, ce qui traduit un incrément linéaire, positionnant les résultats proches des résultats théoriques. Les écarts entre chaque état de phase par rapport au premier sous-réseau sont représentés sur la Figure 4-31 (c) entre les anneaux du bas et du milieu et sur la Figure 4-31 (d) entre les anneaux du milieu et du haut. Dans le premier cas, la différence maximale est de  $35^\circ$  et on peut relever des cas pour lesquels les écarts sont les mêmes entre les deux anneaux. Pour les deux derniers étages, on relève une différence maximale plus importante de  $60^\circ$  à partir de  $160^\circ$ . Hormis ces quelques cas particuliers, les remarques sont les mêmes que pour les deux premiers anneaux. Toutes ces lois sont implémentées dans le logiciel utilisé pour commander le système qui a été présenté dans le Chapitre 3. Les diagrammes sont présentés dans la section suivante.



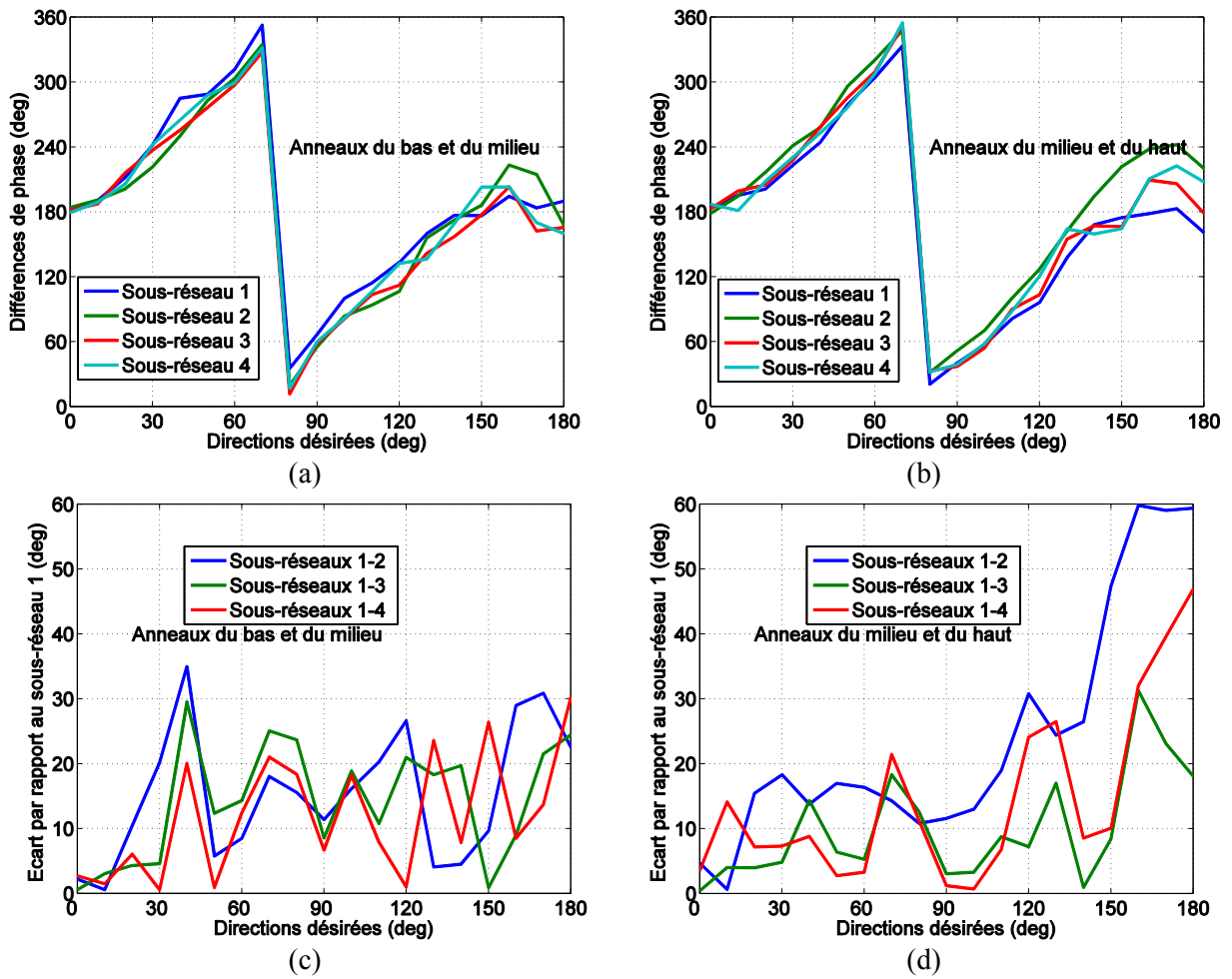


Figure 4-31 : Incrément de phase pour toutes les lois de chaque sous-réseau (a) entre l’anneau du bas et l’anneau du milieu et (b) entre l’anneau du milieu et l’anneau du haut. Différence de phase pour chaque état de phase par rapport au sous-réseau 1 (c) entre l’anneau du bas et l’anneau du milieu et (d) entre l’anneau du milieu et l’anneau du haut.

Tableau 4-16 : Tableau récapitulatif des lois de phase optimisées et utilisées lors des mesures des diagrammes de rayonnement du réseau conique de 12 éléments rayonnants associé à son système d'alimentation.

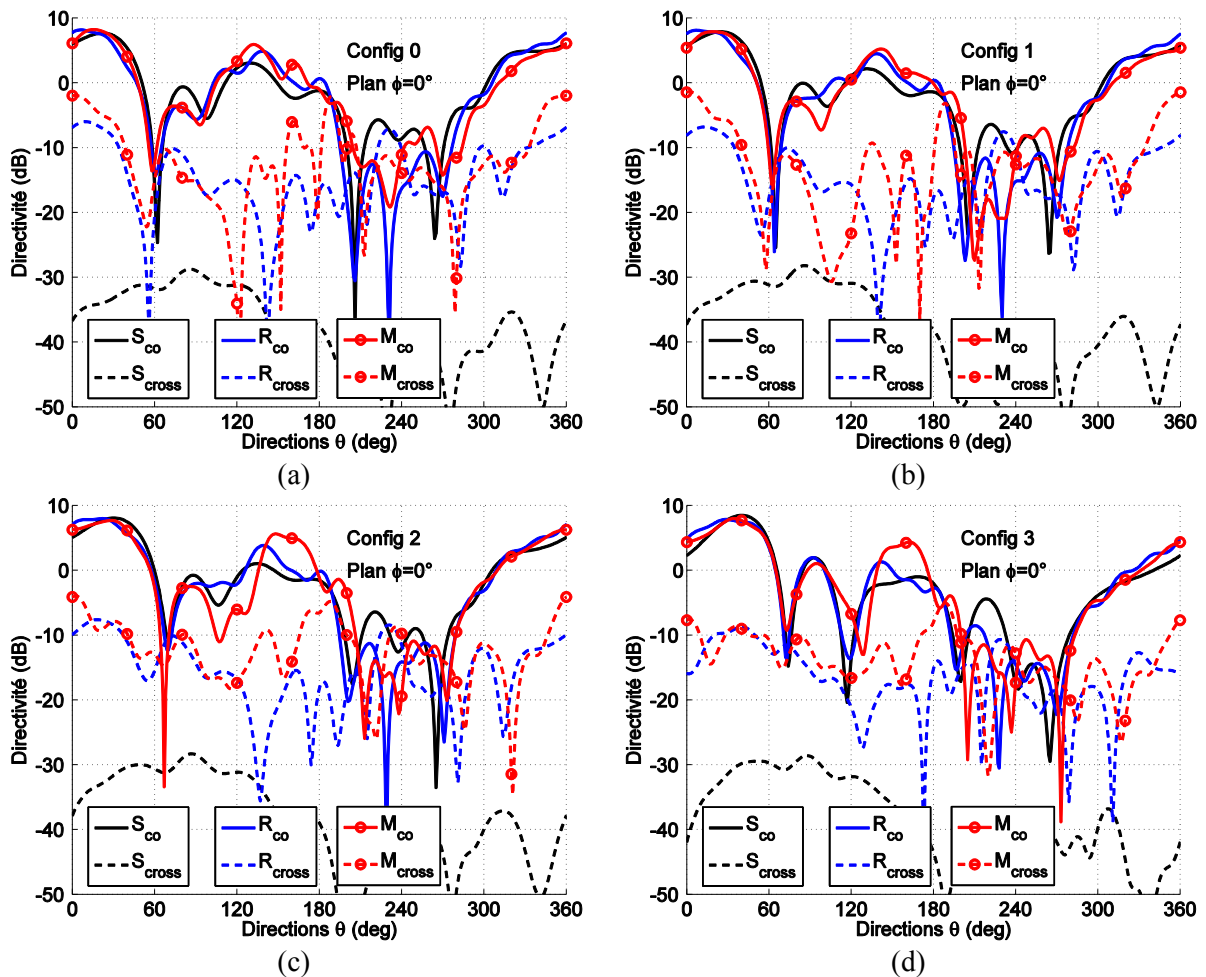
Position du sous-réseau	$\varphi = 0^\circ$			$\varphi = 90^\circ$			$\varphi = 180^\circ$			$\varphi = 270^\circ$		
	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut
<b>Direction</b> $\theta = 0^\circ$	45	-133	50	108	-67	111	83	-95	87	137	-43	145
<b>Direction</b> $\theta = 10^\circ$	-16	174	9	-19	172	7	-43	145	-16	-14	175	-4
<b>Direction</b> $\theta = 20^\circ$	-127	85	-74	175	16	-127	-164	52	-103	90	-65	144
<b>Direction</b> $\theta = 30^\circ$	-157	85	-52	175	37	-82	152	29	-103	-14	-132	98
<b>Direction</b> $\theta = 40^\circ$	160	85	-31	85	-25	-127	-111	145	43	-14	-109	144
<b>Direction</b> $\theta = 50^\circ$	-16	-88	-169	-131	152	88	-90	-173	112	-37	-109	167
<b>Direction</b> $\theta = 60^\circ$	-85	-133	171	-131	172	133	-111	-173	136	-103	-164	144
<b>Direction</b> $\theta = 70^\circ$	25	18	-9	85	59	46	-20	-52	-60	90	61	56
<b>Direction</b> $\theta = 80^\circ$	160	-165	-144	-109	-89	-58	-43	-31	2	137	154	-174
<b>Direction</b> $\theta = 90^\circ$	160	-133	-93	-19	37	88	41	99	136	-103	-43	-4
<b>Direction</b> $\theta = 100^\circ$	-62	38	95	23	107	177	-133	-52	2	27	109	167
<b>Direction</b> $\theta = 110^\circ$	112	-133	-52	131	-135	-34	83	-173	-83	90	-164	-76
<b>Direction</b> $\theta = 120^\circ$	-157	-23	73	23	130	-103	106	-142	-38	-155	-22	98
<b>Direction</b> $\theta = 130^\circ$	112	-88	50	-161	-5	157	-20	122	-83	137	-86	78
<b>Direction</b> $\theta = 140^\circ$	160	-23	145	0	172	7	172	-31	136	27	-164	-4
<b>Direction</b> $\theta = 150^\circ$	180	-4	171	85	-89	133	41	-142	24	114	-43	121
<b>Direction</b> $\theta = 160^\circ$	-157	38	-144	131	-5	-127	83	-74	136	114	-43	167
<b>Direction</b> $\theta = 170^\circ$	89	-88	95	-131	84	-34	-133	29	-125	5	175	37
<b>Direction</b> $\theta = 180^\circ$	-105	85	-114	-131	37	-103	-1	165	-16	114	-86	121

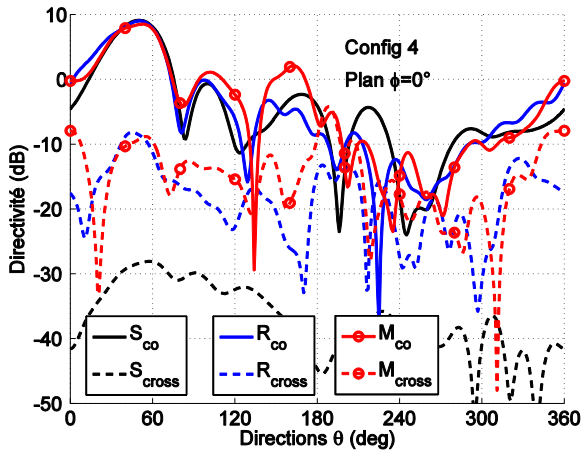
Tableau 4-17 : Tableau récapitulatif des pondérations en amplitude associées à chaque état de phase et appliquées aux éléments rayonnants lors des mesures des diagrammes de rayonnement du réseau conique de 12 éléments rayonnants associé à son système d'alimentation.

Position du sous-réseau	$\varphi = 0^\circ$			$\varphi = 90^\circ$			$\varphi = 180^\circ$			$\varphi = 270^\circ$		
	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut	bas	milieu	haut
<b>Direction</b> $\theta = 0^\circ$	1.00	0.98	0.89	1.00	0.83	0.89	0.97	1.00	0.99	0.97	0.80	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 10^\circ$	0.95	1.00	0.93	0.92	1.00	0.95	0.78	0.94	1.00	0.95	1.00	0.89
<b>Direction</b> $\theta = 20^\circ$	0.84	1.00	0.87	1.00	0.92	0.56	1.00	0.92	0.86	0.93	0.83	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 30^\circ$	1.00	0.81	0.81	1.00	0.83	0.70	1.00	0.91	0.91	0.95	0.83	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 40^\circ$	1.00	0.90	0.84	1.00	0.92	0.65	0.79	1.00	0.90	0.93	0.87	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 50^\circ$	1.00	0.92	0.86	0.80	1.00	0.93	0.74	1.00	0.92	0.84	0.82	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 60^\circ$	1.00	0.94	0.85	0.76	1.00	0.82	0.73	1.00	0.82	0.82	1.00	0.96
<b>Direction</b> $\theta = 70^\circ$	1.00	0.93	0.93	0.99	1.00	0.93	0.80	0.82	1.00	1.00	0.98	0.93
<b>Direction</b> $\theta = 80^\circ$	1.00	0.99	0.85	0.96	0.98	1.00	0.77	0.86	1.00	0.89	0.89	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 90^\circ$	1.00	0.78	0.74	1.00	0.97	0.97	0.80	1.00	0.86	0.98	0.91	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 100^\circ$	1.00	0.86	0.76	1.00	0.99	0.84	0.68	0.84	1.00	0.93	0.92	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 110^\circ$	1.00	0.80	0.92	1.00	0.87	0.88	0.84	1.00	0.90	0.89	1.00	0.79
<b>Direction</b> $\theta = 120^\circ$	1.00	0.70	0.63	1.00	0.93	0.70	1.00	0.85	1.00	1.00	0.70	0.84
<b>Direction</b> $\theta = 130^\circ$	1.00	0.83	0.72	1.00	0.82	0.73	0.90	0.99	1.00	1.00	0.89	0.99
<b>Direction</b> $\theta = 140^\circ$	1.00	0.77	0.65	0.94	1.00	0.95	1.00	0.90	0.88	0.94	1.00	0.84
<b>Direction</b> $\theta = 150^\circ$	1.00	0.80	0.69	1.00	0.93	0.88	0.76	0.81	1.00	0.96	0.74	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 160^\circ$	1.00	0.72	0.77	1.00	0.98	0.63	0.98	1.00	0.95	0.99	0.76	1.00
<b>Direction</b> $\theta = 170^\circ$	1.00	0.93	0.80	0.80	1.00	0.87	0.79	1.00	0.86	0.97	1.00	0.99
<b>Direction</b> $\theta = 180^\circ$	0.92	1.00	0.70	0.86	1.00	0.78	0.86	0.97	1.00	0.96	0.78	1.00

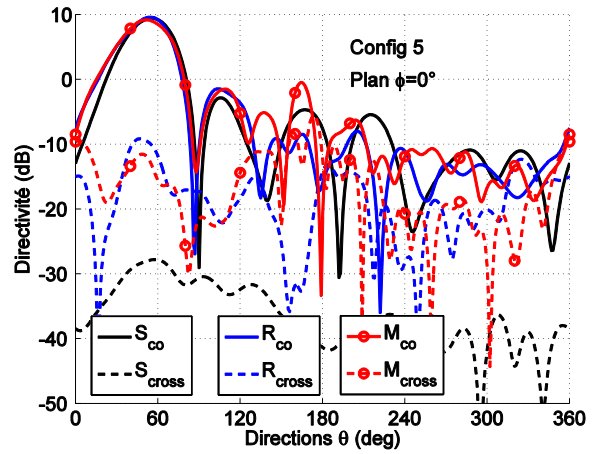
### 4.2.1.2 Comparaison des mesures et des simulations

Dans un premier temps, nous allons observer les diagrammes de rayonnement simulé, reconstruit (à partir des mesures) puis mesuré pour les 19 configurations, mais uniquement pour un sous-réseau compte tenu du nombre de mesures (celui qui se trouve dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ ). Les diagrammes seront donc représentés dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  afin d'observer le dépointage du lobe principal. La polarisation principale et la polarisation croisée seront prises en compte, et la directivité du réseau sera représentée. Chaque configuration de la Figure 4-32, notée « Config 0 » à « Config 18 », correspond aux angles de dépointage  $\theta$  de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  respectivement (par pas de  $10^\circ$ ). Pour chacune de ces configurations, on note  $S_{co}$  et  $S_{cross}$ ,  $R_{co}$  et  $R_{cross}$ ,  $M_{co}$  et  $M_{cross}$  les polarisations principales et croisées simulées, reconstruites et mesurées respectivement. Ces résultats sont valables à la fréquence de 5.2 GHz. Nous verrons dans un second temps les variations des mesures sur toute une bande de fréquences, puis les cartographies représentant le dépointage comme on a pu le voir dans le Chapitre 2.

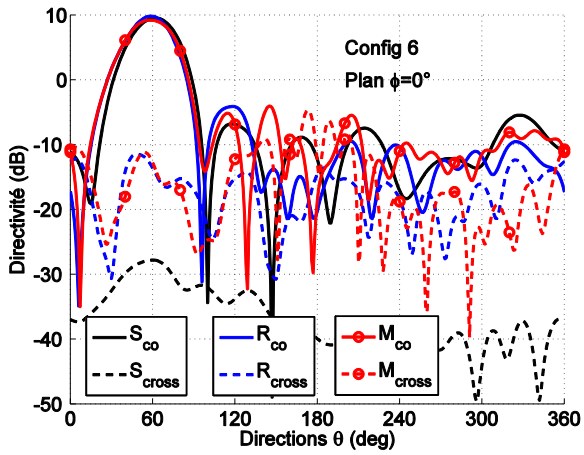




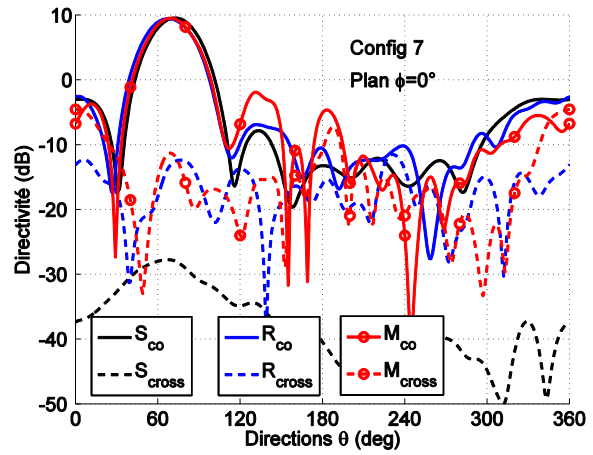
(e)



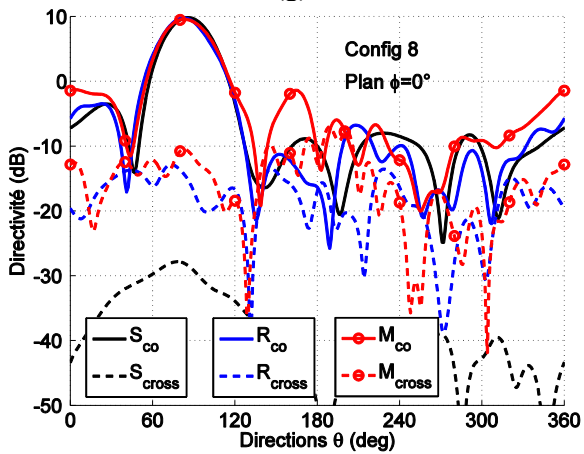
(f)



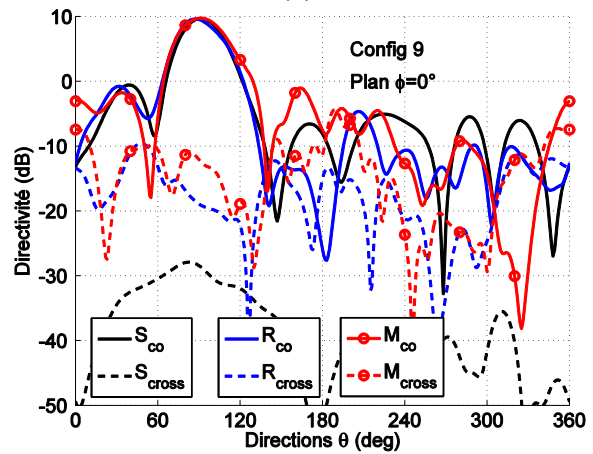
(g)



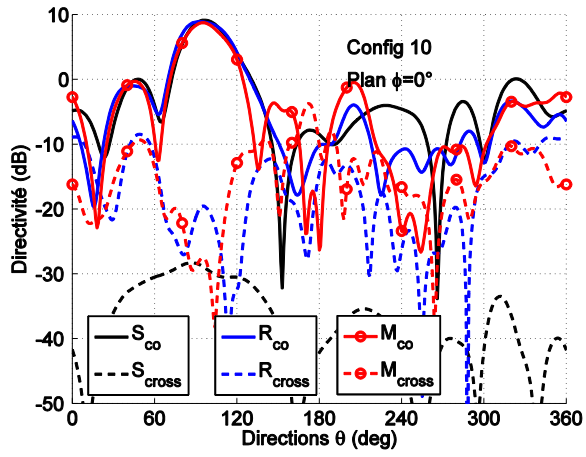
(h)



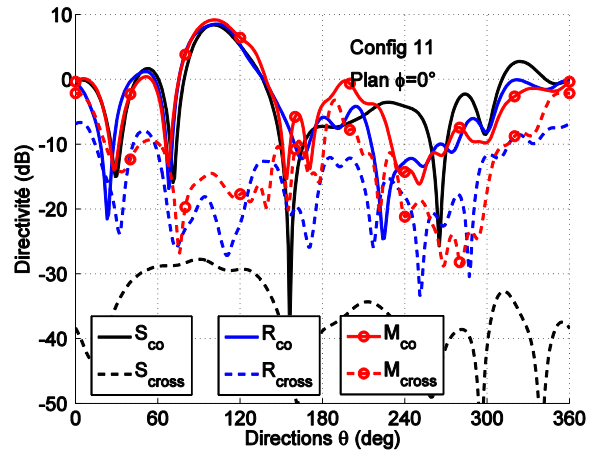
(i)



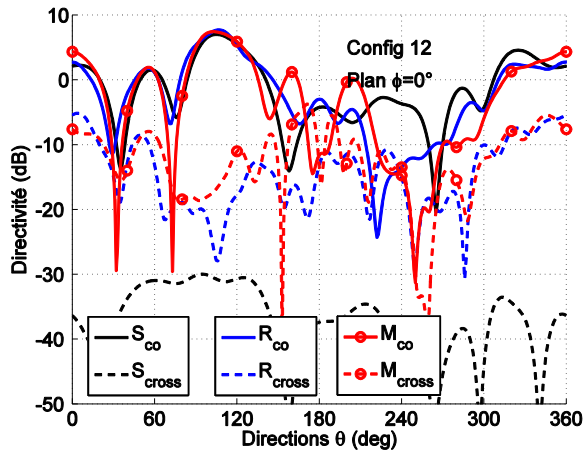
(j)



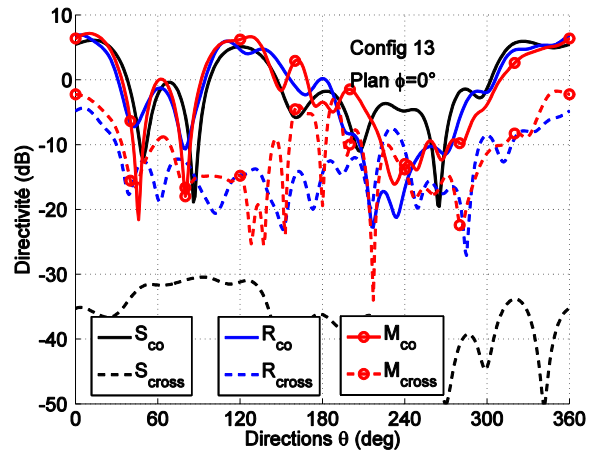
(k)



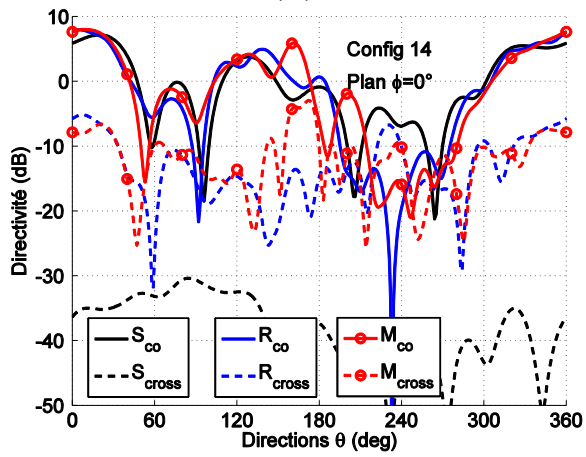
(l)



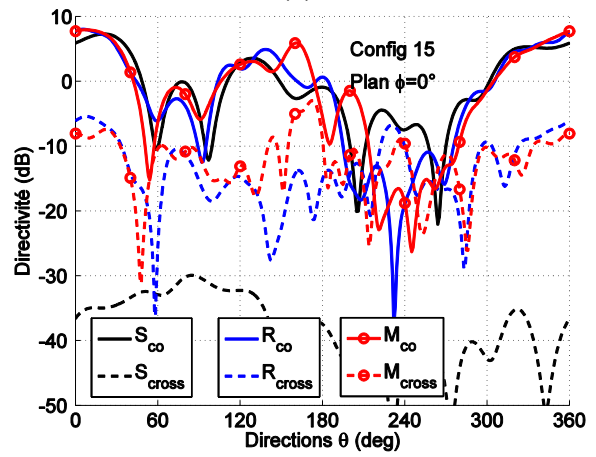
(m)



(n)



(o)



(p)

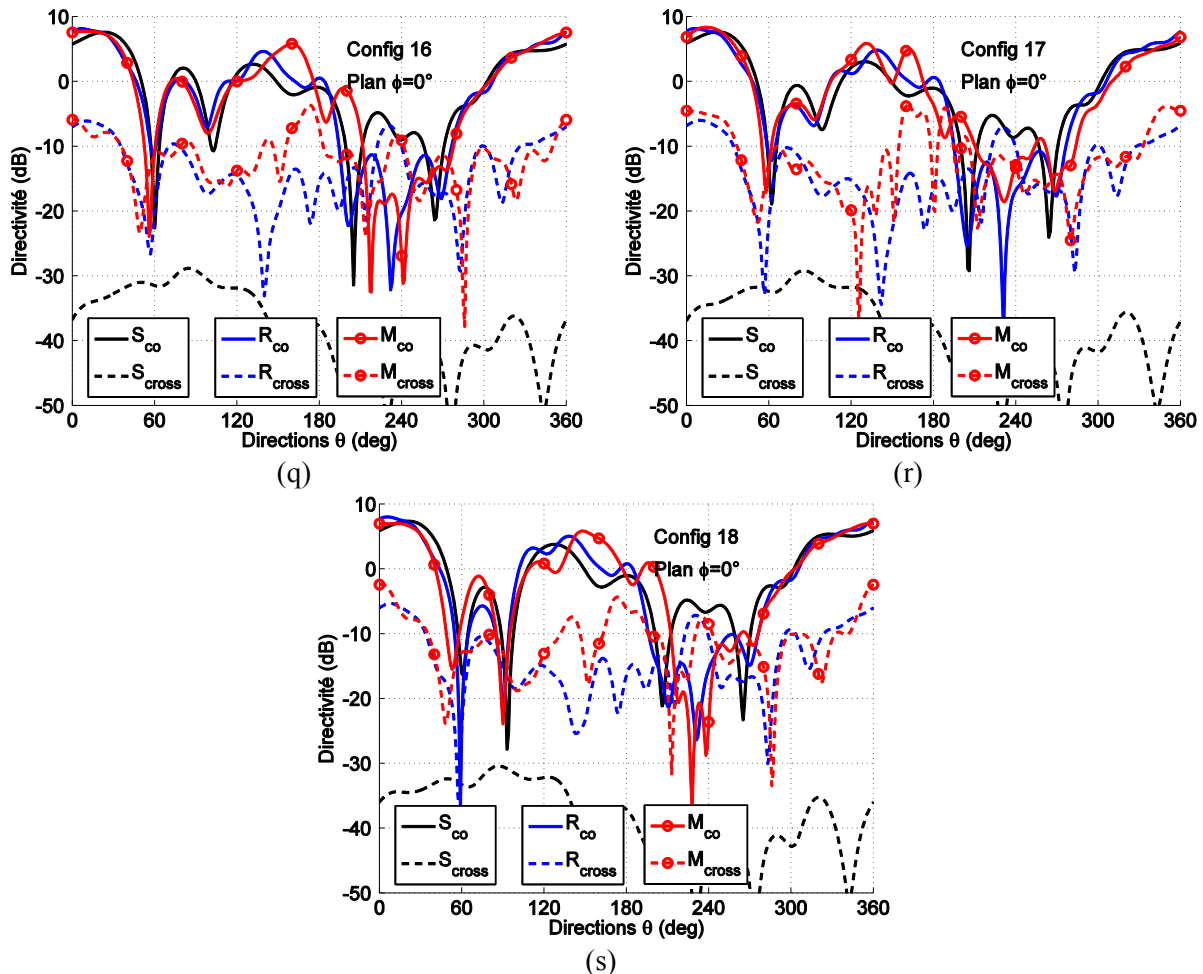


Figure 4-32 : Diagrammes de rayonnement simulés ( $S_{co}$ ,  $S_{cross}$ ), reconstruits à partir des mesures de chaque élément rayonnant ( $R_{co}$ ,  $R_{cross}$ ), et mesurés ( $M_{co}$ ,  $M_{cross}$ ) du sous-réseau disposé en  $\varphi = 0^\circ$  dans le plan  $\phi = 0^\circ$  pour des lois de commande utilisées pour dépointer le lobe principal dans les directions  $\theta$  : (a)  $0^\circ$ , (b)  $10^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $30^\circ$ , (e)  $40^\circ$ , (f)  $50^\circ$ , (g)  $60^\circ$ , (h)  $70^\circ$ , (i)  $80^\circ$ , (j)  $90^\circ$ , (k)  $100^\circ$ , (l)  $110^\circ$ , (m)  $120^\circ$ , (n)  $130^\circ$ , (o)  $140^\circ$ , (p)  $150^\circ$ , (q)  $160^\circ$ , (r)  $170^\circ$ , (s)  $180^\circ$ .

Globalement, on peut observer sur la Figure 4-32 une bonne corrélation entre les 3 types de résultats exposés pour un seul sous-réseau (les mêmes diagrammes de rayonnement peuvent être consultés en Annexe I pour les trois autres sous-réseaux), même dans les cas pour lesquels l'angle de dépointage désiré est trop important pour la composition du réseau considérée [92]. On rappelle que cette limitation est due à l'inclinaison du cône et à la distance inter-élément du réseau. Ce phénomène apparaît clairement pour les configurations 0 à 2, puis 12 à 18, correspondant à la Figure 4-32 (a) à (c) et à la Figure 4-32 (m) à (s), de même que dans le Tableau K-1 de l'Annexe K qui regroupe les caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement étudiés (de tous les sous-réseaux), dont  $\theta_{max}$  qui correspond à la direction du lobe principal. On remarque pour ces cas extrêmes un angle de dépointage désiré qui n'est pas atteint, ainsi que des diagrammes fortement dégradés pour les dernières configurations étudiées. Néanmoins, en ce qui concerne les configurations 3 à 11, faisant intervenir un angle de dépointage variant de  $30^\circ$  à  $110^\circ$ , nous obtenons une très bonne reproduction des lobes principaux simulés, reconstruits et mesurés. L'ensemble de ces caractéristiques sont regroupées dans le Tableau 4-18 pour le sous-réseau situé dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ . Même si après un angle de dépointage désiré de  $90^\circ$  l'angle n'est pas forcément atteint précisément, il y a tout de même une évolution de la direction du lobe principal. Les remarques concernant la polarisation croisée sont toujours les mêmes. On relève une polarisation croisée (représenté en traits discontinus sur la Figure 4-32) plus importante sur les diagrammes reconstruits et mesurés par rapport aux diagrammes simulés.



Ceci se traduit dans le Tableau 4-18 par un indice  $\delta_p$  (différence entre le minimum de la polarisation principale et le maximum de la polarisation croisée sur l'ouverture à mi-puissance) plus important en simulation pour toutes les configurations.

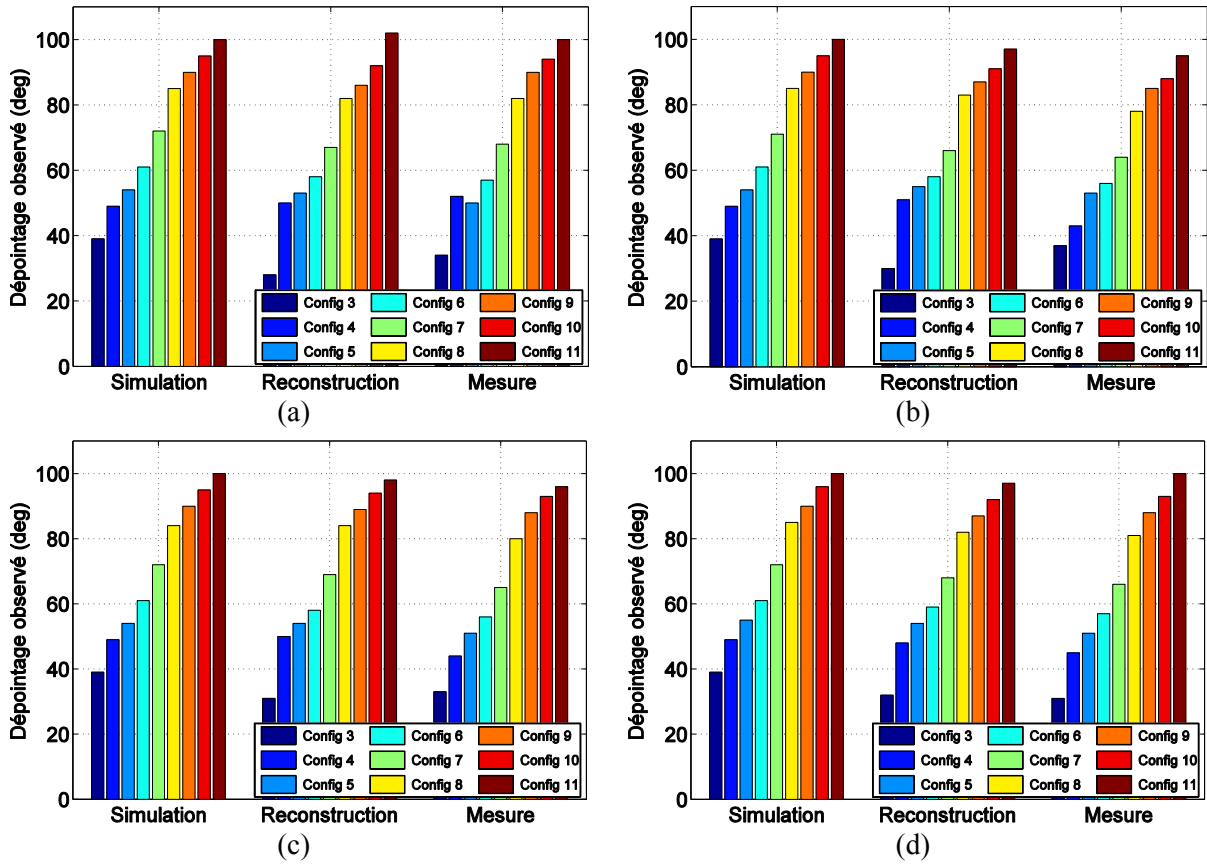


Figure 4-33 : Angles de dépointage atteints par simulation, reconstruction et mesure des sous-réseaux positionnés en (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

Tableau 4-18 : Caractéristiques principales du rayonnement des configurations 3 à 11 de dépointage simulée, reconstruite à partir des mesures, et mesurée du sous-réseau positionné en  $\varphi = 0^\circ$ .

		$\theta_{max}$ (deg)	HPBW (deg)	FTBR (dB)	$D_{max}$ (dB)	$\delta_p$ (dB)
<b>Config 3</b>	S	39	40	12.9	8.5	35.0
	R	28	56	16.4	7.8	13.7
	M	34	47	19.6	8.0	13.7
<b>Config 4</b>	S	49	35	17.0	9.1	34.3
	R	50	39	24.1	9.0	14.2
	M	52	38	30.2	8.5	14.3
<b>Config 5</b>	S	54	33	22.6	9.4	34.4
	R	53	32	20.7	9.6	15.8
	M	50	35	24.9	9.2	17.9
<b>Config 6</b>	S	61	33	27.5	9.5	34.4
	R	58	30	20.0	9.8	18.5
	M	57	35	21.4	9.2	17.6
<b>Config 7</b>	S	72	33	24.2	9.5	34.5
	R	67	34	23.3	9.4	19.0
	M	68	31	36.0	9.5	18.1
<b>Config 8</b>	S	85	32	26.2	9.8	34.8
	R	82	32	27.7	9.8	19.7
	M	82	35	26.6	9.5	17.1
<b>Config 9</b>	S	90	30	28.2	9.7	34.8
	R	86	32	22.8	9.6	22.1
	M	90	35	23.9	9.7	17.8
<b>Config 10</b>	S	95	31	15.5	9.1	34.6
	R	92	37	21.5	8.9	25.6
	M	94	32	19.7	8.7	24.9
<b>Config 11</b>	S	100	32	11.0	8.4	33.2
	R	102	36	16.1	8.5	23.8
	M	100	36	16.7	9.2	20.8

Les valeurs  $\theta_{max}$  du Tableau 4-18 pour lesquelles le maximum de directivité du lobe principal est atteint pour les configurations étudiées sont représentées par un histogramme sur la Figure 4-33 (a). Nous avons également représenté ces valeurs pour les autres sous-réseaux. Les résultats obtenus sont très encourageants pour les 4 sous-réseaux. On peut remarquer une évolution identique pour chaque configuration, que se soit en simulation, en reconstruction et surtout en mesure. Les résultats obtenus sont ceux prédits et attendus. Malgré un léger dépassement d'angle visé pour la configuration 4 du sous-réseau positionné en  $\varphi = 0^\circ$  que l'on ne voit pas nécessairement de manière précise sur la Figure 4-32 (e), mais qui est visible sur la Figure 4-33 (a) (en bleu sur le groupement de barres de droite), aucune valeur aberrante n'est obtenue. Les représentations du dépointage global comme nous l'avons présenté dans le Chapitre 2 sont utilisées ici pour les configurations 3 à 11 (configurations de phase pour dépointer le lobe de  $30^\circ$  à  $110^\circ$ ). Ces cartographies sont visibles sur la Figure 4-34 uniquement pour le sous-réseau dirigé dans la direction  $\varphi = 0^\circ$ . Les résultats obtenus en simulation (Figure 4-34 (a)), en reconstruction (Figure 4-34 (b)) et en mesure (Figure 4-34 (c)) sont très ressemblant, en remarquant pour chacun d'eux une zone rouge (directivité entre 5 et 10 dB) évoluant quasi linéairement en fonction de la direction désirée du lobe principal. Sur ces cartographies, qui sont au final un regroupement de plusieurs diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , sont également représentées des lignes noires continues et discontinues. La ligne noire en trait plein suit le maximum du diagramme de rayonnement atteint pour chaque configuration considérée (chaque direction désirée). Les deux lignes en traits discontinues délimitent l'ouverture à mi-puissance. Elles suivent donc les points des diagrammes dont le niveau est inférieur de 3dB par rapport aux valeurs suivies par la courbe en trait plein. Ces courbes sont réunies sur la Figure 4-34 (d). On peut voir sur cette figure une bonne concordance des résultats. Comme attendu, les mesures sont plus proches des résultats obtenus par la reconstruction que des simulations. De plus, la dernière direction à atteindre qui est de  $110^\circ$  n'est jamais atteinte pour aucune des configurations. Après l'angle de dépointage de  $90^\circ$ , l'évolution est moins importante. Cependant si on se réfère au Tableau K-1 en Annexe K qui regroupe les résultats de toutes les configurations, on peut s'apercevoir que pour la configuration 12, la direction atteinte par le lobe principal est supérieure à celle obtenue par la configuration 11 (tout en restant inférieure à  $110^\circ$ ). Mais la Figure 4-32 (m) montre un diagramme de rayonnement fortement dégradé. C'est pour cette raison que le choix des configurations « correctes » s'étend de la configuration 3 à la configuration 11, en étant conscient que les derniers angles sont difficilement atteignables tout en gardant des diagrammes de rayonnement corrects. Le dépointage du lobe principal a été étudié pour ces configurations avec les trois autres sous-réseaux (en simulation, reconstruction et mesure). Les cartographies obtenus en simulation, reconstruction et mesure sont représentées sur la Figure L-1, la Figure L-2, et la Figure L-3 de l'Annexe L pour les 4 sous-réseaux de la pointe. Les courbes des directions et des ouvertures à mi-puissance sont représentées sur la Figure L-4 du même annexe. Toutes les remarques faites sur le premier sous-réseau sont également valables pour les autres sous-réseaux.

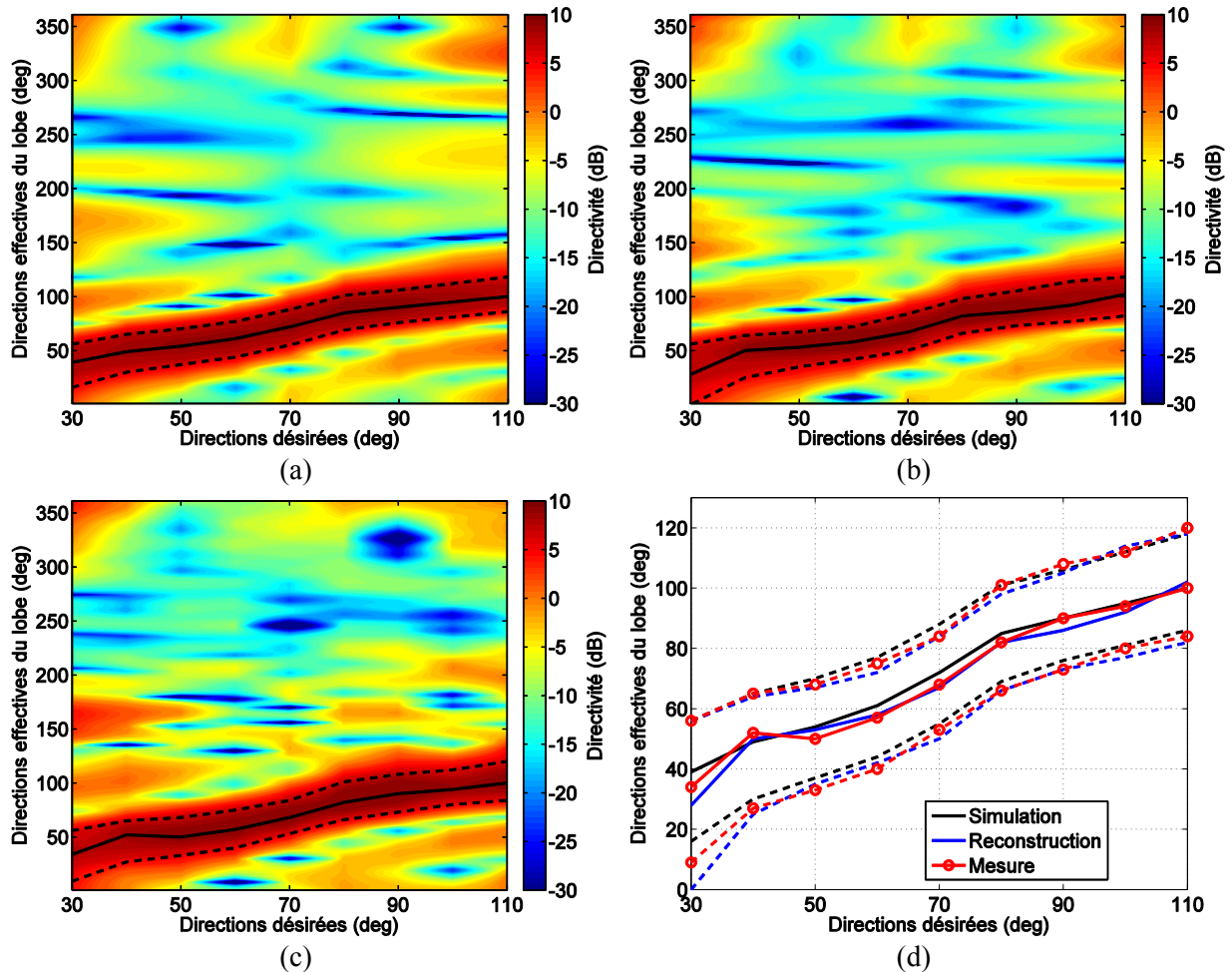


Figure 4-34 : Cartographies représentant le dépointage (a) simulé, (b) reconstruit, et (c) mesuré du sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 0^\circ$  pour les 9 configurations retenues. (d) Comparaison des dépointages simulé, reconstruit et mesuré. (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau).

La suite de ce chapitre présente l'étude des diagrammes de rayonnement sur la bande de fréquences [5 ; 5.4] GHz, type de résultat dont nous n'avons pas encore parlé jusque maintenant, mais facile d'accès après avoir fait les mesures. Un exemple de représentation (également sous forme de cartographie) est exposé sur la Figure 4-35. Une cartographie regroupe 80 diagrammes de rayonnement dans le même plan  $\varphi = 0^\circ$  (la direction effective du lobe correspond également à l'angle  $\theta$ ) sur toute la bande de fréquences étudiée. L'exemple ici traite de la configuration 9 qui est destinée à orienter le lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$  pour les 4 sous-réseaux. Les résultats obtenus pour toutes les autres configurations parmi celles retenues sont accessibles sur les figures de l'Annexe M. Comme pour les diagrammes précédents, nous avons représenté le maximum de directivité atteint pour chaque point de fréquence par un trait plein, et l'ouverture des lobes principaux est délimitée par les traits discontinus. On peut remarquer pour chacun des sous-réseaux une bonne stabilité fréquentielle. Cette stabilité est définie par un angle de dépointage que l'on peut qualifier de quasiment constant sur la bande de fréquences étudiée, ainsi qu'une ouverture maintenue. Ce qui est intéressant est de voir que malgré les différences relevées dans le Chapitre 3 sur le système d'alimentation, et les différences entre les lois de phase, les résultats obtenus pour chaque sous-réseau sont quasiment identiques.

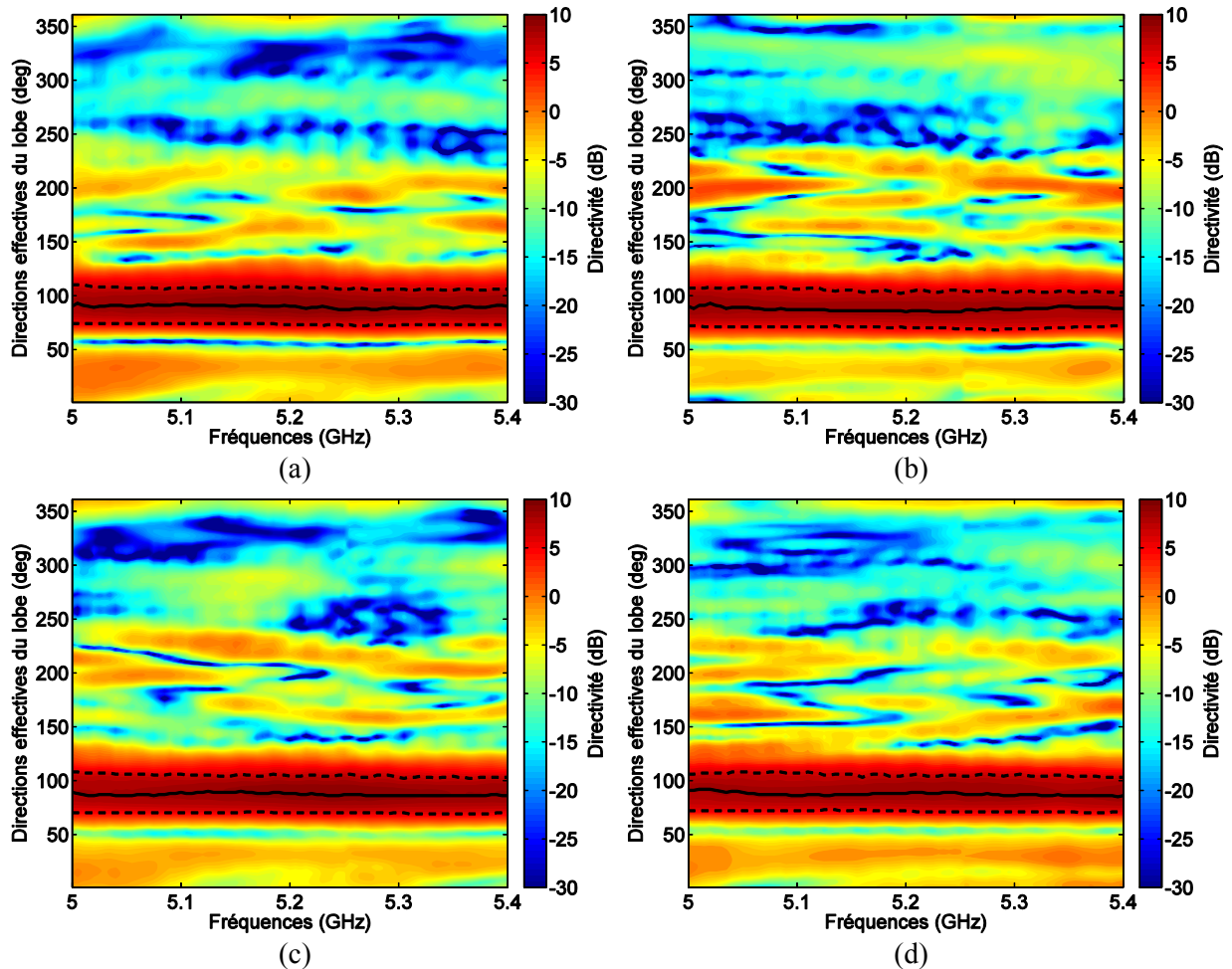


Figure 4-35 : Cartographies représentant le rayonnement mesuré des sous-réseaux disposés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$  (dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ ), (b)  $\varphi = 90^\circ$  (dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ ), (c)  $\varphi = 180^\circ$  (dans le plan  $\varphi = 180^\circ$ ), et (d)  $\varphi = 270^\circ$  (dans le plan  $\varphi = 270^\circ$ ) pour la configuration 9 (dépointage dans la direction  $\theta = 90^\circ$ ) sur la bande de fréquences [5-5.4] GHz. (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau).

En procédant à plusieurs coupes dans les cartographies ci-dessus, nous obtenons les diagrammes de rayonnement de la Figure 4-36 qui représentent les polarisations principale et croisée d'un seul sous-réseau pour la configuration 9 et pour 5 fréquences différentes. On peut voir que les lobes principaux de chaque diagramme dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  sur la Figure 4-36 (a) ont quasiment la même largeur et pointent dans la même direction  $\theta = 90^\circ$ , à quelques degrés près comme le montre le Tableau 4-19. Toutes les autres caractéristiques sont également comparables, en notant au final que la directivité maximale est atteinte pour le diagramme représentée à la fréquence de 5.2 GHz.

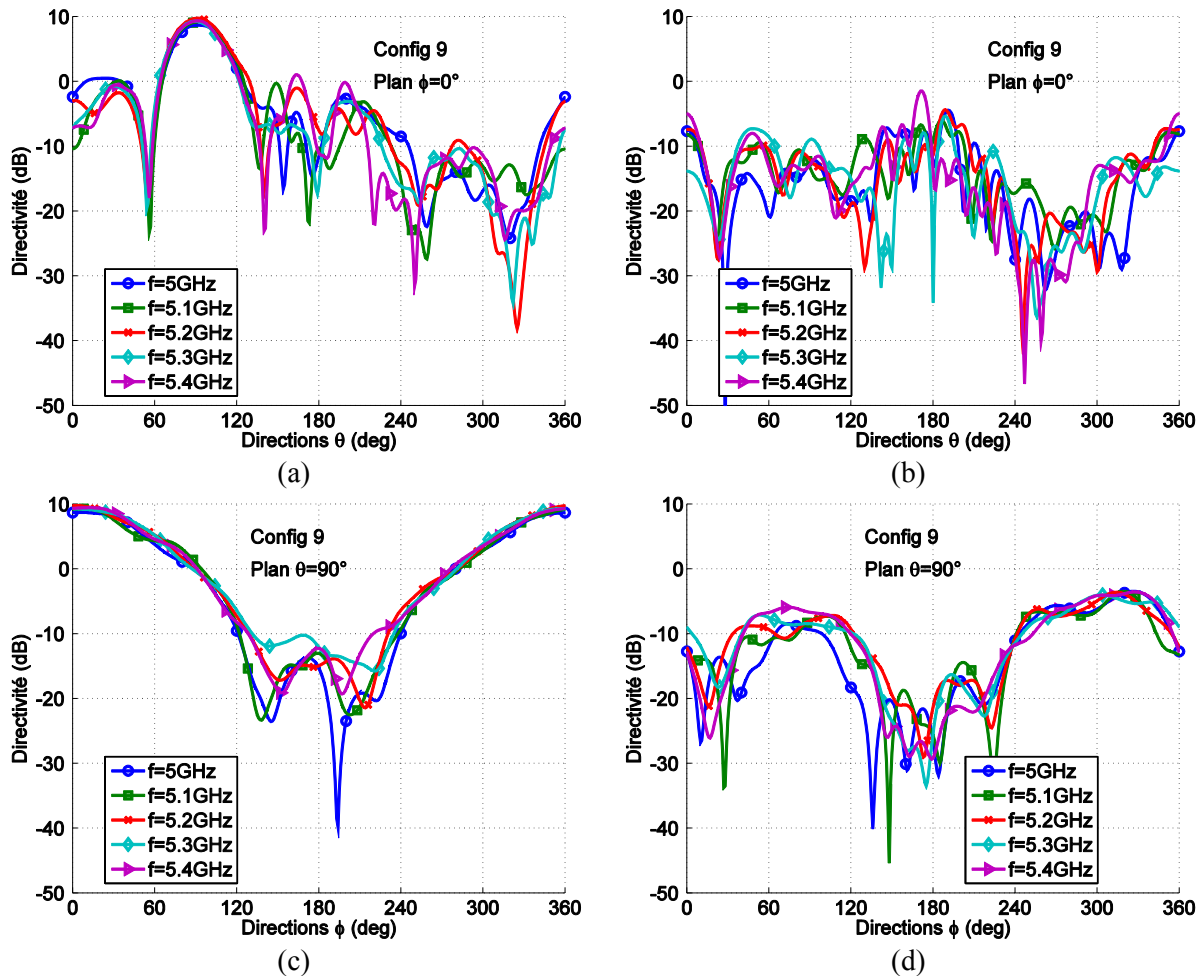


Figure 4-36 : Diagramme de rayonnement du sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 0^\circ$  pour la configuration 9 (dépointage dans la direction  $\theta = 90^\circ$ ) pour les fréquences de 5, 5.1, 5.2, 5.3, et 5.4 GHz en polarisations principale et croisée dans les plans (a, b)  $\varphi = 0^\circ$  et (c, d)  $\theta = 90^\circ$ .

Tableau 4-19 : Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement de la configuration 9 du sous-réseau disposé dans la direction  $\varphi = 0^\circ$  dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ .

Plans	$\theta_{max}$ (deg)		HPBW (deg)		FTBR (dB)		$D_{max}$ (dB)		$\delta_P$ (dB)	
	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$	$\varphi = 0^\circ$	$\theta = 90^\circ$
f=5GHz	90	4	36	88	23.8	26.4	8.7	8.7	18.0	9.3
f=5.1GHz	92	6	33	76	21.5	23.6	9.2	9.3	17.1	10.0
f=5.2GHz	90	2	35	85	23.9	24.5	9.7	9.7	17.8	10.6
f=5.3GHz	88	357	33	97	21.3	20.6	9.3	9.3	15.4	11.0
f=5.4GHz	90	12	33	83	21.4	26.4	9.3	9.4	18.0	10.1

Afin d’observer les variations d’angles de pointage selon la fréquence, nous avons représenté sur la Figure 4-37 les courbes représentant l’angle de dépointage ( $Config_{MAX}$ ) pour toutes les configurations retenues et pour chaque sous-réseau. En prenant en compte toutes les configurations et en réduisant l’échelle des directions effectives du lobe principal, on peut voir que les différences sont un peu plus marquées que dans le cas précédent. Pour les 4 sous-réseaux, nous pouvons remarquer la difficulté à dépointer dans des directions supérieures à  $90^\circ$ . Cette difficulté est illustrée par un rapprochement des courbes correspondantes aux configurations 10 et 11 (courbes en traits discontinus). Les directions extrêmes opposées représentées par les configurations 3 et 4 présentent une instabilité fréquentielle plus importante par rapport aux autres, avec par exemple une évolution de

la direction effective du lobe principal du sous-réseau placé dans la direction  $\varphi = 90^\circ$  de  $33^\circ$  (pour une fréquence de 5GHz) à  $47^\circ$  (à 5.3GHz) comme on peut le voir sur la Figure 4-37 (b). Nous pouvons de plus remarquer pour le premier sous-réseau dont les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 4-37 (a) le dépassement d'angle visé pour la configuration 4 que l'on avait relevé sur la Figure 4-33 (a). Pour le reste des configurations les résultats sont encourageants. Même si les angles désirés ne sont pas précisément atteints, ils le sont au maximum à  $5^\circ$  près, tout en gardant un écart assez important entre chaque configuration ce qui permet d'affirmer que chaque diagramme est orienté dans une direction différente, et donc qu'il est possible de couvrir une zone angulaire plus importante qu'avec une seule configuration. Ces variations d'angles sont principalement dues aux variations des phases avec la fréquence en sortie du circuit que nous avons étudié dans la 3.3.3 du Chapitre 3.

En complément et toujours sur la même figure ont été représentés les angles de dépointage avec une approche différente. En effet, jusqu'à présent ces angles ont été relevés par rapport à la directivité maximale que présentait le lobe principal. D'où la notation « Config<sub>MAX</sub> » sur la Figure 4-37. Cette seconde approche consiste à relever la direction atteinte par la direction centrale du secteur défini par l'ouverture à mi-puissance du lobe, d'où la notation « Config<sub>HP</sub> » (HP : Half Power). Elle a pour but d'éviter les phénomènes comme on peut le voir pour la configuration 3 de la Figure 4-37 (b) (courbe bleue sans symbole) où l'on peut observer des sauts brusques de directions. On peut également être dans un autre cas de figure où le diagramme mesuré présente quelques oscillations et on pourrait à ce moment là ne pas relever la direction exacte du lobe principal. Les différences les plus importantes peuvent être relevées pour la configuration 3 pour tous les sous-réseaux. Pour ce qui est des autres configurations, on relève des résultats proches entre les deux approches (entre les courbes de mêmes couleurs avec et sans symbole). Globalement, les angles obtenus avec cette nouvelle approche sont plus proches des directions théoriques désirées. Pour la configuration 7 (dépointage dans la direction  $\theta = 70^\circ$ ) du sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 90^\circ$ , la directivité maximale était atteinte dans la direction  $\theta = 66^\circ$  à la fréquence de travail. En prenant en compte la direction centrale de l'ouverture à mi-puissance, la direction atteinte est  $\theta = 69^\circ$ , plus proche de la direction désirée. Quelques cas particuliers peuvent être relevés comme par exemple la configuration 8 toujours du même sous-réseau, avec une direction du maximum de  $80^\circ$ , contre une direction à mi-puissance de  $84^\circ$ .



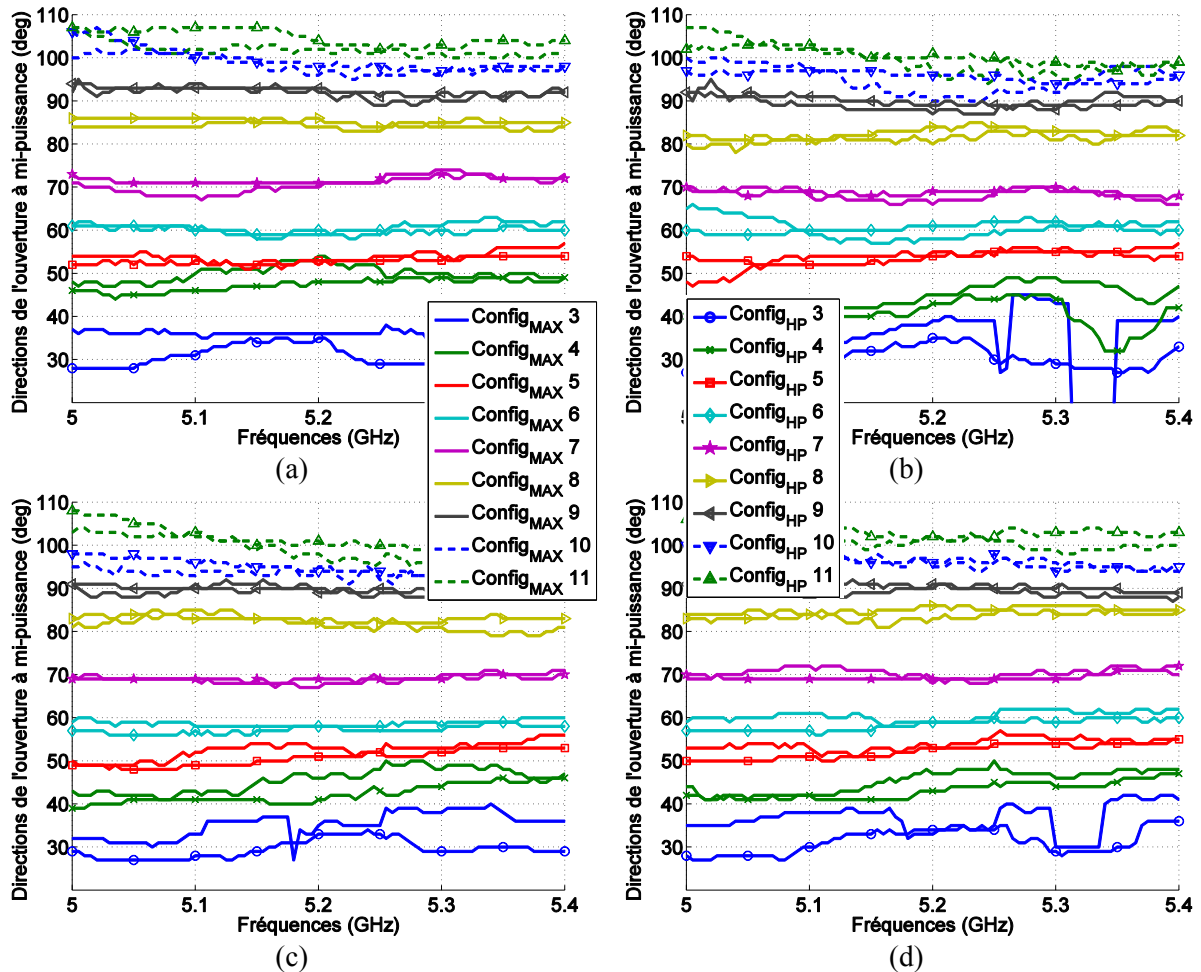


Figure 4-37 : Directions atteintes par le lobe principal des sous-réseaux disposés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$  pour les configurations 3 à 11 sur la bande de fréquences [5-5.4] GHz.

### 4.2.1.3 Comparaison entre mesures en champ proche et champ lointain

L'objectif de cette campagne de mesures a été de valider une partie des mesures faites à l'ISL. En effet, nous devons nous assurer de la validité de ces résultats suite aux problèmes rencontrés et exposés dans la partie 4.2.1. La majeure partie des 2 semaines de campagne a été consacrée à la mesure du réseau conique associé à son système d'alimentation dans la chambre CHEOPS de DGA-MI. Les mesures ne se faisant que dans un plan de coupe et uniquement pour une polarisation, nous avons décidé de ne prendre en compte uniquement un seul sous-réseau, avec les configurations retenues jusque maintenant afin de limiter le nombre de mesures. La bande de fréquences est la même que celle retenue pour les mesures à l'ISL. La pointe et l'obus étant couchés sur le mât comme l'illustre la Figure 4-38 (a), les mesures ont été faites dans les différents plans  $\varphi$ . Entre chaque mesure (de la polarisation principale et de la polarisation croisée), il a donc fallu monter en haut du mât afin de changer la position en  $\varphi$  du projectile (position repérée par le cadran visible sur la Figure 4-38 (b)). Nous introduisons un nouveau repère qui sera valable uniquement dans cette section et qui est illustré sur la Figure 4-39. L'angle  $\theta$  varie maintenant de  $-150^\circ$  à  $150^\circ$  (mesure sur  $300^\circ$ ). En prenant donc en compte 9 configurations, 2 polarisations et un angle  $\varphi$  variant de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  par pas de  $10^\circ$ , cela fait au total 342 mesures (pour une cartographie complète), nécessitant 9 manipulations sur le système (rotation de l'ensemble entre chaque configuration).

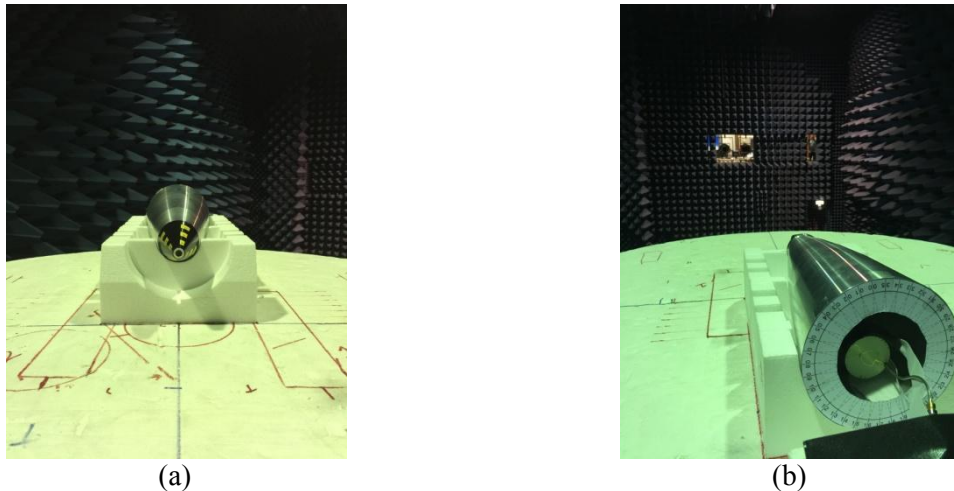


Figure 4-38 : (a) Vue de dessus et (b) vue de dessous du réseau d'antennes conique fabriqué en technologie LDS associé à son système d'alimentation et vissé sur une partie d'obus en aluminium.

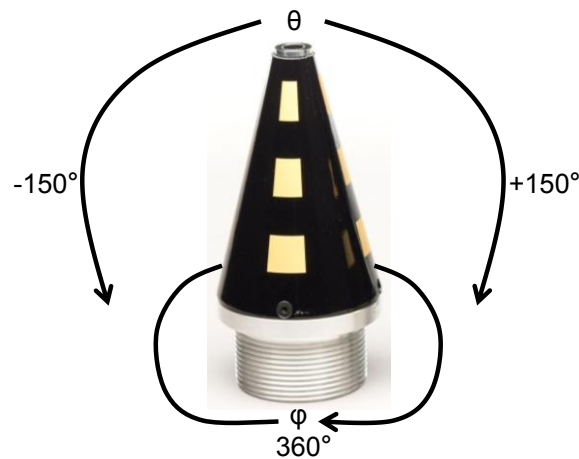


Figure 4-39 : Définition des angles  $\theta$  et  $\varphi$  pour les mesures en champ lointain.

Le sous-réseau qui a été mesuré dans la chambre de mesure en champ lointain est celui positionné dans la direction  $\varphi = 270^\circ$ . Nous avons donc relevé dans un premier temps le diagramme de rayonnement dans ce plan sur la Figure 4-40 (a) pour la configuration 6 (dépointage dans la direction  $\theta=60^\circ$ ) à la fréquence de travail de 5.2GHz. Uniquement une configuration est considérée pour le moment. Les diagrammes de rayonnement correspondants aux autres configurations sont exposés dans l'Annexe N, et les caractéristiques des diagrammes de chaque configurations sont reportées dans le Tableau 4-20 à la fréquence de 5.2GHz. Sur cette première figure nous pouvons observer en noirs les diagrammes mesurés à l'ISL (polarisation principale et polarisation croisée) et en rouges les diagrammes mesurés à DGA-MI (polarisation principale et polarisation croisée). Malgré un gain plus faible (dans la direction principale) mesuré en champ lointain (environ 1.1dB d'écart), les deux diagrammes de rayonnement sont très proches. Le gain maximal est relevé dans les directions ( $\theta_{max}$ )  $\theta = 57^\circ$  et  $\theta = 59^\circ$  pour les mesure à l'ISL et à DGA-MI respectivement. Les directions de la moitié de l'ouverture à mi-puissance ( $\theta_{HP}$ ) sont les mêmes, et seulement  $1^\circ$  sépare les deux ouvertures à mi-puissance ( $HPBW$ ). L'indice  $\delta_p$  des diagrammes entre les deux techniques de mesure sont également très proches. Ces observations sont valables pour l'ensemble des résultats répertoriés dans le Tableau 4-20 et la ressemblance des résultats valident en partie les mesures menées à l'ISL.

Tableau 4-20 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement mesurés à l'ISL (champ proche) et à DGA-MI (champ lointain) à la fréquence de 5.2GHz pour les configurations 3 à 11.

Config	Mesures	$\theta_{max}$ (deg)	$\theta_{HP}$ (deg)	$G_{max}$ (dB)	HPBW (deg)	$\delta_p$ (dB)
3	ISL	31	34	-2.1	45	16.4
	DGA-MI	35	34	-2.5	42	15.1
4	ISL	45	43	-1.5	45	15.6
	DGA-MI	55	47	-2.3	36	17.4
5	ISL	51	53	-1.1	37	14.5
	DGA-MI	53	51	-1.5	36	15.4
6	ISL	57	59	-1.0	35	13.2
	DGA-MI	59	59	-2.1	34	17.7
7	ISL	66	69	-1.1	34	15.2
	DGA-MI	69	70	-2.0	33	19.5
8	ISL	81	86	-0.6	37	13.3
	DGA-MI	89	84	-0.7	33	20.8
9	ISL	88	91	-0.5	33	14.2
	DGA-MI	90	91	-1.6	33	17.4
10	ISL	93	96	-0.8	34	13.5
	DGA-MI	91	97	-2.2	28	14.3
11	ISL	100	102	-1.2	31	13.4
	DGA-MI	101	102	-3.1	33	15.2

Avant de s'intéresser au dépointage global (sur l'ensemble des configurations retenues), nous allons comparer quelques résultats sur la bande de fréquences étudiée (toujours pour la même configuration traitée ci-dessus). La cartographie de la Figure 4-40 (b) est un rappel des résultats présentés dans la section 4.2.1.2. Celles correspondantes aux autres configurations sont disponibles dans l'Annexe O. On peut observer sur la Figure 4-40 (c) le même type de résultats obtenus avec la technique de mesure en champ lointain. Les deux figures sont très similaires, avec une direction principale (trait plein) et une ouverture à mi-puissance (traits discontinus) constantes sur toute la bande de fréquences. Afin de marquer les similitudes entre les deux résultats obtenus avec les deux différentes techniques, la différence entre les deux cartographies est représentée sur la Figure 4-40 (d). La zone de l'ouverture à mi-puissance présente peu d'écart et c'est ce que nous pouvons constater majoritairement. Les différences les plus importantes sont dues aux oscillations que nous avons déjà pu remarquer lors de l'étude dans un seul plan à une seule fréquence. Ces oscillations, également présentes sur l'arrière du diagramme de rayonnement, sont dues principalement au câble présent à l'arrière de l'obus (l'entrée du circuit de distribution) qui est à l'origine de réflexions néfastes dégradant les mesures. Enfin, on voit ici tout l'intérêt de considérer la direction de la moitié de l'ouverture à mi-puissance à cause de ces irrégularités que l'on peut voir sur le diagramme rouge de la Figure 4-40 (a). Ceci peut troubler l'estimation de la direction du lobe principal. En effet, en revenant à nouveau sur la Figure 4-40 (c), ces irrégularités se traduisent par des variations des directions atteintes par le gain maximal représentées par la ligne noire en trait plein en fonction de la fréquence. La direction de la moitié de l'ouverture à mi-puissance y est représentée par des croix. Cette ligne est plus lisse que la précédente et est plus représentative de la direction principale du lobe.

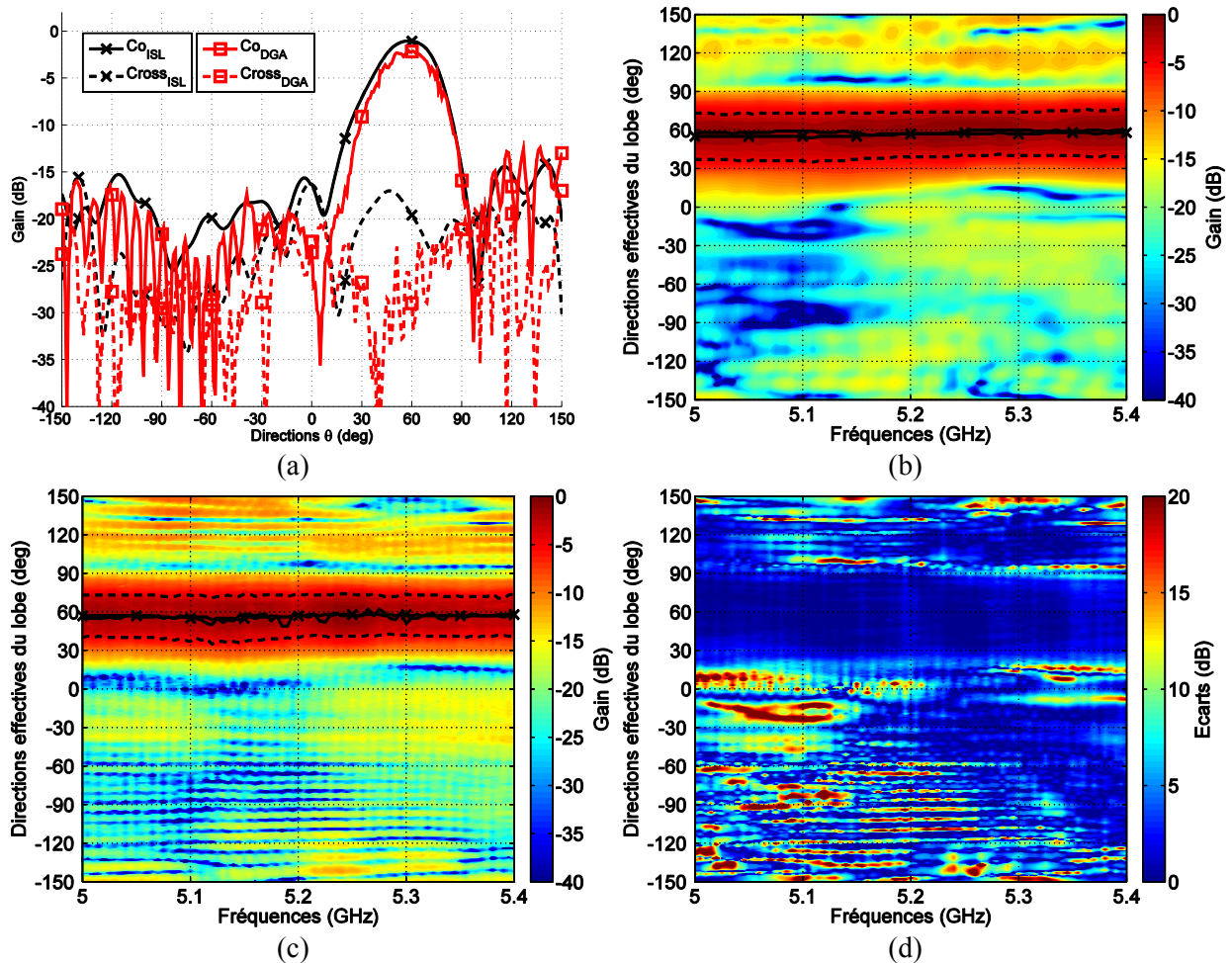


Figure 4-40 : Diagrammes de rayonnement mesurés en champ proche (ISL) et champ lointain (DGA-MI) dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  à la fréquence de 5.2GHz, et sur la bande de fréquences [5-5.4] GHz (b) pour la mesure en champ proche et (c) celle en champ lointain en considérant la configuration 6 (dépointage dans la direction  $\theta = 60^\circ$ ). (d) Ecarts entre les deux séries de mesures.

L'ensemble des directions principales relevées pour chaque configuration est rassemblé sur la Figure 4-41 en fonction de la fréquence, et pour les deux approches considérées. On voit à nouveau les fortes variations d'angles lorsqu'on considère la direction du maximum du gain en observant la Figure 4-41 (a). On peut remarquer des écarts de plus de 5 degrés entre les deux techniques de mesure. Mais si on prend en compte la direction centrale de l'ouverture à mi-puissance dont les résultats sont représentés sur la Figure 4-41 (b), la similitude entre les deux séries est flagrante, et l'irrégularité des angles obtenus est beaucoup moins importante. Ces comparaisons valident une fois de plus les premières mesures réalisées à l'ISL.

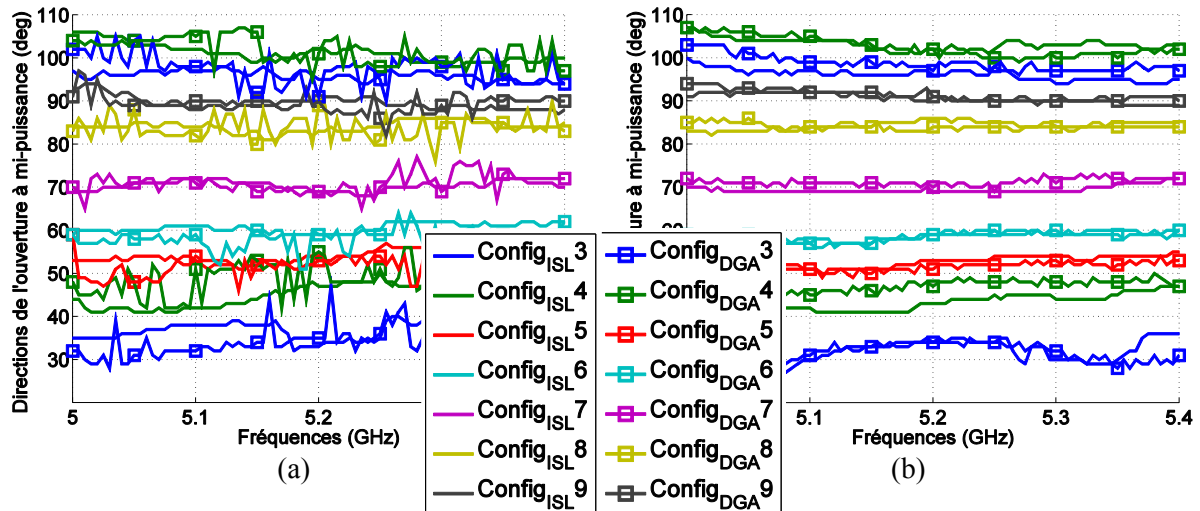


Figure 4-41 : Directions des lobes principaux mesurés en champ proche (—) et champ lointain (—□—) pour les 9 configurations retenues en considérant les directions (a) du maximum et (b) de la moitié de l'ouverture à mi-puissance.

Nous nous intéressons enfin au dépointage global, regroupant les directions principales obtenues en fonction des directions désirées pour chaque configuration. La Figure 4-42 (a) est un rappel de ce qu'on avait pu obtenir dans la section précédente. La même cartographie est générée avec les mesures faites à DGA-MI sur la Figure 4-42 (b) à la fréquence de 5.2GHz. D'autres résultats similaires sont représentés dans l'Annexe O pour des fréquences différentes. Cette figure permet de voir que le dépointage est bien réalisé pour chaque configuration. Nous pouvons le vérifier par les directions principales relevées sur la Figure 4-42 (b) en trait continu noir pour le maximum du gain et repérées par des croix pour la direction du centre de l'ouverture. Ces angles sont représentés de manière plus claire sur la Figure 4-42 (c) (voir l'Annexe O pour les résultats à d'autres fréquences). On observe une bonne évolution du lobe principal en fonction des configurations, et les angles mesurés en champ proche et en champ lointain sont en accords. La Figure 4-42 (d) confirme ces similitudes avec une zone bleue présente en totalité dans le secteur occupé par le lobe principal, et majoritairement présente sur toute la cartographie. Comme ci-dessus, les écarts les plus importants sont obtenus à cause des oscillations observées sur les mesures en champ lointain.

Nous avons montré dans cette section la pertinence des résultats obtenus dans la chambre de mesure de l'ISL en les comparant à des diagrammes de rayonnement mesurés avec une approche en champ lointain proposée par DGA-MI. Les deux techniques présentent des résultats très proches : les niveaux de gain dans la direction principale, l'ouverture du lobe principal, les angles de dépointage obtenus pour chaque configuration et enfin la régularité des diagrammes sur la bande de fréquences de l'étude sont quasiment identiques. On peut cependant relever, pour l'ensemble des mesures, des différences sur la polarisation croisée, mais les indices  $\delta_p$  du Tableau 4-20 sont néanmoins proches les uns des autres.



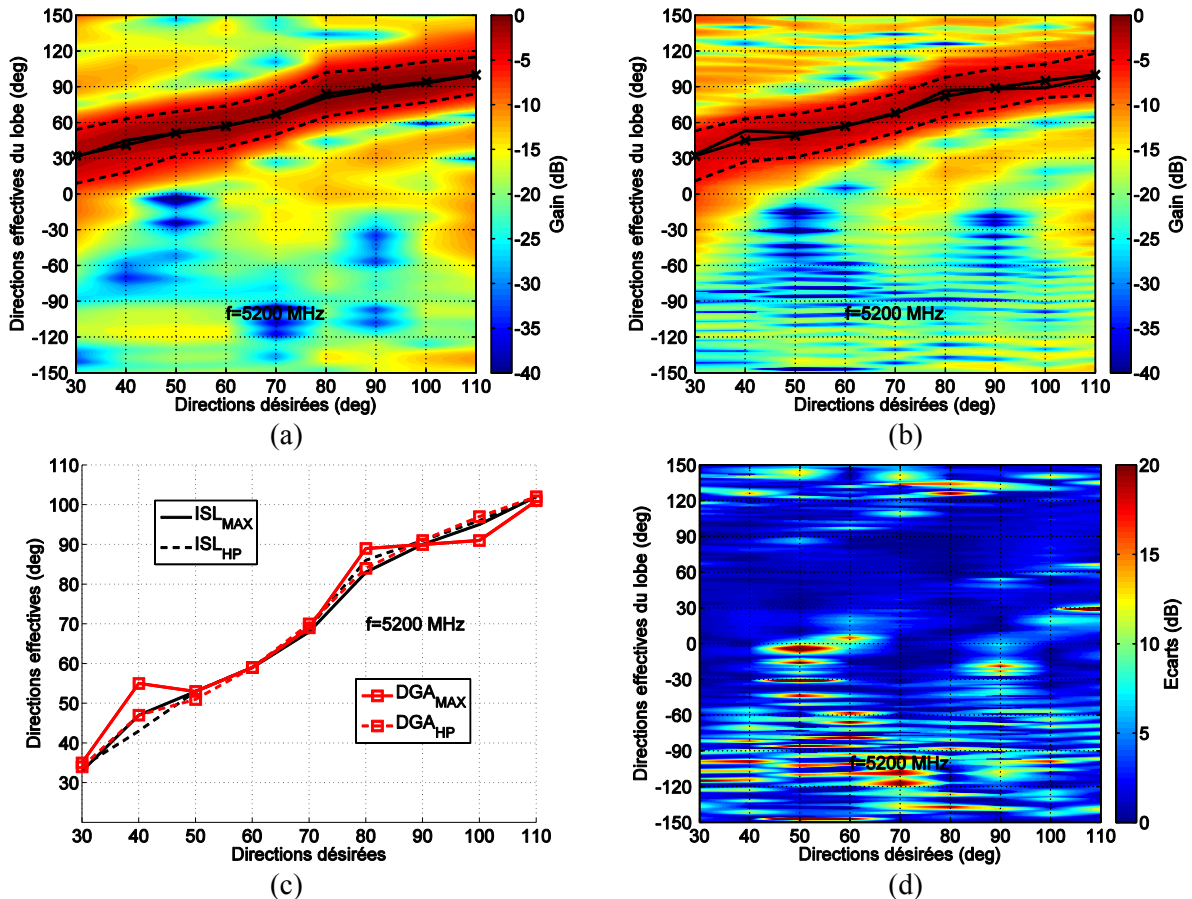


Figure 4-42 : Représentation des directions effectives du lobe principal pour chaque configuration à la fréquence de 5.2GHz à partir des mesures (a) en champ proche et (b) en champ lointain et (c) récapitulatif des directions obtenues. (d) Ecart entre le dépointage mesuré à l’ISL et à DGA-MI.

## 4.2.2 Comparaison des performances - mesures statiques

Dans cette section nous allons revenir sur les performances dont il était question dans la section 2.4.1.1 du Chapitre 2. Jusqu’à présent uniquement les diagrammes mesurés étaient comparés aux diagrammes simulés. Ils vont être cette fois utilisés dans les simulations en roulis ainsi que dans les simulations du dépointage dynamique.

### 4.2.2.1 Dans un plan $\theta$

Nous rappelons que dans un premier temps, la reconfiguration se fait sur une commutation entre les sous-réseaux de manière à ce que le faisceau soit orienté toujours dans la même direction, même si le réseau tourne sur lui-même. Les diagrammes simulés et mesurés seront utilisés pour ces simulations, et les lois d’alimentations seront celles issues des mesures du circuit d’alimentation. Nous nous intéresserons en détails à la configuration 9 qui oriente le lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ . Les deux récepteurs seront considérés comme étant opposés l’un de l’autre, dans le même plan  $\theta = 90^\circ$ . Enfin, nous rappelons également que les commutations ont lieu tous les  $90^\circ$  de la rotation du projectile, dû à l’espacement de  $90^\circ$  entre chaque sous-réseau. On raisonnera en terme de directivité pour avoir des grandeurs comparables. Les grandeurs caractéristiques sont les directivités maximale et minimale dans la direction de l’interlocuteur, et l’atténuation entre le gain minimal dans la direction de l’interlocuteur et le gain maximal dans la direction du brouilleur sur des secteurs larges de  $90^\circ$ .

Les diagrammes de rayonnement obtenus avec la configuration 9 sont représentés sur la Figure 4-43 pour chacun des sous-réseaux. Ce sont ces diagrammes qui sont utilisés dans la simulation d'une période de roulis. Sans faire attention à cette simulation pour le moment, on peut déjà s'apercevoir des différences importantes entre chacun de ces diagrammes. Nous rappelons qu'ils sont obtenus avec 4 lois de phase proches de manière à orienter le lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$  (plan de l'étude), mais différentes. Ces différences vont avoir un impact très important sur les performances en terme d'atténuation pour toutes les configurations. On peut relever par exemple des ouvertures à mi-puissance de  $79^\circ$  pour le sous-réseau situé dans la direction  $\varphi = 180^\circ$  (Figure 4-43 (c)) à  $98^\circ$  pour celui dans la direction  $\varphi = 90^\circ$  (Figure 4-43 (b)). Cette ouverture est également inférieure à  $90^\circ$  pour les deux derniers diagrammes. Les directivités maximales atteintes sont comparables pour l'ensemble des résultats. En revanche, ce qui va être un point bloquant pour les performances est l'atténuation relevée entre deux secteurs de  $90^\circ$ . En effet, elle n'est que de 13.2 dB pour le diagramme du troisième sous-réseau (valeur la plus faible parmi les diagrammes exposés ici). Cette valeur est due en partie à l'ouverture inférieure de  $11^\circ$  par rapport à  $90^\circ$  ( $79^\circ$ ). Seul le diagramme du sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 0^\circ$  (Figure 4-43 (a)) présente un résultat intéressant, avec une atténuation de 18.5dB entre les secteurs. On peut remarquer que le rayonnement arrière des autres diagrammes est plus important sur un secteur de  $90^\circ$ . Cette augmentation ne se trouve pas nécessairement dans l'axe aligné avec la direction principale puisqu'on peut relever des FTBR assez importants, mais elle se situe sur un des bords du secteur (puisque'il y a une dissymétrie à ce niveau). On peut donc également mettre en cause l'alignement de la pointe dans la chambre de mesure.

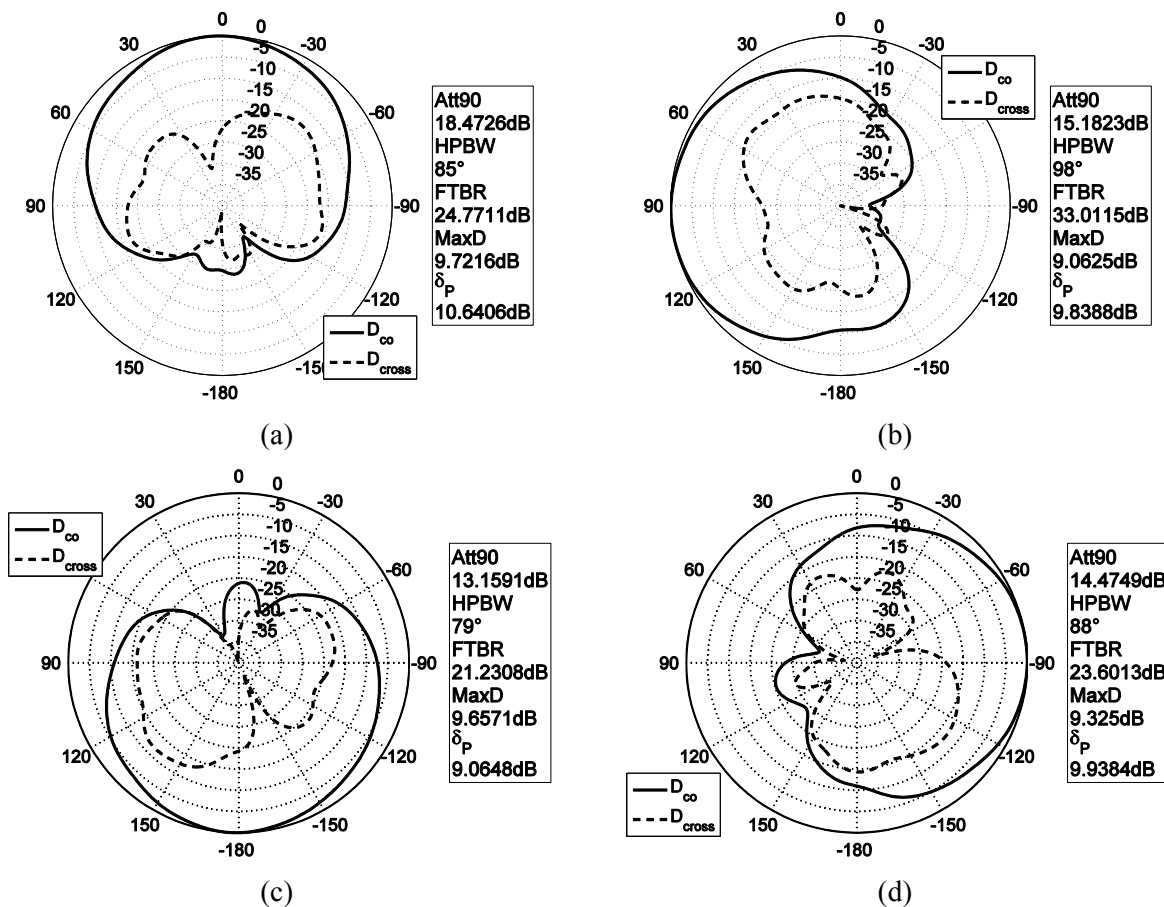


Figure 4-43 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan  $\theta = 90^\circ$  de la configuration 9 des sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .



La simulation en fonction de la position en roulis est représentée sur la Figure 4-44. Y figurent les résultats obtenus en simulation et en mesure. Les rayonnements relevés entre les deux directions en simulation sont différents de ceux qui ont été exposés dans le Chapitre 2 car la loi de phase utilisée ici est constituée d'états de phase issus des mesures du circuit d'alimentation (avec les pondérations en amplitude associées). Cette simulation met en avant les remarques qui ont été faites plus haut. Tout d'abord, on voit sur la directivité dans la direction de l'interlocuteur que le rayonnement venant des mesures présente des rebonds plus étroits par rapport aux simulations (ouvertures du lobe plus importante en simulation qu'en mesure), ce qui entraîne une baisse du niveau de rayonnement minimal dans la direction de l'interlocuteur (traits discontinus rouges par rapport aux noirs). Avec 9.7 dB de directivité maximale sur toute la période de roulis, les simulations et les mesures sont en accords. En revanche, l'impact le plus important est, comme on l'a relevé sur les diagrammes de rayonnement plus haut, le rayonnement arrière, dont le maximum sur la période de roulis est représenté par les courbes inférieures en traits discontinus noirs et rouges de la Figure 4-44. Il y a environ 8dB de différences sur le rayonnement arrière entre la simulation utilisant des diagrammes simulés et celle utilisant des diagrammes mesurés. En effet, l'atténuation relevée avec les diagrammes simulés est de 22.2dB d'après le Tableau 4-21 (colonne de la configuration 9). En retranchant la valeur minimale de la directivité dans la direction de l'interlocuteur qui est de 6.7dB, nous obtenons une directivité maximale dans la direction du brouilleur de -15.5dB. Avec les diagrammes de rayonnement mesurés, cette valeur est de -7.5dB, ce qui fait une différence de 8dB. Le Tableau 4-21 regroupe également les résultats obtenus pour toutes les autres configurations retenues. Les simulations des commutations sur une période de roulis comme on a pu le voir sur la Figure 4-44 sont disponibles en Annexe P pour toutes ces configurations dans les plans  $\theta$  correspondants. Globalement on peut observer que les directivités maximales simulée et mesurée dans la direction de l'interlocuteur sont en accords. La directivité minimale mesurée en revanche présente généralement 1dB de moins qu'en simulation. Les atténuations relevées sont bien plus importantes avec l'utilisation des diagrammes simulés. Une différence maximale de 9.5dB est relevée pour la configuration 5 (19.4dB d'atténuation avec des diagrammes simulés, contre 9.9dB avec des diagrammes mesurés). Seule la configuration 11 permet d'atteindre une atténuation supérieure avec les diagrammes mesurés (14.1dB, contre 11dB avec des diagrammes simulés).

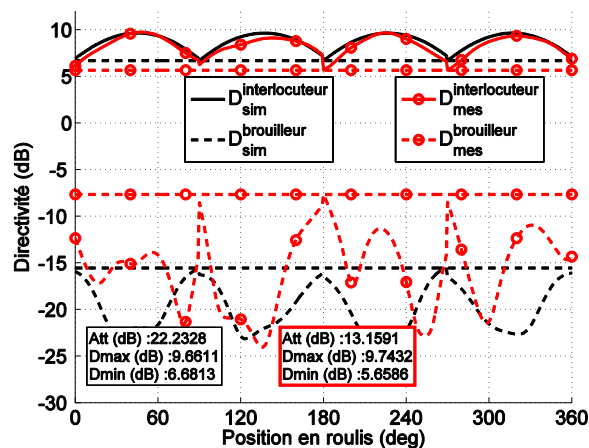


Figure 4-44 : Directivités simulée et mesurée dans les direction de l'interlocuteur et du brouilleur pour la configuration 9 dans le plan  $\theta = 90^\circ$  (dépointage du lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ ).

Tableau 4-21 : Atténuation (Att), directivités maximale ( $D_{max}$ ) et minimale ( $D_{min}$ ) simulées et mesurées sur une période de roulis pour les 9 configurations retenues dans leurs plans respectifs.

	Config	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	$\theta_{souhaité}$	30	40	50	60	70	80	90	100	110
Simulations	Att (dB)	6.3	13.9	19.4	18.4	18.7	18.7	22.2	17.5	11.0
	$D_{max}$ (dB)	7.8	8.3	9.2	9.5	9.5	9.5	9.7	9.0	7.6
	$D_{min}$ (dB)	5.4	5.8	6.9	7.3	6.9	6.4	6.7	6.4	5.8
Mesures	Att (dB)	4.6	12.4	9.9	10.5	12.7	13.8	13.2	11.7	14.1
	$D_{max}$ (dB)	8.1	8.2	9.3	9.2	9.6	9.5	9.7	8.7	8.5
	$D_{min}$ (dB)	4.5	4.8	5.2	6.0	6.2	5.6	5.7	5.7	5.5

#### 4.2.2.2 Le long de la trajectoire

Les simulations du dépointage dynamique le long de la trajectoire font intervenir toutes les configurations. Afin de repérer les configurations qui ont été retenues dans les sections précédentes, 3 secteurs distincts ont été relevés sur la Figure 4-45 : un premier secteur rouge s'étendant de 0° à 30°, un secteur vert de 30° à 110° (correspondant aux configurations qui ont été retenues) et un dernier secteur rouge de 110° à 180° qui correspond à la fin de la trajectoire, et dans lequel les diagrammes sont très dégradés et les performances très détériorées. Concernant les résultats de simulation qui sont exposés sur la Figure 4-45 (a), la remarque est la même que pour la section précédente : les résultats sont différents de ceux exposés au Chapitre 2 car les lois de phase sont différentes, du fait qu'elles soient issues des mesures du circuit d'alimentation. Nous avons relevé sur ces figures la directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur (sur un secteur de 90°), la directivité maximale dans la direction du brouilleur, ainsi que l'atténuation entre les deux directions en fonction de la position  $\theta_p$  du projectile. Une directivité supérieure à 5dB est assurée de 28° à 116°, et une atténuation supérieure à 15dB est maintenue sur 60° (de 44° à 104°). La simulation prenant en compte des diagrammes mesurés est représentée sur la Figure 4-45 (b). Comme on a pu le constater déjà dans la section précédente lors de l'étude des performances dans un seul plan  $\theta$ , les résultats obtenus sont généralement moins bons que ceux obtenus à partir de diagrammes de rayonnement simulés. En effet, l'atténuation n'atteint jamais une valeur de 15dB, pour aucune position ni pour aucune configuration. On peut relever en revanche une atténuation supérieure à 10dB sur un secteur de 86° (de 34° à 120°) qui est plus large de 6° par rapport au secteur obtenu en simulation (pour 10dB d'atténuation). Le secteur assurant une directivité de 5dB est plus étroit, allant de 43° à 114°. Les diagrammes mesurés étant différents pour chaque sous-réseau (contrairement aux diagrammes simulés), le pire cas possible est considéré pour chaque position. Par exemple, lorsque le projectile se trouve dans la position  $\theta_p=90^\circ$ , le sous-réseau actif à ce moment là peut tout à fait être le premier qui se trouve dans la direction  $\varphi = 0^\circ$  qui présente une atténuation de 18dB. Or, le sous-réseau qui présente la plus faible atténuation dans ce plan est le sous-réseau 3, avec une atténuation de 13dB. C'est cette valeur qu'on retrouve sur la courbe bleue de la Figure 4-45 (b). Les directivités simulées et mesurées dans la direction de l'interlocuteur sont représentées sur la Figure 4-45 (c). On voit sur cette figure la largeur plus importante du secteur sur lequel la directivité minimale simulée dans la direction de l'interlocuteur atteint 5dB. Mais même avec un secteur couvert plus petit en prenant en compte les diagrammes mesurés, on peut relever une certaine similitude entre les résultats, avec une directivité

dégradée dans les zones rouges et un comportement similaire dans la zone verte pour laquelle les configurations ont été retenues. Ce n'est pas tout à fait la même observation que l'on peut faire pour les atténuations simulée et mesurée qui sont représentées sur la Figure 4-45 (d). Le comportement est le même dans les zones rouges (en début et fin de trajectoire), mais dans la zone verte, les différences sont importantes. On peut voir que les résultats issus des simulations sont bien plus intéressants que ceux obtenus avec les diagrammes mesurés, atteignant parfois une atténuation de 22dB. Les écarts mis en valeurs dans le Tableau 4-21 sont illustrés ici par l'écart entre les deux courbes.

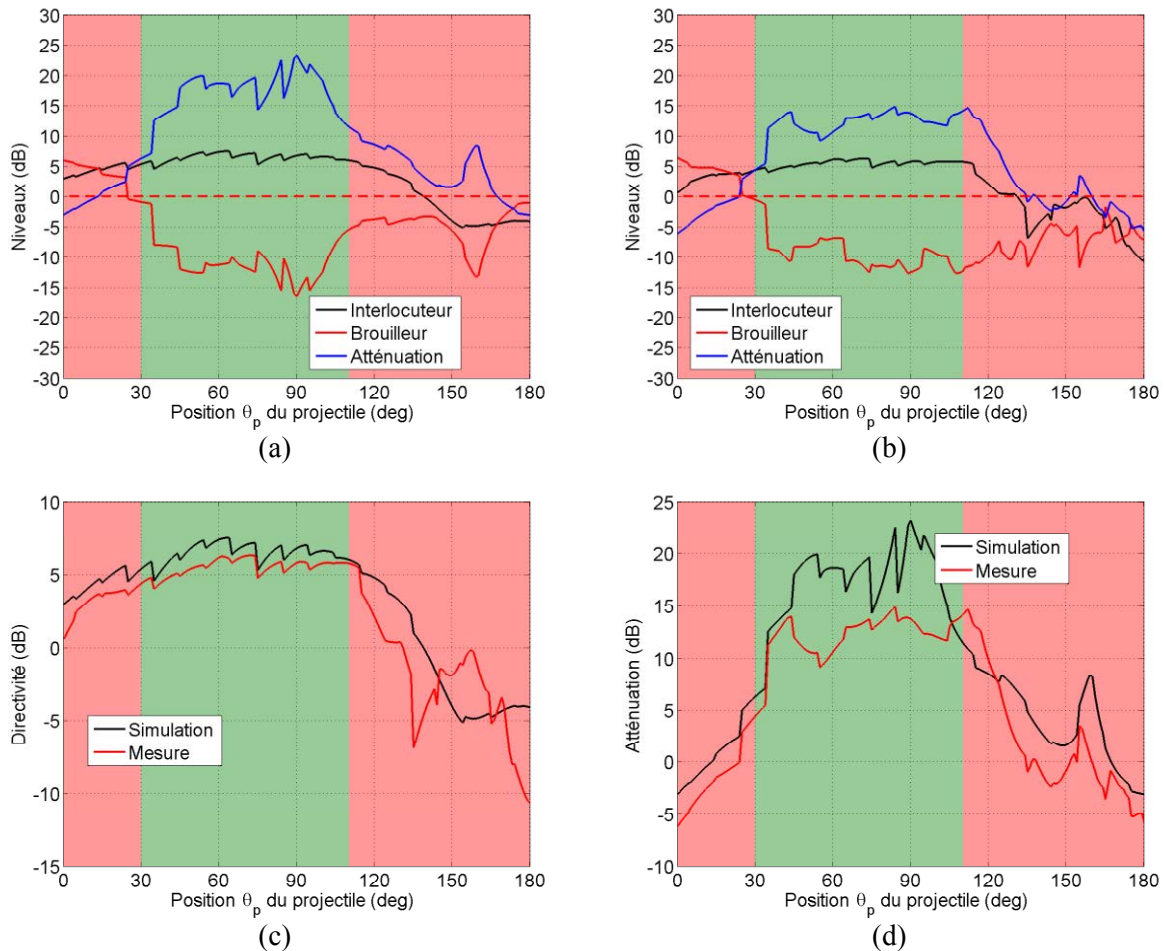


Figure 4-45 : Directivité minimale dans la direction de l'interlocuteur (sur un secteur de 90°), directivité maximale dans la direction du brouilleur (sur un secteur de 90°) et atténuation entre les deux directions à partir de diagrammes (a) simulés et (b) mesurés. Comparaisons des (c) directivités dans la direction de l'interlocuteur et des (d) atténuations simulées et mesurées.

### 4.2.3 Comparaison des performances - mesures dynamiques

Afin de valider la mise en place d'une commutation dynamique entre les sous-réseaux sur une période de roulis, des mesures ont été réalisées en extérieur pour les 9 configurations retenues. Le principe des mesures est le suivant : la pointe associée à son système d'alimentation est montée sur un corps d'obus en aluminium positionné dans une tour qui permet de modifier la position du projectile suivant deux axes de rotation. Le système est représenté sur la Figure 4-46, et l'installation sur la Figure 4-47 (a). On peut ainsi contrôler la position  $\theta$  du projectile pour simuler une position sur son axe de tir, et sa position  $\varphi$  pour simuler son roulis (à faible vitesse). La mesure est faite par un

analyseur de réseaux vectoriel en mode transmission. L'émission se fait par le réseau conique, et la réception par l'antenne cornet (polarisation linéaire) qu'on peut voir sur la Figure 4-47 (b) avec l'analyseur. La distance qui sépare les deux antennes est d'environ 8m ce qui assure d'être dans la zone de Fraunhofer à la fréquence de 5.2GHz. Le programme utilisé pendant les mesures statiques a été amélioré de manière à synchroniser le départ de la mesure avec le départ de la rotation du projectile, ainsi que les séquences de commutation avec la position en roulis de la pointe. Durant la mesure, la position en  $\theta$  est fixe, et le projectile tourne sur son axe. Il faut donc, avant chaque mesure, définir la direction  $\theta$ , et intégrer dans l'interface les lois de phase de chaque sous-réseau qui permettent d'orienter le lobe principal dans la direction du récepteur. De plus, il est également possible de choisir les séquences de commutation. En effet, la manipulation ne faisant intervenir qu'un seul récepteur, inverser la séquence de commutation permet de privilégier la direction opposée au récepteur, et il jouera donc le rôle du brouilleur dans ce cas. On peut ainsi relever les niveaux d'émission dans deux directions opposées. Les résultats qui vont suivre sont en complément de ceux exposés dans la section précédente.

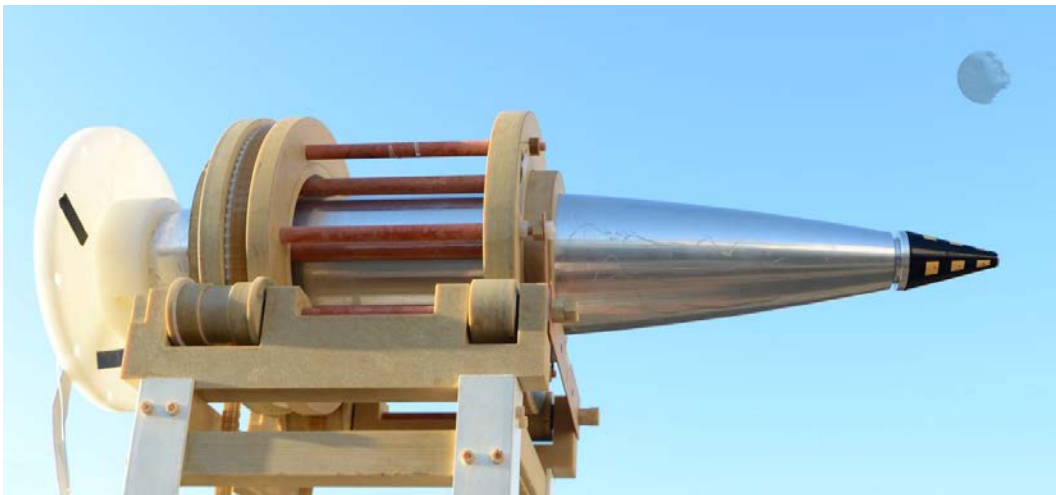


Figure 4-46 : Réseau d'antennes conique monté sur un corps d'obus en aluminium installé sur une tour à deux axes de rotation.



(a)



(b)

Figure 4-47 : Installation de la manipulation en roulis : (a) côté émission et (b) côté réception.

Au départ la manipulation a été montée en laboratoire, ce qui présentait de fortes contraintes en ce qui concerne l'environnement. Un exemple de mesure est présenté sur la Figure 4-48. Nous pouvons observer sur la partie supérieure de la figure la mesure brute de la configuration 9 (orientation du lobe principal dans la direction  $\theta = 90^\circ$ ). Dans ce cas l'axe du projectile est perpendiculaire à l'axe de l'antenne de réception. Le signal mesuré est fortement bruité, probablement dû aux innombrables réflexions sur l'environnement du laboratoire. Il est très difficile de distinguer le rayonnement émis dans les deux directions. C'est uniquement après avoir filtré le signal qu'il est possible de distinguer une différence entre les deux directions. En effet, la mesure sur une période de roulis se fait en 6 minutes. On obtient alors au final environ 55 points de mesure pour 1 degré, ce qui permet de filtrer facilement les données. Mais même après avoir filtré le signal, les résultats ne sont pas convaincants. En effet, l'écart entre les niveaux minimal dans la direction de l'interlocuteur et maximal dans la direction du brouilleur n'est que de 2dB ! Il a été décidé de déporter l'expérience en extérieur.

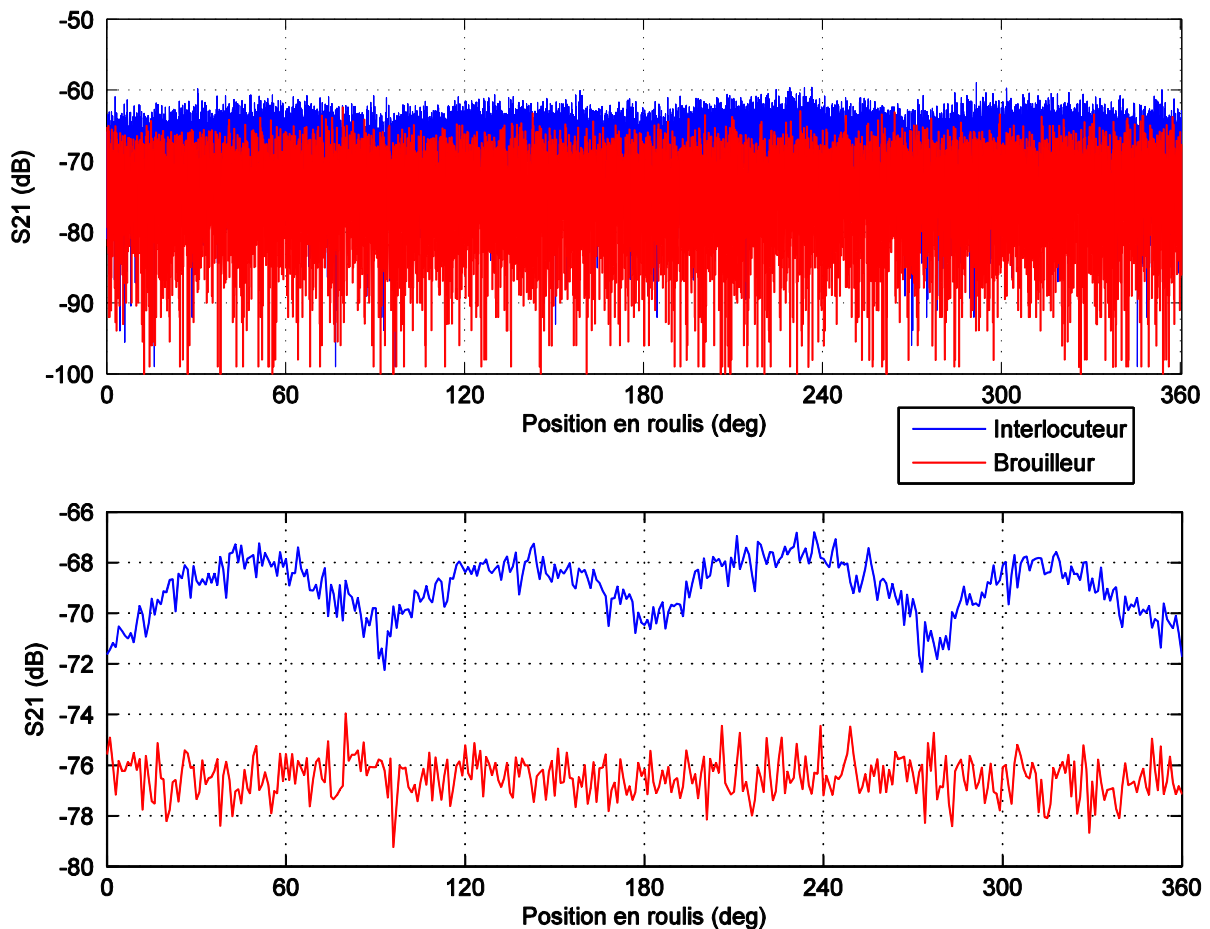


Figure 4-48 : Résultats de mesure en laboratoire bruts et filtrés de la configuration 9.



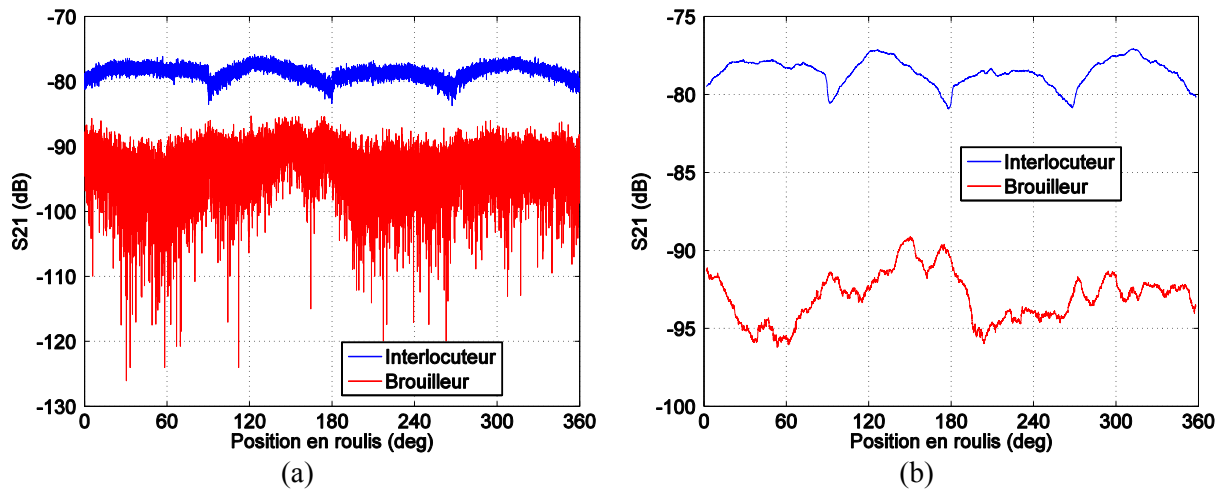


Figure 4-49 : Mesures (a) brute et (b) filtrée de la configuration 9 en extérieur.

Même si nous sommes toujours victimes des réflexions (notamment au niveau du sol et des bâtiments), on peut d'ores et déjà noter une différence entre les deux directions sur la Figure 4-49 (a) qui représente les mesures brutes. Ceci représente une amélioration notable par rapport aux mesures préliminaires faites en laboratoire. La mesure présentée ici correspond toujours à la configuration 9, en maintenant l'axe du projectile toujours dans la même position que précédemment. L'ensemble des résultats correspondants aux 9 configurations retenues est regroupé dans l'Annexe Q. Mais même si la différence de niveau de rayonnement est visible sur les données brutes, il est néanmoins difficile de relever une valeur précise de l'atténuation, définie toujours comme étant la différence entre le minimum du rayonnement dans la direction de l'interlocuteur et le maximum de rayonnement dans la direction du brouilleur (qui se situent en général à l'instant des commutations). En revanche, si on s'intéresse à la Figure 4-49 (b) qui représente les mêmes données mais cette fois filtrées, on peut facilement relever une atténuation de 8.2dB entre la courbe bleue et la courbe rouge, avec une variation de niveau dans la direction de l'interlocuteur de 3.8dB. Ces résultats sont rassemblés dans le Tableau 4-22 pour toutes les configurations. En ce qui concerne la configuration 11, les mesures faites pour déterminer le rayonnement dans la direction du brouilleur n'ont pas été extraites de manière correctes, et ne sont malheureusement pas utilisables c'est pour cela que l'atténuation n'a pas été relevée dans le Tableau 4-22 pour ce cas. On voit que les différences se situent entre 6.3dB pour la configuration 3 (dépointage dans la direction  $\theta=30^\circ$ ) et 11.4dB pour la configuration 5 (dépointage dans la direction  $\theta=50^\circ$ ). Ces valeurs sont faibles par rapport à ce qu'on attendait. Nous avons déjà observé une forte dégradation lors de l'utilisation de diagrammes mesurés pour la simulation en roulis (atténuation de 24dB avec des diagrammes simulés, contre 13dB avec des diagrammes mesurés pour la configuration 9). Cette dégradation est encore plus importante ici, et afin de la mettre en évidence, nous allons reprendre la Figure 4-45 (b) qui représente entre autres l'atténuation entre deux directions opposées sur des secteurs de  $90^\circ$  sur une trajectoire complète, en y ajoutant les données récupérées lors de l'expérience actuelle. Sur la Figure 4-50 ont été ajoutés 8 points correspondant aux 8 configurations avec lesquelles il a été possible de traiter les données. Donc, pour chacune de ces configurations, qui correspond à une position du projectile, l'atténuation a été relevée. Ces points sont à comparer avec la courbe bleue qui représente l'atténuation sur une trajectoire en ayant considéré des diagrammes mesurés. Globalement ces points sont assez éloignés de ce qu'on attendait sauf pour les configurations 3 et 5 où on relève une atténuation plus importante lors de la rotation du projectile. Mais il faut rappeler que les mesures ne se sont pas faites dans des conditions optimales. Les réflexions étaient nettement moins importantes qu'en laboratoire, mais étaient tout de même présentes, qu'elles viennent du sol ou des bâtiments environnants ou même du châssis tournant sur lequel se

trouve l'obus. De plus, le bruit extérieur est également un facteur important d'erreur. Mais le fait est qu'il est néanmoins possible, on le sait maintenant grâce à cette expérience, de privilégier une seule direction de rayonnement en fonction de la rotation du projectile grâce à la commutation dynamique. Elle remplit son rôle en commutant entre chaque sous-réseau selon une séquence donnée, et surtout sans présenter de coupure au moment de la commutation. Les avantages, par rapport à l'état de l'art ISL, sont multiples. Tout d'abord, le fait de pouvoir dépointer le lobe principal est une nouveauté, et permet de garder un niveau de rayonnement important dans une même direction en fonction de l'évolution du projectile. Le second avantage est que le niveau d'atténuation atteint est plus important, et dans plusieurs plans  $\theta$  contrairement aux premiers travaux dans lesquels la loi de phase commutée était optimisée que pour un seul plan. Par exemple, nous rappelons que la mesure sur banc tournant de la première pointe ISL (Chapitre 1) permettait d'obtenir une atténuation de 8.7dB lorsque l'antenne étaient placée entre deux récepteurs. Mais à ce moment là, l'atténuation prenait en compte le maximum de rayonnement dans la direction de l'interlocuteur, et non pas le minimum. Avec la nouvelle définition de l'atténuation qui a été introduite dans le Chapitre 2, elle n'est plus que de 4dB dans ce cas contre 8.2dB obtenue avec la nouvelle pointe dans la configuration correspondante. Enfin, le nouveau réseau est adapté à un secteur angulaire plus large alors que la première pointe développée à l'ISL n'était opérationnelle que dans un plan  $\theta$ .

Tableau 4-22 : Récapitulatif des performances obtenues sur les mesures (dynamiques) en roulis.

	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Atténuation (dB)	6.3	8.7	11.4	8.9	9.6	8.8	8.2	8.6	-
Variation (dB)	3.8	4.1	3.5	2.9	4.2	5.3	3.8	5.5	4.9

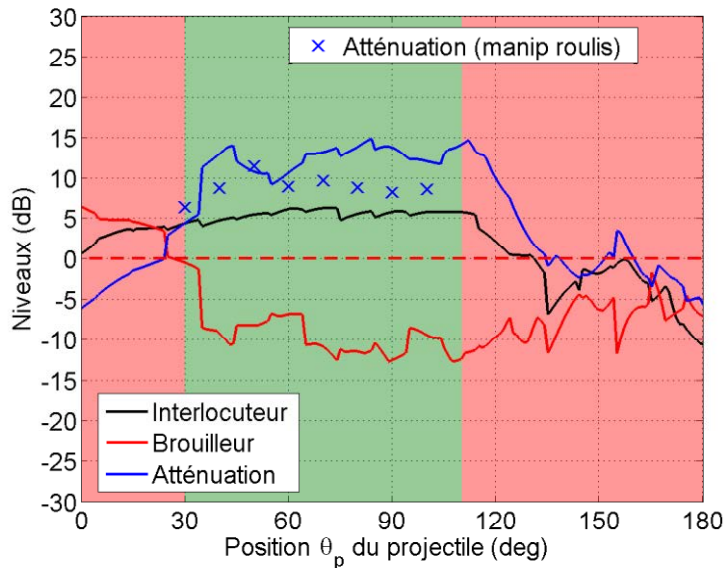


Figure 4-50 : Directivité dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur sur une simulation de trajectoire en utilisant des diagrammes mesurés, et atténuation relevée lors de mesures dynamiques.



### 4.3 *Conclusions*

Ce chapitre présente les résultats de mesure du rayonnement de la pointe qui ont été menées durant la dernière période de l'étude. Les deux prototypes du réseau conique de 12 éléments ont été présentés. Les deux méthodes de fabrications sont prometteuses et les résultats préliminaires obtenus sont très satisfaisants. En effet, l'adaptation des éléments ainsi que les diagrammes de rayonnement mesurés sont en accords avec les simulations (mises à jour) présentées dans le Chapitre 2. Le cœur de ce chapitre a été la présentation des mesures du système complet (réseau d'antennes associé à son circuit d'alimentation). Après avoir fait face aux problèmes de mesures dus à un décentrage trop important de l'antenne sur son porteur, toutes les configurations ont été mesurées sans encombre. Grâce à un pilotage extérieur, aucune intervention n'était nécessaire et chaque configuration de chaque sous-réseau a pu être considérée sans modifier l'installation. De plus, les mesures présentées dans le Chapitre 3 et celles de la section 4.1.2.2.1, ainsi que l'utilisation de l'outil Matlab présenté dans le Chapitre 2 ont permis d'optimiser des lois de phase permettant de dépointer le lobe principal. Les diagrammes de rayonnement mesurés ont montré que seules quelques configurations étaient intéressantes, les autres étant limitées par le réseau phasé. Le réseau pyramidal pourrait être utilisé afin de créer un lobe vers l'arrière lorsque la pointe ne le permet pas. Les capacités de ce réseau ont été validées en simulation et la validation de ces résultats par les mesures du prototype doit encore être poursuivie. Il a ensuite été possible de mener des mesures dans l'imposante chambre de mesure CHEOPS (champ lointain) à DGA-MI. Ces mesures ont permis de valider celles qui avaient été faites à l'ISL par l'importante ressemblance entre les diagrammes de rayonnement mesurés. Ces diagrammes ont ensuite été utilisés pour déterminer les performances en terme d'atténuation soit sur une période de roulis, soit sur toute une trajectoire. Il s'est avéré que les atténuations obtenues étaient moins importantes que celles obtenues avec des diagrammes de rayonnement simulés. Il était ensuite très important de valider le principe du réseau commuté en « grandeur nature ». Cette dernière expérience représente l'aboutissement de ces travaux. Elle a permis, malgré des valeurs d'atténuation faibles, de mettre en évidence une direction à privilégier. En effet, nous avons pu relever une différence de niveau lors de chaque mesure sur une période de roulis, malgré la rotation du projectile et ceci grâce à des séquences de commutations automatiques. Ces résultats sont très encourageants, et procéder à des mesures dans un environnement contrôlé pourrait fournir des données plus proches de ce qu'on aurait pu attendre.

## *Conclusions générales et perspectives*

---

Ce travail de thèse, initié à la suite de précédents travaux à l'ISL, avait pour objectif principal d'améliorer le concept déjà existant, concept basé sur la reconfiguration des diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes conformé et intégré dans une pointe de projectile en fonction de son roulis. Ce premier réseau était constitué d'un seul anneau de 3 éléments rayonnants, permettant de reconfigurer les diagrammes uniquement dans un seul plan, avec une commutation d'un seul état de phase entre chaque élément (soit 2 états de phase par antenne).

Dans un premier temps, avec le passage de la fréquence de travail de 2.3GHz à 5.2GHz, nous avons pu mettre en place différentes structures de réseaux d'antennes conformés à une architecture conique et répartis cette fois sur plusieurs anneaux. Le premier avantage de ces agencements répartis sur plusieurs étages était l'accès à un degré de liberté supplémentaire. En effet, l'utilisation de plusieurs anneaux a permis de dépointer le lobe principal dans le plan longitudinal de la pointe, alors qu'initialement, la reconfiguration était limitée qu'à un seul plan (plan transverse au réseau).

Les agencements étudiés sont multiples. On peut compter 4 structures différentes, composée chacune de 9, 12, 15, et 18 éléments rayonnants. En considérant pour chacune d'elle une répartition différente des éléments tout en gardant un plan de symétrie, important pour une reconfiguration sur une rotation axiale, 16 réseaux différents ont été considérés. Une fois que les éléments de chaque anneau optimisé pour fonctionner à la fréquence de 5.2GHz en polarisation linéaire, il a fallu entamer une conséquente phase d'étude des performances de chaque pointe. Ces performances sont basées sur la capacité de chaque réseau à présenter une atténuation entre deux directions opposées, et à dépointer le lobe principal dans plusieurs directions afin de suivre un point fixe en fonction du vol du projectile. Trois différentes méthodes de reconfiguration ont été prises en compte.

- Une première, basée sur les travaux précédents de l'ISL, consiste à commuter plusieurs lois de phase en fonction de la position en roulis du projectile. Elle implique une excitation de tous les éléments, et est très dépendante du nombre d'éléments présents sur le cône. La pointe constituée de 18 éléments présente donc des résultats bien plus intéressants que celle qui en comporte 9. Un seul état de phase ne suffit pas à satisfaire les 20dB d'atténuation qui sont instaurés dans les objectifs. Grâce à un outil de synthèse de réseau dédié à cette étude et réalisé sous Matlab, l'optimisation des phases de chaque élément est faite de manière à atteindre un maximum d'atténuation entre les deux directions et dans plusieurs plans (plusieurs positions du projectile par rapport à des récepteurs fixes). Mais malgré des atténuations de plus de 40dB atteintes dans certains cas, cette approche ne permet pas de conserver un gain important dans la direction de l'interlocuteur. De plus, c'est une solution complexe, volumineuse et coûteuse à mettre en œuvre.
- La deuxième méthode a donc fait intervenir des sous-réseaux phasés et commutés. Plusieurs motifs de sous-réseaux ont été étudiés. Dans ce cas les commutations se font à la fois sur la désactivation d'un sous-réseau et l'activation du suivant selon les agencements étudiés, ainsi que sur la pondération en phase des éléments actifs qui servent à faire de la formation de faisceaux dans les deux plans. Ceci permet d'avoir un diagramme plus directif dans la direction d'un interlocuteur. En revanche, la complexité du circuit de distribution d'un tel fonctionnement implique un nombre de

composants hyperfréquences trop important, sachant de plus que plusieurs éléments sont communs à plusieurs sous-réseaux.

- La dernière méthode a donc été de considérer des agencements composés de plusieurs réseaux de 3 éléments que l'on peut considérer comme linéaires (répartis selon la tranche du cône). Ces réseaux linéaires, au nombre de 3, 4, 5 ou 6 selon le nombre d'éléments pris en compte, constituent les sous-réseaux. Afin d'obtenir une atténuation entre deux directions opposées en fonction du roulis du projectile, la commutation se fait entre chaque sous-réseau, la séquence de la commutation se faisant dans le sens inverse du roulis (de la rotation) du projectile. Chaque élément de chaque sous-réseau est pondéré en phase de manière à dépointer le lobe dans le plan longitudinal.

C'est donc cette dernière méthode, avec la pointe à 12 éléments, qui est choisie pour un prototypage, avec son circuit d'alimentation dédié. Le fait qu'il n'y ai pas d'élément commun entre chaque sous-réseau facilite grandement l'électronique impliquée dans le circuit. De ce fait, il est possible, en mettant en place le bon ordre des composants, de minimiser leur nombre. Ainsi, en mettant en place pour chaque anneau des déphaseurs numériques en amont des commutateurs, on peut activer un sous-réseau dans lequel chaque élément est pondéré en phase. Afin que chaque étage (d'un diamètre de 50mm) soit piloté de manière identique, un important travail de développement a été fait sur un répartiteur équilibré (en amplitude et en phase) à une entrée et 3 sorties (pour les 3 étages). Le circuit complet est réparti sur plusieurs étages afin d'être embarqué dans la fusée d'un projectile, et peut être piloté à l'aide d'une interface ergonomique. Les mesures ont validé son fonctionnement, et ont permis de générer des pondérations optimisées pour orienter le lobe principal d'un sous-réseau de  $0^\circ$  à  $180^\circ$  avec un pas de  $10^\circ$ , en étant conscient des limites du dépointage électronique. Enfin, comme ce circuit est destiné à être embarqué dans un projectile, il a fallut valider son fonctionnement après un tir de canon. Ce test a été réalisé grâce à l'installation SIBREF présente sur le site de l'ISL à Saint Louis. Après un premier tir, le circuit complet a montré une défaillance au niveau des commutations. Semblant peu probable que cette défaillance vienne des commutateurs, un deuxième tir impliquant uniquement un étage composé d'un déphaseur et d'un commutateur a validé le fonctionnement du composant. Une investigation supplémentaire est nécessaire pour déceler le problème qui se situe soit au niveau des composants impliqués dans la commande des commutateurs, soit dans les liaisons entre les cartes, mais en tout cas pas au niveau des composants HF.

Le réseau de 12 éléments réalisé avec deux méthodes différentes a présenté de très bonnes similitudes entre simulations et mesures, des paramètres S ainsi que des diagrammes de rayonnement. La première, réalisée à l'ISL, met en œuvre des substrats de fine épaisseur conformés et collés sur une base conique. La deuxième réalisation, plus précise, est basée directement sur les modèles numériques des simulations et fait intervenir le ProtoPaint, peinture réactive à l'utilisation de la technologie LDS. Des mesures de diagrammes de chaque élément rayonnant ont été faites afin de les utiliser dans l'optimisation des lois de phase pour le dépointage avec une reconstruction du rayonnement de chaque sous-réseau grâce à l'outil développé sur Matlab.

Enfin, la dernière période de la thèse a été dédiée aux mesures du système complet qui comprend le réseau d'antennes et le circuit piloté, tous les deux intégrés sur un projectile. Après quelques difficultés rencontrées lors des premières mesures à l'ISL qui ont finalement été contournées, une deuxième campagne a été menée sur le site de DGA-MI dans la chambre de mesure CHEOPS. Ces deux campagnes de mesures ont permis de comparer des résultats issus d'une approche en champ proche et d'une autre en champ lointain qui se sont avérés très proches. Avec une bonne cohérence

avec les simulations, les angles présents dans le secteur limité par la théorie du dépointage électronique sont bien atteints. Cependant, les niveaux relevés sont plus faibles que ceux attendus. En effet, avec une atténuation de 24dB entre deux directions opposées dans un plan  $\theta$  relevée en simulation, elle n'a été que de 13dB en mesure, ce qui néanmoins reste une amélioration non négligeable par rapport à l'état de l'art ISL. De plus, il est maintenant possible de maintenir un gain constant dans la direction d'un interlocuteur grâce au dépointage dynamique en fonction du déplacement du projectile. On peut donc relever des atténuations supérieures à 10dB sur une partie de la trajectoire, ce qui représente également une innovation.

Afin d'illustrer et de valider la reconfiguration dynamique, une dernière expérience a été mise en place. Cette dernière série de mesures représente l'aboutissement de ces trois années de travail. Elle met en œuvre une maquette de projectile de calibre 155mm montée sur une tour à plusieurs axes de rotation et dotée de la pointe instrumentée. Synchronisée avec l'interface de commande, des mesures dynamiques ont pu être faites dans plusieurs plans  $\theta$  et ont montré, en direct et après dépouillement des données, qu'il est possible de maintenir le rayonnement de la pointe dans une direction principale, et en retour de le réduire dans la direction opposée, sur une plateforme tournante. Cependant les niveaux obtenus ne sont pas ceux attendus à cause des conditions des mesures qui n'étaient pas optimales. Nous avons été victimes de l'environnement autour du projectile (bâtiments, sols, ...) alors que lors d'un tir balistique, le projectile peut être considéré dans un espace sans réflexion. Il est clair que pour d'autres configurations de communication faisant intervenir un ou plusieurs interlocuteurs et un ou plusieurs brouilleurs, la reconfiguration des diagrammes sera à traiter au cas par cas ou à terme par le biais d'algorithmes auto-adaptatifs de traitement d'antennes.

Plusieurs évolutions du systèmes actuels ont déjà été émises. Nous avons déjà fait mention du réseau d'antennes situé à l'arrière du projectile et qui serait actif en phase terminale du vol, lorsque le dépointage électronique du réseau conique n'est plus efficace. Un approfondissement de cette étude, et notamment le développement et l'utilisation d'un circuit de répartition dédié, sont nécessaires afin de valider entièrement le concept. Pour améliorer ensuite l'atténuation, il serait intéressant d'observer l'impact des RIS (Reactive Impedance Surface) qui ont montré dans [115] ou [116], travaux basés sur [117] qu'il était possible de réduire le rayonnement arrière d'une antenne imprimée. Enfin, dans le but d'obtenir un système opérationnel, ce réseau conique doit être recouvert d'un radôme afin de protéger les éléments rayonnants aux frottements ainsi qu'aux échauffements dus aux accélérations. Lors d'un tir réel, un système de commande embarqué estimant la position en roulis du projectile sera nécessaire, puis dans un dernier temps, des systèmes de DoA (Direction of Arrival) pourront être couplés à la commande de reconfiguration afin que la pointe ait un comportement autonome par le biais d'algorithmes auto-adaptatifs.

## ANNEXES

## Annexe A Les agencements : forme et nomenclature

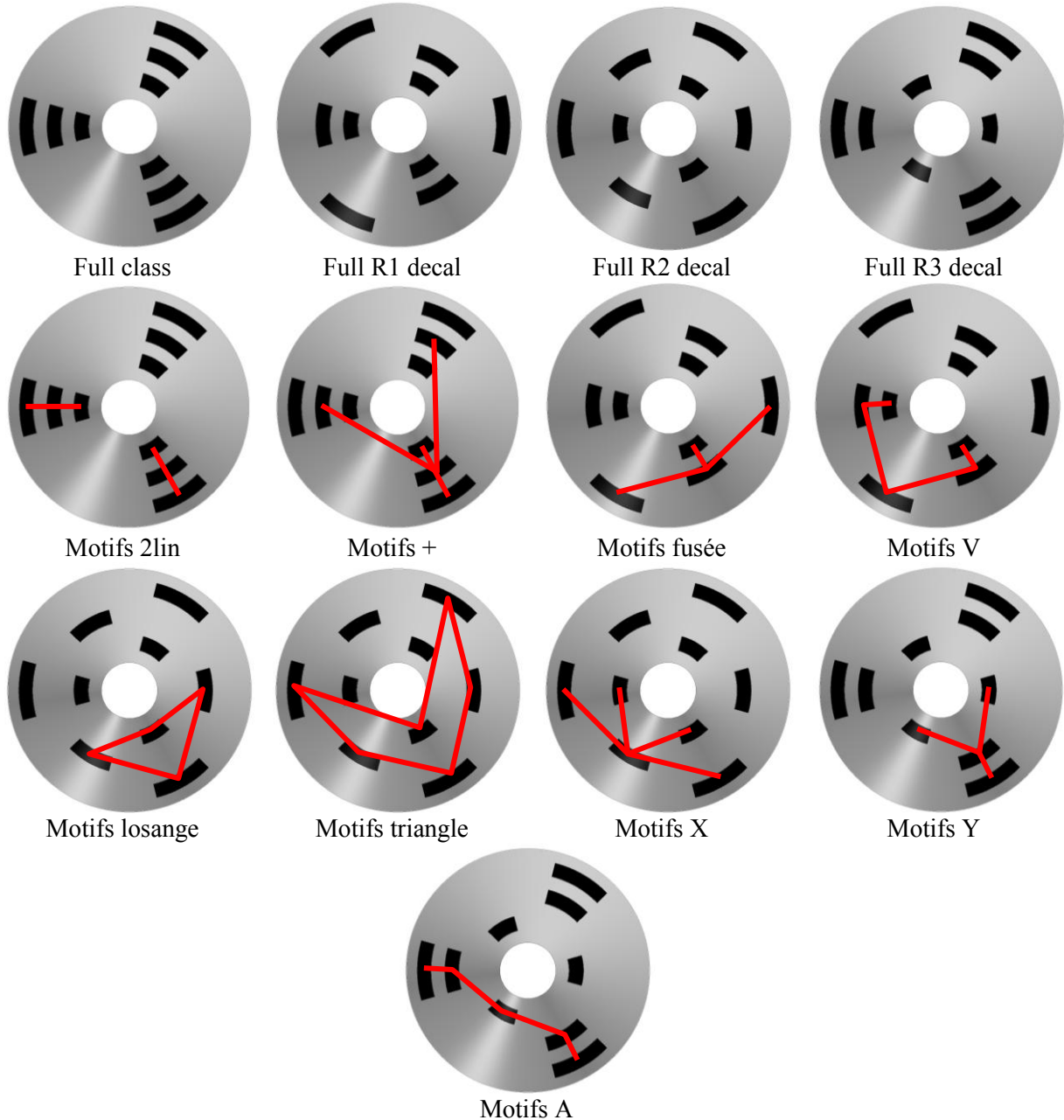


Figure A-1 : Les différents agencements du réseau conique composé de 9 éléments rayonnants.

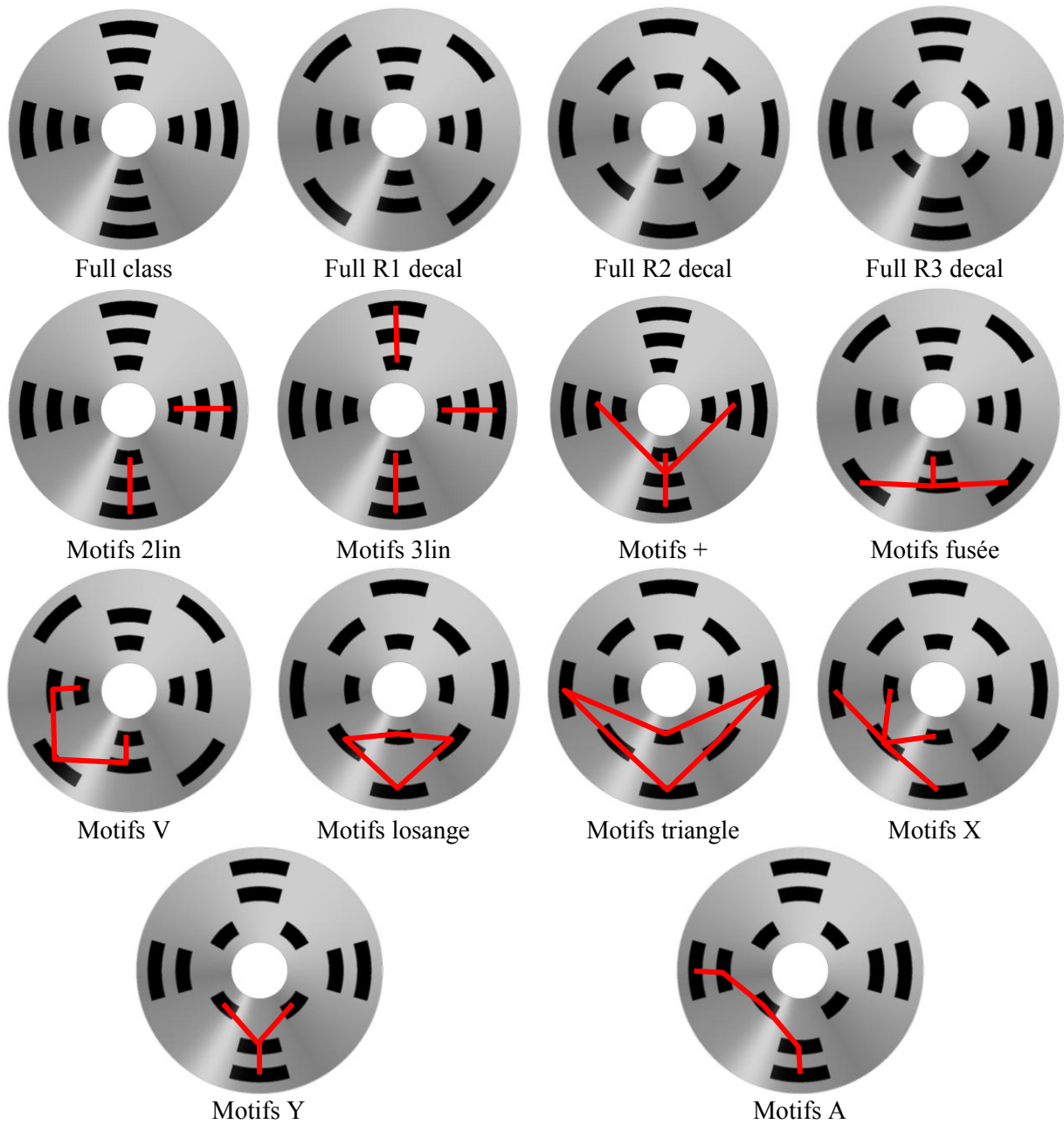


Figure A-2 : Les différents agencements du réseau conique composé de 12 éléments rayonnants.

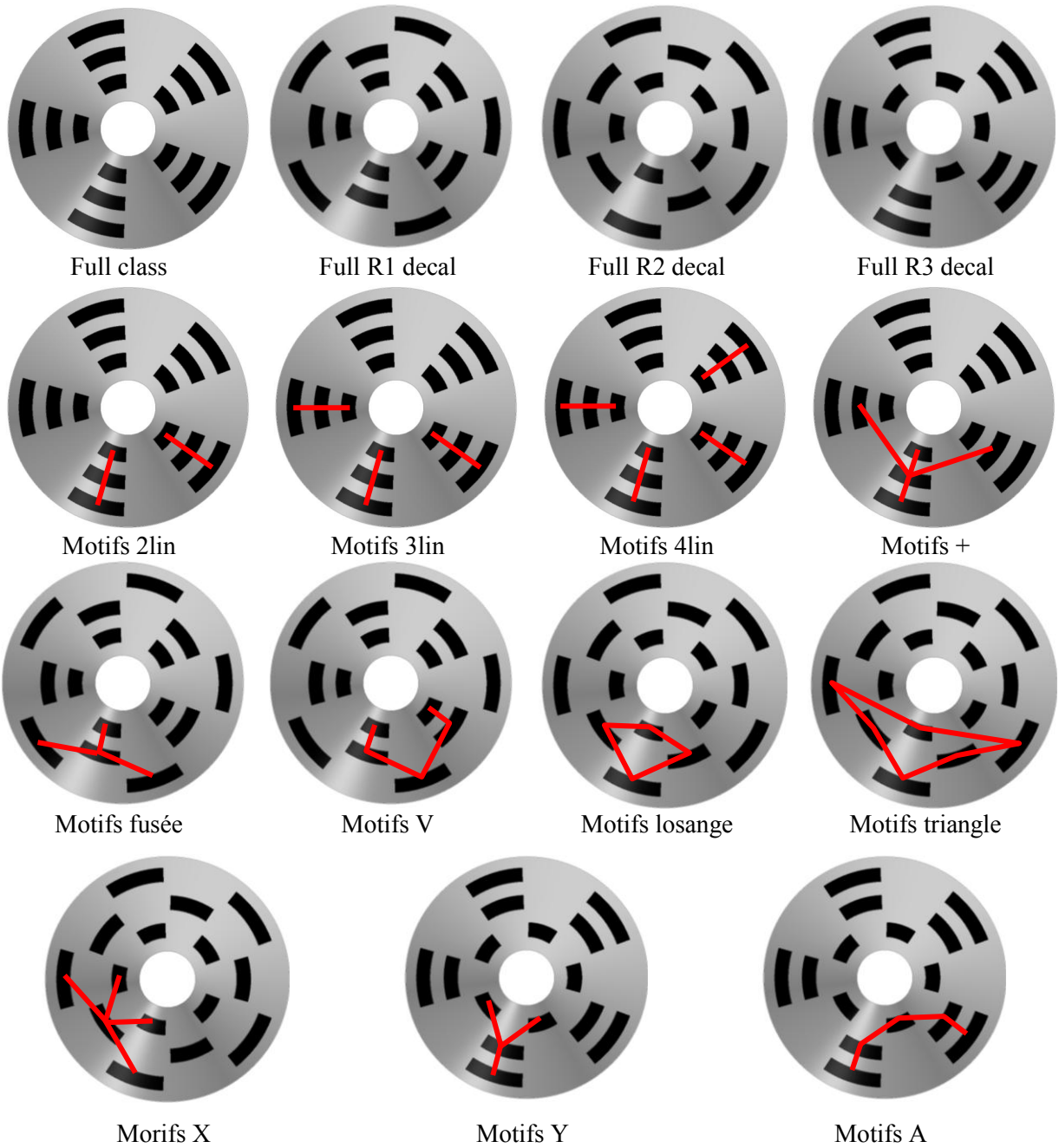


Figure A-3 : Les différents agencements du réseau conique composé de 15 éléments rayonnants.



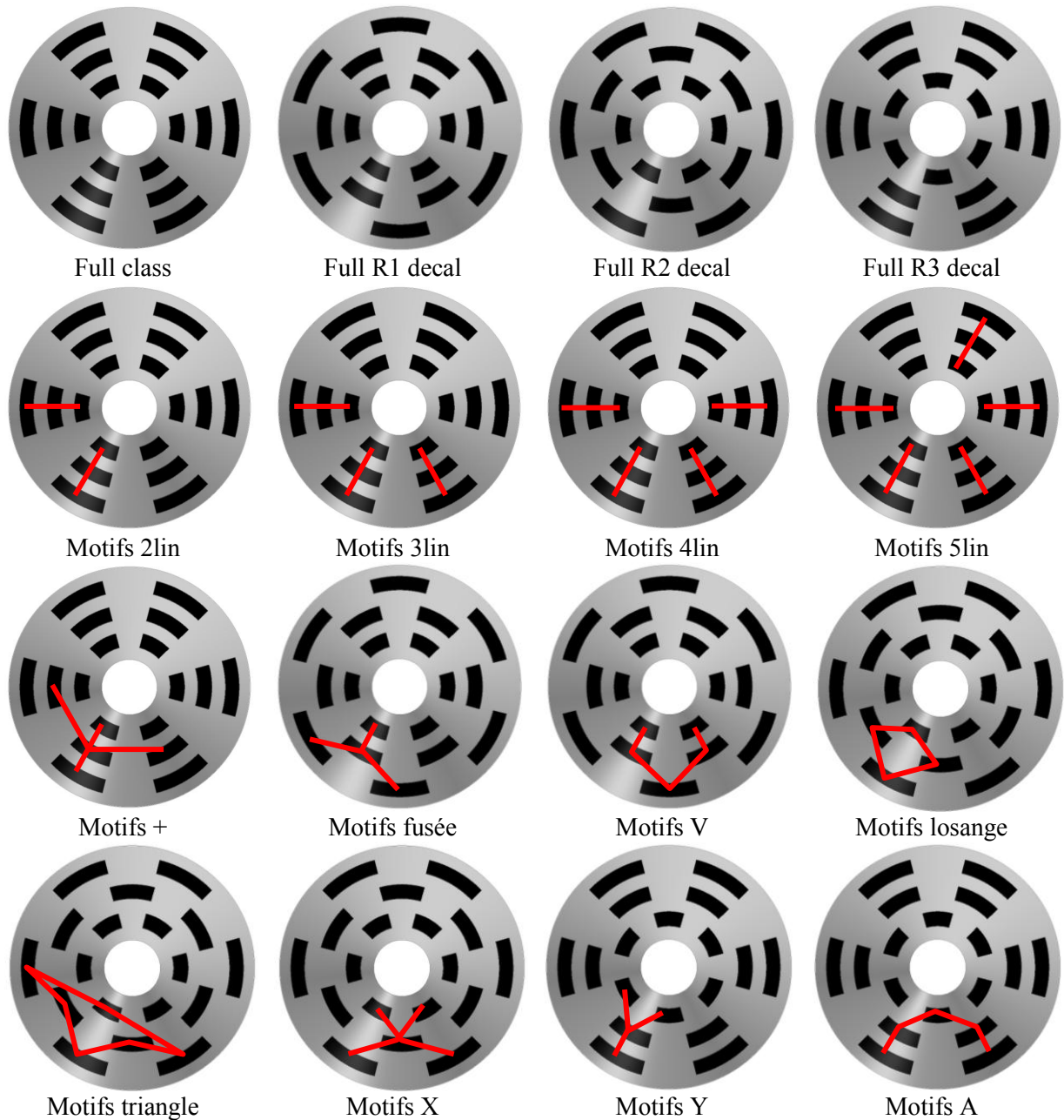


Figure A-4 : Les différents agencements du réseau conique composé de 18 éléments rayonnants.

## Annexe B Réseau commuté : Performances des agencements classiques de 9, 15, et 18 éléments

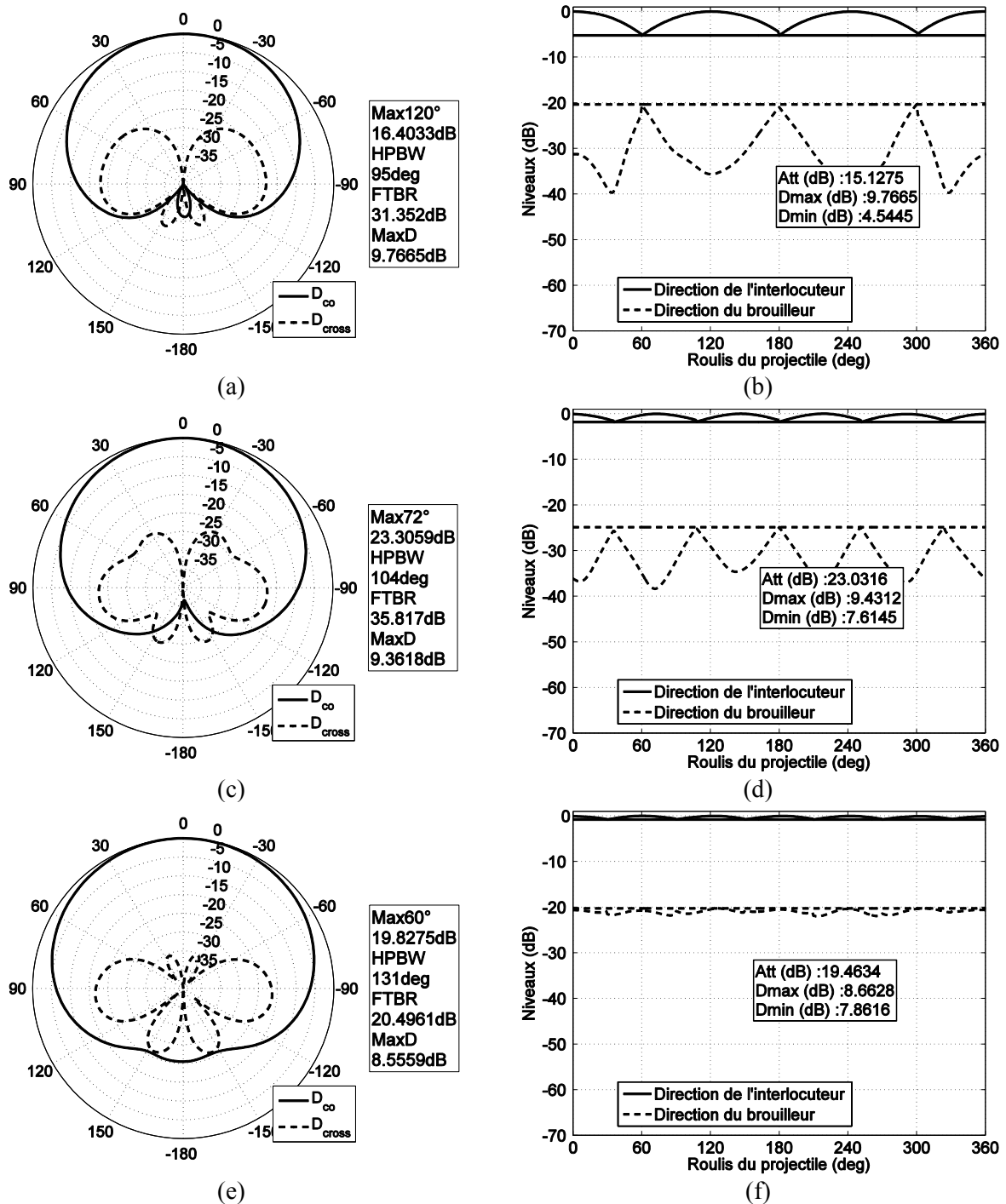


Figure B-1 : Diagrammes de rayonnement et niveaux de rayonnement dans les directions de l'interlocuteur et du brouilleur sur une période de roulis pour les agencements classiques de (a, b) 9 éléments, (c, d) 15 éléments et (e, f) 18 éléments rayonnants.

## Annexe C Réseau commuté : Bilan des performances (dans le plan $\theta = 90^\circ$ )

Tableau C-1 : Réseau conique de 9 éléments rayonnants.

Agencement	$D_{\max}$ (dB)	$D_{\min}$ (dB)	Atténuation (dB)
lin	9.8	4.5	15.1
2lin	8.5	3.7	0.8
+	8.3	0.9	0.09
fusée	8.7	-2.1	5.4
V	10.0	1.5	0.2
losange	9.9	1.2	5.2
triangle	8.8	-3.9	-4.3
X	8.7	2.1	2.9
Y	10.1	1.7	5.8
A	8.8	2.9	2.6

Tableau C-2 : Réseau conique de 12 éléments rayonnants.

Agencement	$D_{\max}$ (dB)	$D_{\min}$ (dB)	Atténuation (dB)
lin	9.7	6.7	25.4
2lin	10.1	5.3	9.6
3lin	8.3	1.2	-0.2
+	8.3	4.9	6.8
fusée	9.3	3.4	10.6
V	9.8	3.5	7.5
losange	10.1	5.8	15.7
triangle	8.9	0.7	6.1
X	9.1	3.6	9.1
Y	9.4	4.2	12.4
A	10.0	4.4	7.9

Tableau C-3 : Réseau conique de 15 éléments rayonnants.

Agencement	$D_{\max}$ (dB)	$D_{\min}$ (dB)	Atténuation (dB)
lin	9.4	7.6	23.0
2lin	10.1	6.1	11.8
3lin	11.3	4.5	4.3
4lin	10.6	5.7	1.3
+	8.9	6.1	17.2
fusée	9.2	5.0	13.0
V	10.0	6.9	15.2
losange	8.8	5.9	17.6
triangle	8.6	3.4	16.8
X	9.8	6.1	15.4
Y	8.6	6.5	17.2
A	10.1	5.9	12.4

Tableau C-4 : Réseau conique de 18 éléments rayonnants.

Agencement	$D_{\max}$ (dB)	$D_{\min}$ (dB)	Atténuation (dB)
lin	8.7	7.7	19.4
2lin	10.6	8.2	17.8
3lin	11.8	7.7	11.4
4lin	12.0	7.4	4.0
5lin	10.7	6.7	10.8
+	10.6	7.6	18.3
fusée	9.7	7.5	17.1
V	10.1	7.7	17.2
losange	9.8	7.9	15.4
triangle	10.3	6.3	16.7
X	10.0	7.1	19.5
Y	9.2	8.0	26.4
A	10.3	7.9	15.1

## Annexe D Réseau commuté : Bilan des performances du dépointage longitudinal

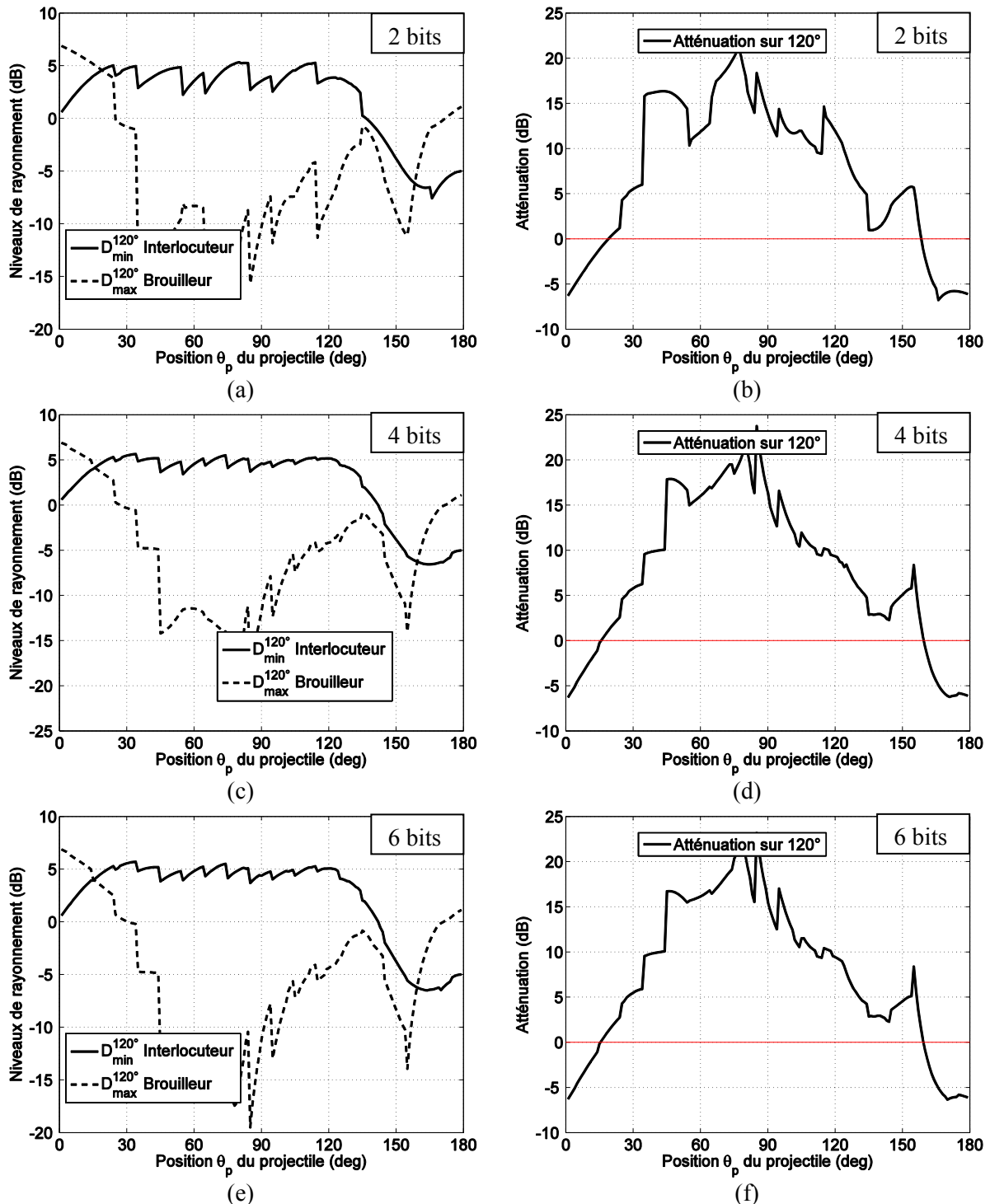


Figure D-1 : Niveau de directivité minimal sur un secteur de  $120^\circ$  dans la direction de l'interlocuteur et niveau de directivité maximal sur un secteur de  $120^\circ$  dans la direction du brouilleur et atténuation entre ces deux secteurs en simulant des déphaseurs de résolutions (a, b) 2 bits, (c, d) 4 bits et (e, f) 6 bits.

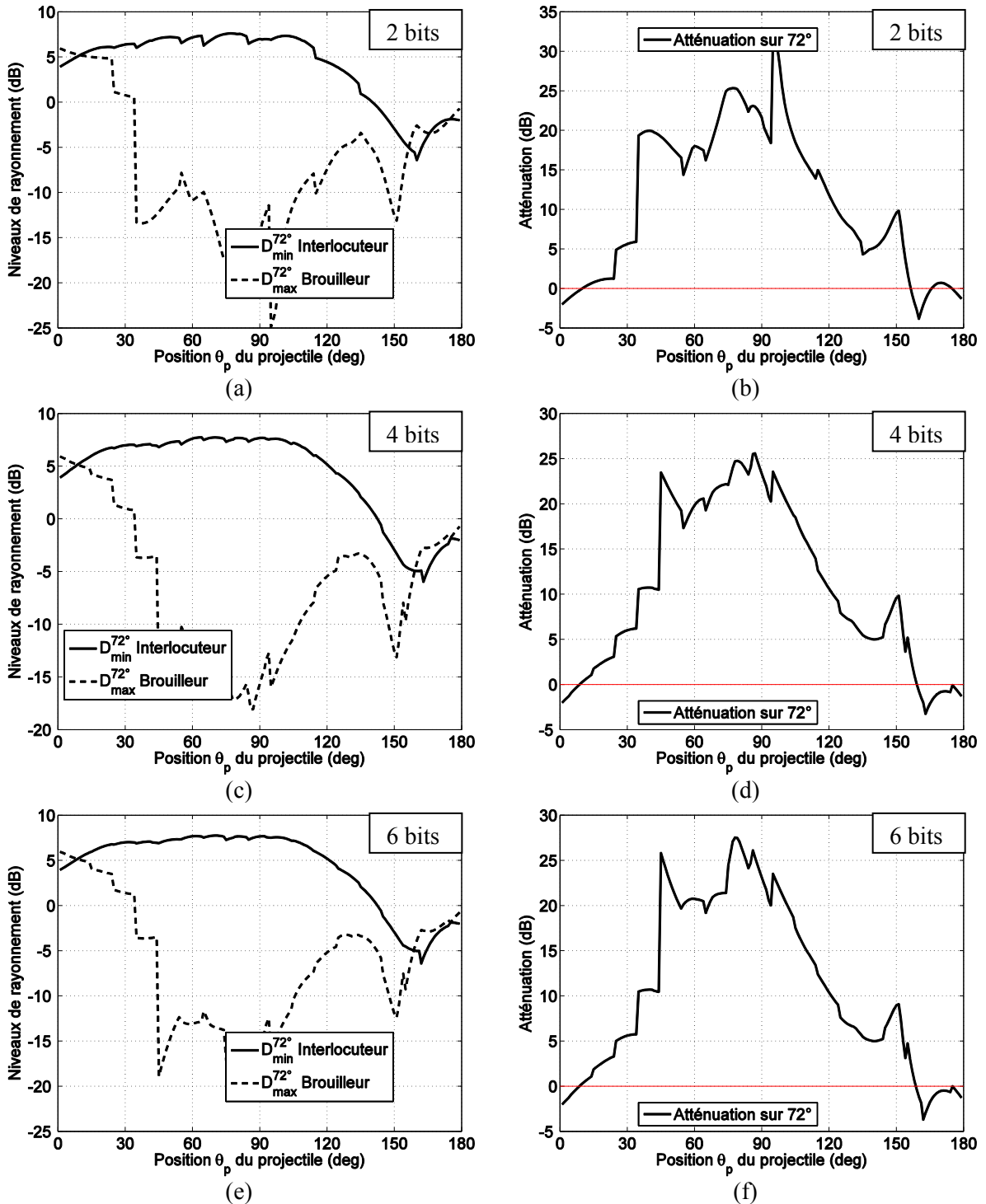


Figure D-2 : Niveau de directivité minimal sur un secteur de  $72^\circ$  dans la direction de l'interlocuteur et niveau de directivité maximal sur un secteur de  $72^\circ$  dans la direction du brouilleur et atténuation entre ces deux secteurs en simulant des déphaseurs de résolutions (a, b) 2 bits, (c, d) 4 bits et (e, f) 6bits.

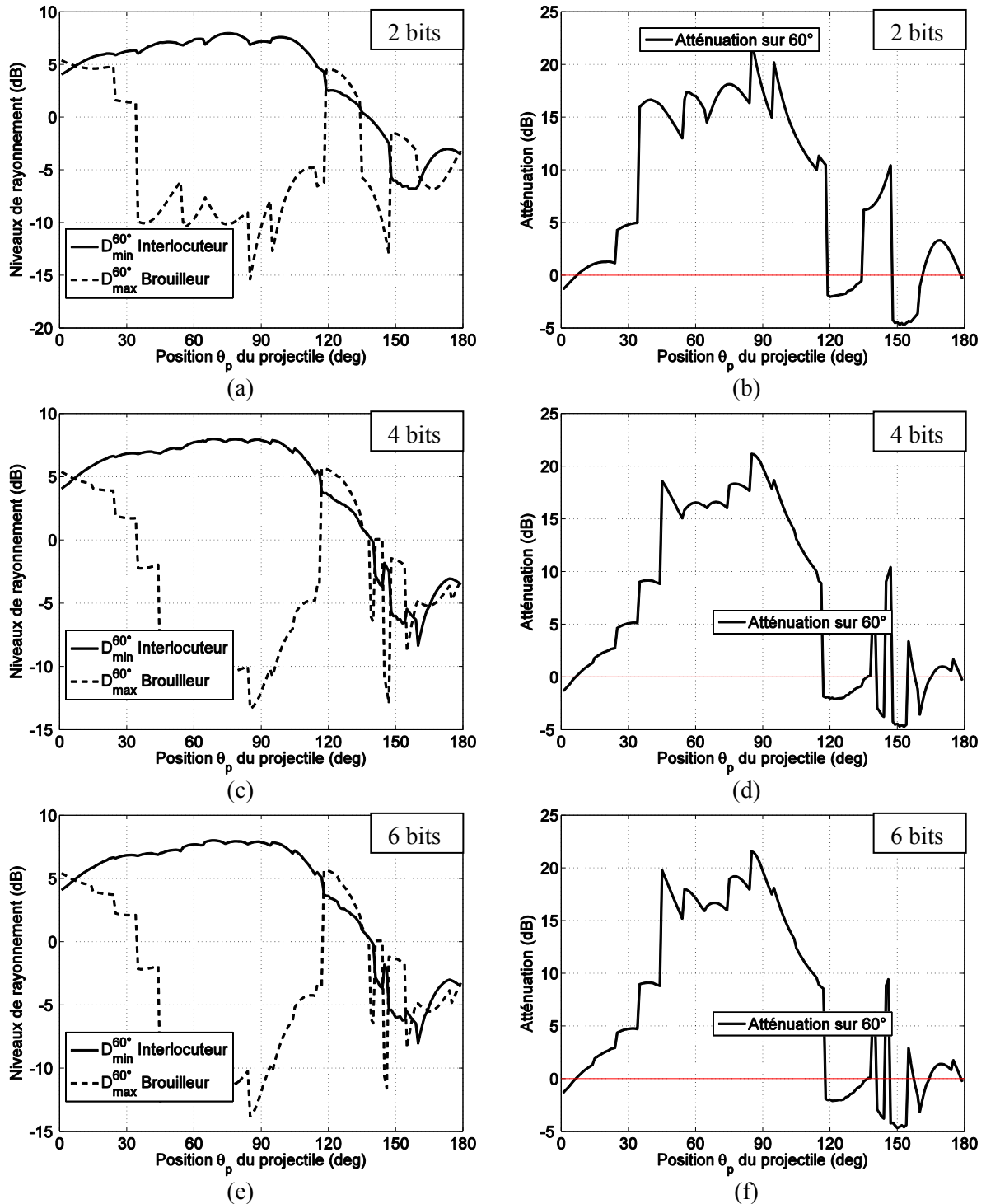


Figure D-3 : Niveau de directivité minimal sur un secteur de  $60^\circ$  dans la direction de l'interlocuteur et niveau de directivité maximal sur un secteur de  $60^\circ$  dans la direction du brouilleur et atténuation entre ces deux secteurs en simulant des déphaseurs de résolutions (a, b) 2 bits, (c, d) 4 bits et (e, f) 6bits.



Tableau D-1 : Récapitulatif des secteurs atténués pour les 3 réseaux de 9, 15, et 18 éléments en considérant des déphaseurs de résolutions 2, 4, et 6 bits pour dépointer le lobe le long de la trajectoire du projectile.

	Atténuation (dB)	Secteurs (deg)		
		2 bits	4 bits	6bits
9 éléments	10	[35 ; 123]	[44 ; 117]	[41 ; 118]
	15	[35 ; 52] ∪ [65 ; 89]	[45 ; 91]	[45 ; 90]
	20	[74 ; 78]	[78 ; 81] ∪ [85 ; 87]	[75 ; 80]
15 éléments	10	[35 ; 123]	[35 ; 121]	[35 ; 121]
	15	[35 ; 111]	[45 ; 111]	[45 ; 110]
	20	[70 ; 103]	[45 ; 52] ∪ [61 ; 101]	[45 ; 102]
18 éléments	10	[35 ; 118]	[45 ; 114]	[45 ; 112]
	15	[35 ; 49] ∪ [55 ; 102]	[45 ; 102]	[45 ; 100]
	20	[85 ; 87]	[85 ; 90]	[85 ; 90]

## Annexe E Réseau phasé : Bilan des performances (dans le plan $\theta = 90^\circ$ )

Tableau E-1 : Grandeurs prises en compte dans les performances de la pointe à 9 éléments rayonnants.

$G_{\max}$	Gain maximal dans la direction de l'interlocuteur
$G_{\min}$	Gain minimal dans la direction de l'interlocuteur
Att	Atténuation entre les secteurs considérés
PH	Optimisation sur secteur initial ( $120^\circ$ )
PHx2	Optimisation sur un secteur de $60^\circ$ (division du secteur initial en 2)
PHx4	Optimisation sur deux secteurs de $30^\circ$ (division du secteur initial en 4)

Tableau E-2 : Récapitulatif des performances du réseau conique de 9 éléments pour une utilisation en réseau phasé.

		2bits			4bits			6bits		
		$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)
<b>Full class</b>	PH	4.7	-0.6	10.5	3.8	-0.7	14.2	2.4	1.7	19
	PHx2	4.4	1	13.9	5	1.1	16.1	4.3	-1.2	21
	PHx4	4.8	1.7	16.6	5.7	3.2	20.1	4.4	1.7	24.3
<b>Full R1 decal</b>	PH	5	3.8	9.7	6.2	3.6	14.6	5.7	4.6	19.1
	PHx2	6.1	2.7	15	6.2	4	18.3	4.7	3.4	20.5
	PHx4	7.3	3	18.7	6	4.4	23.6	7.2	5.5	28.6
<b>Full R2 decal</b>	PH	4.4	1.6	9.2	5.2	3.3	14.9	4.4	3.1	18.8
	PHx2	5.3	2.4	14.3	5.7	5.2	20.9	4.9	2.9	23.9
	PHx4	4	2.9	21.6	4.9	4	25.6	6.5	4.7	29.1
<b>Full R3 decal</b>	PH	0.8	-0.3	10.9	6.4	3.8	21	6.1	4.3	26.5
	PHx2	4.8	3.3	19.4	6.9	5.1	22.8	6.1	4.7	30.2
	PHx4	6.6	3.3	18.2	6.8	5	27.4	7.5	5.3	29.8
<b>Motifs 2lin</b>	PH	5.4	3.8	4.6	4.1	2.8	5	3.5	0.9	5.1
	PHx2	6.1	1.2	12.4	6.6	4.5	23.1	6.4	1.1	23.7
	PHx4	6.7	4.4	16.7	6.4	4	24.1	5.9	3.7	26.1
<b>Motifs +</b>	PH	6.9	5.3	4	7.2	4.8	4.8	7	4.6	5
	PHx2	6.5	5	6.2	7.4	5.7	6.1	7.1	5.7	6.2
	PHx4	7.5	5.1	7.3	7.9	4.9	9.8	7.8	5.3	9.8
<b>Motifs fusée</b>	PH	8.3	0.7	9.2	7.9	3.1	11	7.7	3.7	11.4
	PHx2	7.7	6.5	15.6	8.7	6.5	16	9.1	6.8	16.2
	PHx4	8.5	6.6	15.7	8.7	6.5	16.6	8.9	7.4	16.7
<b>Motifs V</b>	PH	2.3	-0.4	7.9	4.3	2.9	10.5	4.4	2.9	10.7
	PHx2	7.2	5.6	16.8	7.6	5.6	20.9	7.6	5.8	21.5
	PHx4	8.0	6.5	19.3	7.9	5.6	21	7.8	6.2	21.5
<b>Motifs losange</b>	PH	7.3	4.5	8.6	7.1	2.1	9.6	7.6	2.4	9.7
	PHx2	7.5	4.7	12.9	5.9	4.7	17.0	6.3	5.4	17.3
	PHx4	8.9	1.6	13.5	8.4	4.9	17.3	8.6	4.9	17.6
<b>Motifs triangle</b>	PH	5.0	4.3	8.0	5.6	5.2	8.6	5.5	5.3	9
	PHx2	5.6	5.5	8.9	5.6	4.6	11.6	6.1	4.6	12
	PHx4	7.7	3.3	12.9	6.0	3.0	13.1	7.4	2.9	13.1
<b>Motifs X</b>	PH	3.7	-7.8	-2.2	-2.0	-8.7	0.2	-3.3	-8.1	0.8
	PHx2	2.2	-1.5	7.5	3.6	-0.5	16.8	2.9	-1.2	17.3
	PHx4	4.2	-1.5	7.5	2.3	-0.5	16.9	5.5	0.5	16.1
<b>Motifs Y</b>	PH	5.7	5.1	11.4	6.3	4.9	11.8	6.0	4.8	11.7
	PHx2	6.1	4.6	14.4	5.5	4.6	15.1	5.6	5.0	15.8
	PHx4	9.4	4.6	14.4	7.1	3.4	16	7.8	5.8	16.2
<b>Motifs A</b>	PH	4.0	0.5	11.0	3.6	1.7	13.2	3.8	1.6	14.0
	PHx2	5.2	3.9	13.3	7.6	5.8	15.9	3.9	3.1	16.0
	PHx4	6.9	4.4	18.1	7.1	3.4	23.1	7.3	3.8	23.3

Tableau E-3 : Grandeurs prises en compte dans les performances de la pointe à 12 éléments rayonnants.

<b><math>G_{\max}</math></b>	<b>Gain maximal dans la direction de l'interlocuteur</b>
<b><math>G_{\min}</math></b>	Gain minimal dans la direction de l'interlocuteur
<b>Att</b>	Atténuation entre les secteurs considérés
<b>PH</b>	Optimisation sur secteur initial ( $90^\circ$ )
<b>PHx2</b>	Optimisation sur un secteur de $45^\circ$ (division du secteur initial en 2)
<b>PHx3</b>	Optimisation sur deux secteurs de $30^\circ$ (division du secteur initial en 3)

Tableau E-4 : Récapitulatif des performances du réseau conique de 12 éléments pour une utilisation en réseau phasé.

		2bits			4bits			6bits		
		$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)
<b>Full class</b>	PH	4.5	3	9.4	5	3	18.4	4.5	3.6	25.6
	PHx2	6.1	4.4	25.2	5.2	4.2	23.2	3.6	2.1	25.7
	PHx3	6.8	5.6	19.8	5.4	1.4	22.5	6.6	4.8	27.1
<b>Full R1 decal</b>	PH	4.2	1.3	10.5	6.7	5.1	25.7	6.5	5.1	21.4
	PHx2	7	4.9	27.4	6.2	4.5	30.4	7.5	5.5	28.6
	PHx3	7	4.1	20.7	6.3	4.8	26	5.9	3.9	25
<b>Full R2 decal</b>	PH	5.3	2.4	14	5.4	3.8	17.2	5.6	4.6	30.8
	PHx2	5.7	5	20.4	5	3	27.4	7.3	6	32.9
	PHx3	6.9	4.7	24	5.7	3.7	29.1	5	4.1	26.8
<b>Full R3 decal</b>	PH	2.8	1.3	14.2	4.9	3.9	15.6	6.1	4.1	26.2
	PHx2	7	4.5	20.2	5.8	5.3	28.8	7.6	6.3	30.9
	PHx3	6.3	4.1	20.5	5.2	7.6	24.8	7.6	5.3	29.4
<b>Motifs 2lin</b>	PH	6.2	3.2	18.1	6.6	4.3	19.7	6.8	4.3	19.5
	PHx2	7.5	4.7	19.6	6.1	5.8	29.2	6.1	5.7	29.3
	PHx3	7.8	4.7	19.6	7.6	5.4	30.8	7.2	4.3	30.6
<b>Motifs 3lin</b>	PH	4.8	2.3	16.2	5.8	4.1	18.4	2.5	2.0	25.2
	PHx2	4.5	1.1	23.3	4.5	1.1	22.2	5.6	5.0	26.2
	PHx3	5.1	-2.0	26.3	7.1	5.0	30.6	8.2	5.1	31.2
<b>Motifs +</b>	PH	7.8	6.6	12.1	7.8	7.1	13.2	7.6	7	13.4
	PHx2	6.9	5.5	12.0	8.1	7	14.6	8.1	7.2	14.8
	PHx3	8.2	7.3	12.8	8.0	7.5	15.1	8.0	7.4	15.2
<b>Motifs fusée</b>	PH	5.2	4.7	17	5.2	4.8	17.4	5.3	4.9	17.4
	PHx2	7.5	5.0	21.0	7.6	6.0	22.5	7.6	6.0	22.5
	PHx3	8.1	5.2	21.6	8.0	7.2	23.5	8.0	7.3	23.7
<b>Motifs V</b>	PH	9.0	6.2	12.8	4.9	3.6	17.1	6.0	4.0	17.6
	PHx2	6.1	5.5	19.4	6.9	6.3	20.3	6.5	6.1	21.0
	PHx3	9.0	5.7	19.5	9.0	6.6	20.6	9.1	6.4	21.1
<b>Motifs losange</b>	PH	7.9	1.5	20.5	5.3	2.6	20.2	4.6	3.5	21.8
	PHx2	7.2	5.0	25.9	8.2	6.8	27.7	7.9	6.3	28.1
	PHx3	7.3	4.9	27.9	6.9	5.4	28.2	6.4	5.3	28.3
<b>Motifs triangle</b>	PH	6.5	4.0	12.2	5.9	4.1	14.0	6.0	4.5	14.1
	PHx2	6.6	5.0	15.7	7.3	6.6	19.2	7.0	6.6	19.3
	PHx3	7.3	4.3	18.7	8.2	2.7	21.4	8.3	2.6	21.6
<b>Motifs X</b>	PH	6.5	-3.7	2.8	4.7	-3.7	6.3	5.2	-3.4	6.8
	PHx2	7.7	1.5	9.6	6.3	2.0	12.0	7.0	1.8	12.3
	PHx3	7.7	-1.9	12.7	7.9	-1.3	16.6	7.6	-0.9	16.7
<b>Motifs Y</b>	PH	9.1	6.1	13.9	7.9	5.9	14.8	7.5	5.5	14.9
	PHx2	8.2	7.6	16.5	8.4	7.4	17.2	8.0	7.4	17.6
	PHx3	8.2	6.2	17.3	8.2	6.4	17.7	8.4	6.7	17.4
<b>Motifs A</b>	PH	3.1	2.5	21.4	3.3	2.5	21.9	2.9	2.5	22.5
	PHx2	3.1	2.5	22.1	2.7	1.1	25.0	2.2	0.5	25.5
	PHx3	7.1	2.4	22.1	7.1	-2.1	23.7	7.8	-1.5	24.3

Tableau E-5 : Grandeurs prises en compte dans les performances de la pointe à 15 éléments rayonnants.

<b><math>G_{\max}</math></b>	<b>Gain maximal dans la direction de l'interlocuteur</b>
<b><math>G_{\min}</math></b>	Gain minimal dans la direction de l'interlocuteur
<b>Att</b>	Atténuation entre les secteurs considérés
<b>PH</b>	Optimisation sur secteur initial ( $72^\circ$ )
<b>PHx2</b>	Optimisation sur un secteur de $36^\circ$ (division du secteur initial en 2)
<b>PHx3</b>	Optimisation sur deux secteurs de $24^\circ$ (division du secteur initial en 3)

Tableau E-6 : Récapitulatif des performances du réseau conique de 15 éléments pour une utilisation en réseau phasé.

		2bits			4bits			6bits		
		$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)	$G_{\max}$ (dB)	$G_{\min}$ (dB)	Att(dB)
<b>Full class</b>	PH	5	2.8	16.8	6.9	3.8	20.7	5.6	2.2	20.7
	PHx2	5.2	3.2	20.7	6.2	4.7	25.5	7.7	6.5	32.1
	PHx3	6.4	3.1	22.2	7.3	5.3	25.7	6.6	4.6	27.9
<b>Full R1 decal</b>	PH	7.3	6	17.7	6.5	5.7	21.1	7	6.3	28
	PHx2	7	6.2	27.9	4.7	3.2	22.6	6	4.6	28.7
	PHx3	6.3	4	22.9	7.7	6.4	25.1	7.6	4.4	27
<b>Full R2 decal</b>	PH	4.4	3.8	17.3	6.3	4.7	22.4	6.6	4.8	23.3
	PHx2	8.3	5	23.1	6.1	5.2	24.3	7.1	4.8	30.9
	PHx3	6.8	4.6	24.6	7.7	6.2	24.9	6.4	5.4	31.1
<b>Full R3 decal</b>	PH	6.5	2.5	12.9	6.4	5.2	19.5	6.3	4.3	19.7
	PHx2	7.2	5.3	20.5	7.2	5.1	23.8	7.6	5.4	26.2
	PHx3	7.7	5.6	21.2	7.9	6	20.7	8.5	6.8	26.5
<b>Motifs 2lin</b>	PH	9.2	6.5	23.6	7.6	4.9	31.8	7.8	5.1	38.1
	PHx2	9.5	8.6	29.9	7.9	6.0	36.0	8.7	7.9	35.5
	PHx3	9.5	8.6	30.5	8.9	7.3	38.9	8.7	7.1	43.2
<b>Motifs 3lin</b>	PH	5.2	2.6	18.6	6.0	5.5	32.6	5.3	4.6	34.3
	PHx2	8.2	4.9	19.2	6.7	6.1	33.0	5.8	5.0	38.2
	PHx3	6.4	4.3	24.6	8.2	6.0	36.4	7.2	5.9	36.4
<b>Motifs 4lin</b>	PH	7.4	4.4	16.2	5.4	3.5	21.3	5.9	3.9	26.9
	PHx2	7.5	6.1	27.4	6.0	5.0	28.9	6.1	4.7	32.2
	PHx3	7.2	4.9	27	7.7	6.5	28.4	8	7.5	33.1
<b>Motifs +</b>	PH	6.7	6.5	21.6	7.7	7.0	21.8	7.3	6.8	21.9
	PHx2	6.7	6.5	22	7.7	7.1	22.2	7.4	6.8	22.1
	PHx3	6.7	2.6	22.0	7.6	4.6	22.2	7.4	3.3	22.2
<b>Motifs fusée</b>	PH	7.1	5.8	16.2	7.6	5.7	16.2	7.2	5.2	16.4
	PHx2	7.0	5.4	24.3	5.5	3.5	25.8	4.7	3.3	26.2
	PHx3	7.0	0.9	25.2	7.3	2.4	26.9	6.1	4.6	27.6
<b>Motifs V</b>	PH	5.4	3.9	24.4	6.5	5.1	29.8	4.3	3.5	32.0
	PHx2	5.4	3.9	24.4	4.2	3.1	31.1	4	3.2	32.6
	PHx3	6.2	0.7	24.5	4.0	2.0	32.4	4.9	3.2	32.6
<b>Motifs losange</b>	PH	8.7	4.0	27.1	7.8	3.1	29.0	7.9	2.9	28.9
	PHx2	8.7	4.1	28.6	5.9	0.1	32.4	7.4	1.2	34.3
	PHx3	8.7	4.1	31.3	7.8	7.0	36.1	7.8	6.4	36.1
<b>Motifs triangle</b>	PH	8.3	3.9	17.9	7.6	6.4	20.1	6.9	6.2	20.9
	PHx2	9.7	7.0	23.3	8.8	7.0	26.8	9.4	7.9	27.2
	PHx3	9.7	6.9	25.5	9.4	4.6	28.2	9.6	3.9	28.6
<b>Motifs X</b>	PH	7.1	-0.9	7.8	7.9	-0.5	9.5	8.0	-0.5	10.1
	PHx2	8.3	4.7	16.7	7.8	5.0	18.0	7.8	5.2	18.1
	PHx3	6.1	0.8	12.1	6.9	3.0	13.8	6.8	3.5	13.7
<b>Motifs Y</b>	PH	8.8	6.9	19.8	8.6	6.9	20.2	8.7	6.9	20.6
	PHx2	8.8	7.0	20.0	8.6	7.8	21.5	8.4	7.5	21.9
	PHx3	8.6	2.5	20.6	8.2	2.5	22.4	9.0	2.3	22.9
<b>Motifs A</b>	PH	3.9	0.4	19.9	4.2	1.4	22.1	4.1	1.3	22.2
	PHx2	5.5	3.6	21.6	5.4	4.2	25.3	5.9	4.5	25.6
	PHx3	5.5	3.6	21.6	6.7	4.6	31.3	6.3	4.4	31.2



Tableau E-7 : Grandeurs prises en compte dans les performances de la pointe à 18 éléments rayonnants.

<b><math>G_{\max}</math></b>	<b>Gain maximal dans la direction de l'interlocuteur</b>
<b><math>G_{\min}</math></b>	Gain minimal dans la direction de l'interlocuteur
<b>Att</b>	Atténuation entre les secteurs considérés
<b>PH</b>	Optimisation sur secteur initial ( $60^\circ$ )
<b>PHx2</b>	Optimisation sur un secteur de $30^\circ$ (division du secteur initial en 2)
<b>PHx4</b>	Optimisation sur deux secteurs de $20^\circ$ (division du secteur initial en 3)

Tableau E-8 : Récapitulatif des performances du réseau conique de 18 éléments pour une utilisation en réseau phasé.

		2bits			4bits			6bits		
		$G_{max}(dB)$	$G_{min}(dB)$	Att(dB)	$G_{max}(dB)$	$G_{min}(dB)$	Att(dB)	$G_{max}(dB)$	$G_{min}(dB)$	Att(dB)
<b>Full class</b>	PH	5.6	3.2	17.3	6.2	5.6	21	6.5	3.6	23
	PHx2	5.6	3.6	20.6	7.2	5.4	25	7.2	6.5	28.5
	PHx3	5.8	2.7	19.5	6.3	4.3	28.4	8.6	5.9	32.5
<b>Full R1 decal</b>	PH	3.7	1	14.2	7.5	4.8	17.8	5.9	4.4	31.3
	PHx2	4.8	3.3	18	8	7.2	24.9	9	8	26
	PHx3	6	4.2	19.7	6.2	4.5	25.3	7	6	34.6
<b>Full R2 decal</b>	PH	4.9	-1.9	15.4	5.4	1.8	21.5	7.8	4.7	27
	PHx2	3.8	3.1	22.4	9.5	7.2	27.7	6.3	5.8	33.3
	PHx3	7.4	4.3	20.8	7.9	5.3	24.4	8.4	5.6	30.8
<b>Full R3 decal</b>	PH	4.7	3	15	8.3	5	24.4	5	1.6	22.4
	PHx2	8.1	6.6	21	8.3	7.7	25	6.2	5.1	25.9
	PHx3	5.8	5.2	21.3	8.8	5.8	25.8	8.5	3.9	29
<b>Motifs 2lin</b>	PH	9.6	7.6	19.6	5.7	2.0	20.9	7.9	6.0	20.9
	PHx2	9.9	3.5	22.7	4.3	3.5	30.9	3.2	-0.4	32.0
	PHx3	9.9	4	24.8	8.1	3.8	30.0	5.8	3.7	34.8
<b>Motifs 3lin</b>	PH	5.1	2.3	21.8	7.5	6.7	31.8	6.9	4.9	33.3
	PHx2	8.4	6.0	24.1	8.4	7.3	33.6	7.6	6.6	34.6
	PHx3	8.5	3.1	30.9	10.5	8.4	32.7	9.4	6.6	40.3
<b>Motifs 4lin</b>	PH	7.4	6.1	26.1	7.4	5.9	26.6	6.4	4.7	30.2
	PHx2	7.8	6.2	28.2	6.8	6.0	27.2	8.6	6.8	35.5
	PHx3	6.8	5.1	29.9	7.3	6.7	31.0	5.9	5.0	44.3
<b>Motifs 5lin</b>	PH	5.2	4.5	16.5	8.3	5.1	22.0	5.7	4.2	28.9
	PHx2	7.8	7.1	24.9	9.5	8.6	29.0	5.6	4.1	34.7
	PHx3	8.1	5.5	25.4	8.2	6.6	28.8	8.3	7.1	32.4
<b>Motifs +</b>	PH	9.4	7.5	20.2	8.0	6.3	25.7	8.2	6.5	25.8
	PHx2	7.5	7.7	20.4	7.5	6.7	26.2	7.9	6.8	26.7
	PHx3	9.2	6.4	21.5	8.0	5.9	27.6	8.3	7.3	27.7
<b>Motifs fusée</b>	PH	9.5	7.1	17.7	9.4	7.1	17.9	9.4	7.0	17.9
	PHx2	8.4	6.8	18.0	9.4	8.7	20.0	9.4	8.8	20.2
	PHx3	8.4	7.5	20.9	9.0	8.0	21.1	9.0	8.1	21.2
<b>Motifs V</b>	PH	6.0	4.7	22.6	5.5	4.2	22.4	5.8	4.1	23.1
	PHx2	6.0	4.7	22.6	3.6	2.2	29.3	4.2	2.4	31.5
	PHx3	9.7	5.2	22.8	9.8	1.4	25.0	4.0	-1.8	34.0
<b>Motifs losange</b>	PH	7.9	4.8	23.3	7.9	4.8	23.3	7.9	4.8	23.4
	PHx2	7.9	5.1	23.5	8.0	6.0	23.8	7.9	5.8	24.1
	PHx3	8.0	7.5	24.2	8.0	6.6	25.6	8.2	6.8	25.7
<b>Motifs triangle</b>	PH	6.6	5.1	18.1	6.2	4.0	21.4	9.1	4.4	21.1
	PHx2	6.3	3.7	24.9	7.1	4.6	30.1	7.2	4.6	31.6
	PHx3	8.1	5.4	25.4	9.7	6.5	28.4	9.9	4.8	28.5
<b>Motifs X</b>	PH	7.4	3.7	13.4	7.6	4.1	14.9	7.7	4.0	15.2
	PHx2	5.2	1.5	18.6	6.0	5.1	29.2	6.4	5.9	36.9
	PHx3	7.1	5.3	16.2	5.9	1.4	30.4	6.4	1.1	31.4
<b>Motifs Y</b>	PH	8.6	7.5	27.9	9.0	8.0	30.8	8.9	7.9	31.1
	PHx2	8.6	7.5	27.9	9.0	8.3	31.4	8.8	8.1	31.4
	PHx3	8.5	7.5	28.5	9.0	7.6	31.6	9.0	7.9	32.0
<b>Motifs A</b>	PH	8.5	5.7	19.4	7.1	4.6	21.4	7.3	4.6	20.8
	PHx2	8.5	5.7	19.4	7.7	6.2	22.3	3.6	1.9	27.5
	PHx3	7.0	2.3	24.8	4.6	1.4	30.7	5.1	0.7	32.7

## Annexe F Erreurs entre les déphasages mesurés et théoriques

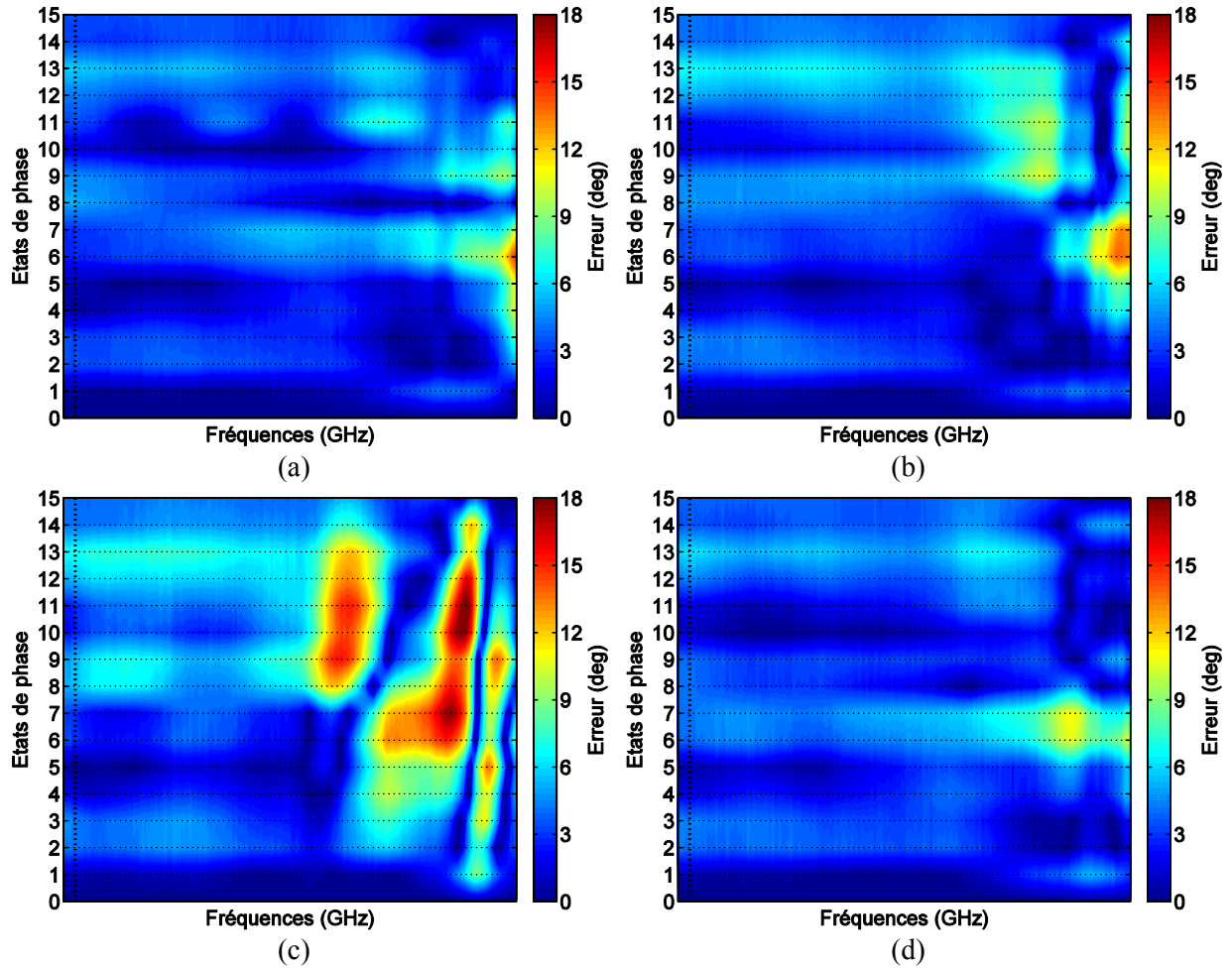
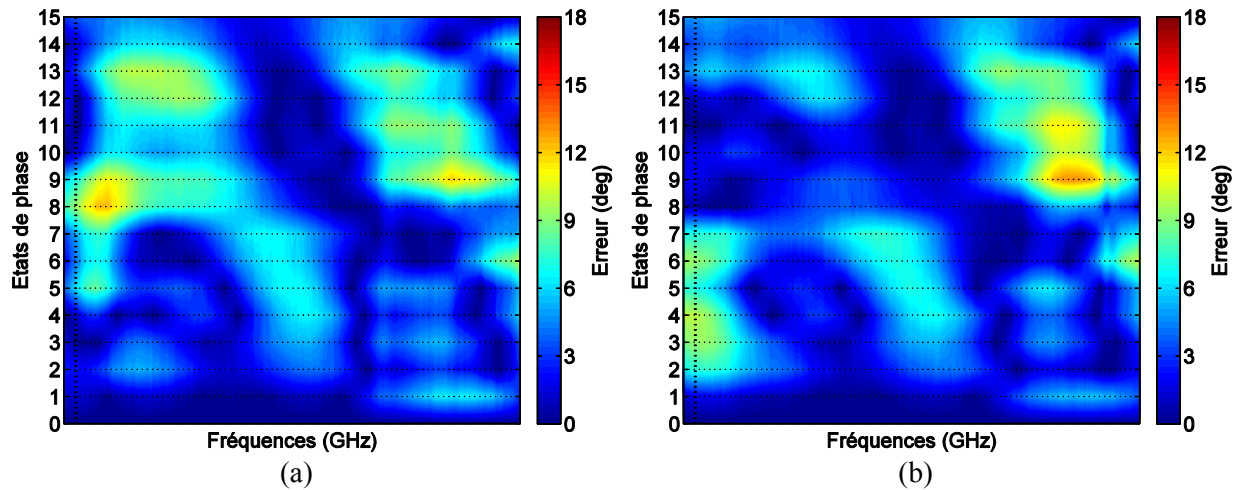


Figure F-1 : Erreurs entre les déphasages mesurés et théoriques du premier étage : sorties (a) 1, (b) 2, (c) 3, et (d) 4.



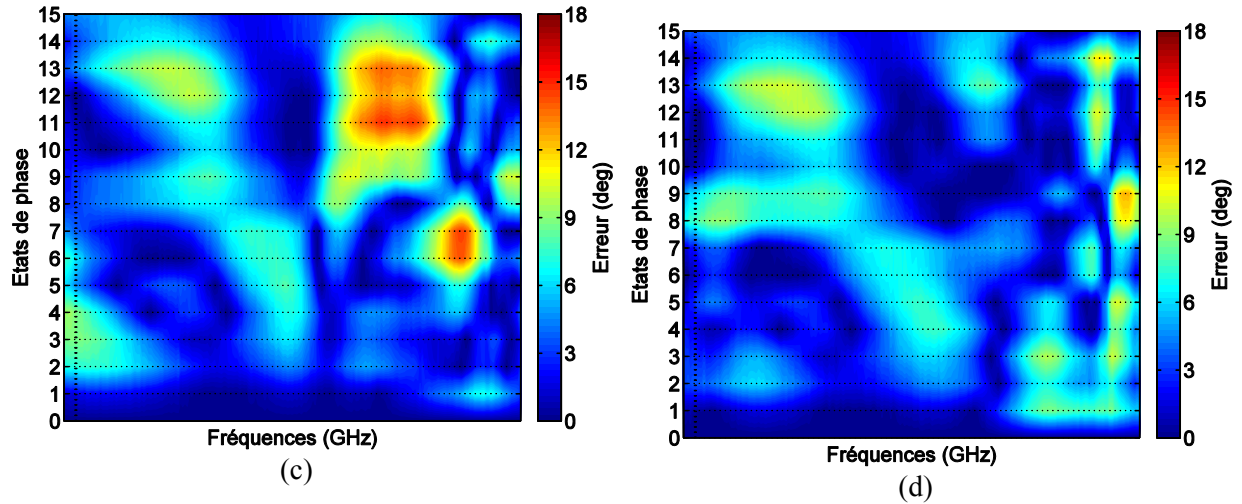


Figure F-2 : Erreurs entre les déphasages mesurés et théoriques du deuxième étage : sorties (a) 1, (b) 2, (c) 3, et (d) 4.

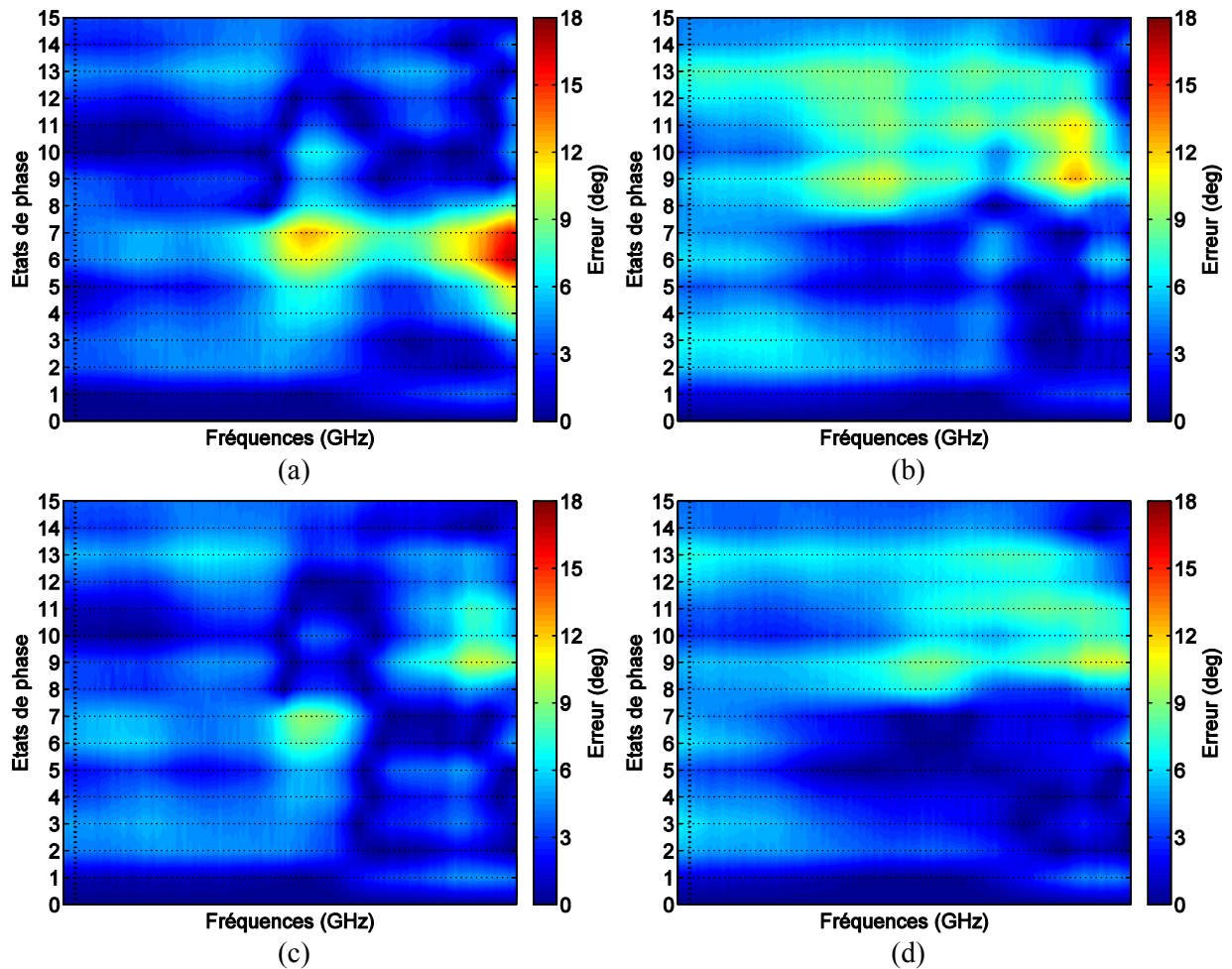


Figure F-3 : Erreurs entre les déphasages mesurés et théoriques du troisième étage : sorties (a) 1, (b) 2, (c) 3, et (d) 4.

## Annexe G Coefficients de transmission (pour l'état de référence des déphaseurs) mesurés avant et après moulage

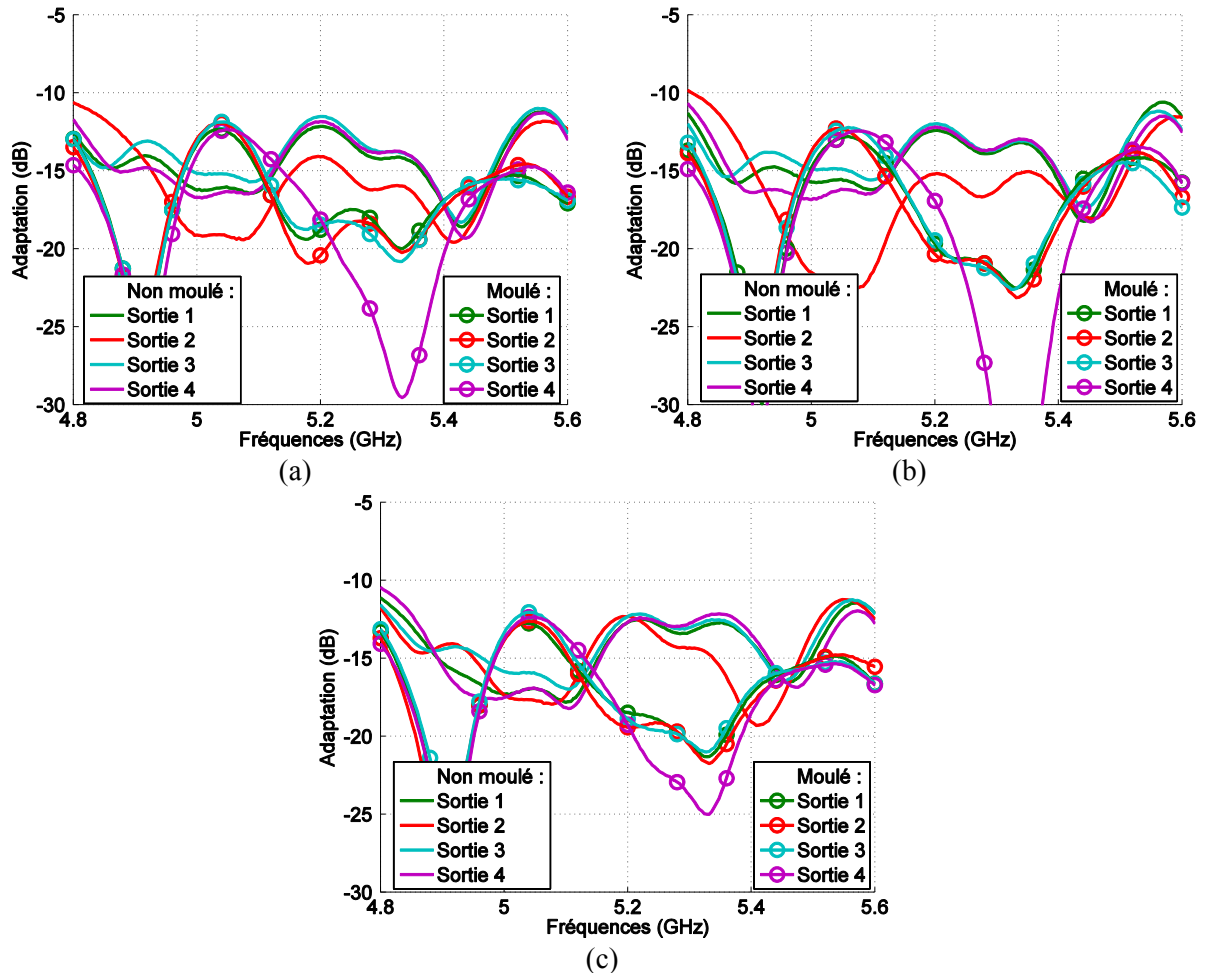
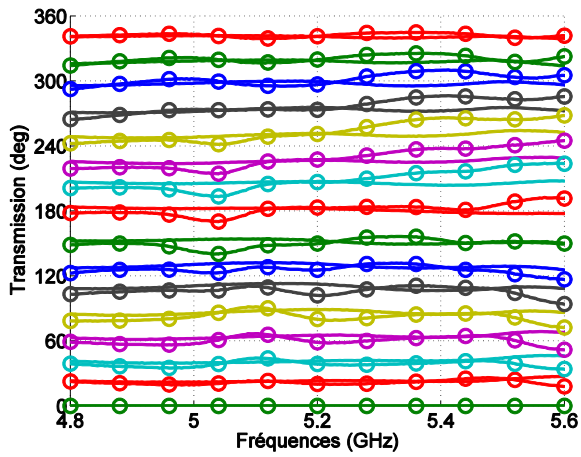


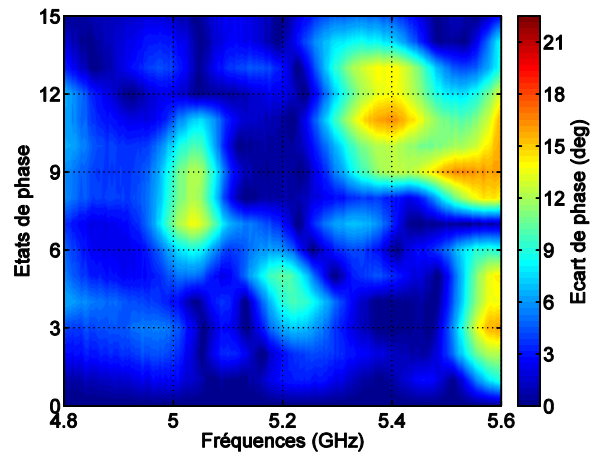
Figure G-1 : Coefficients de transmission mesurés avant et après moulage sur les 4 sorties des étages (a) 1, (b) 2, et (c) 3 en considérant l'état de référence des déphaseurs.



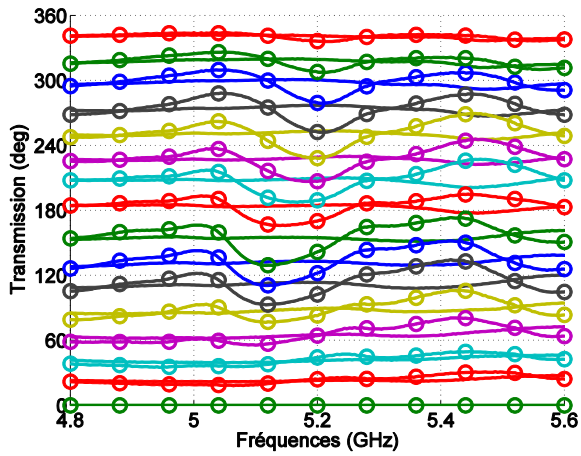
## Annexe H Ecart entre les déphasages avant et après moulage



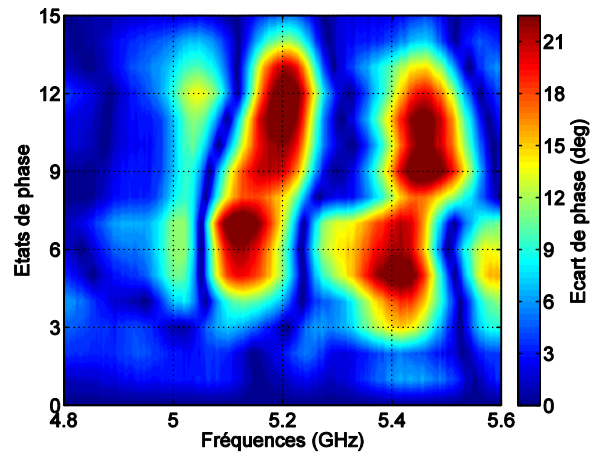
(a)



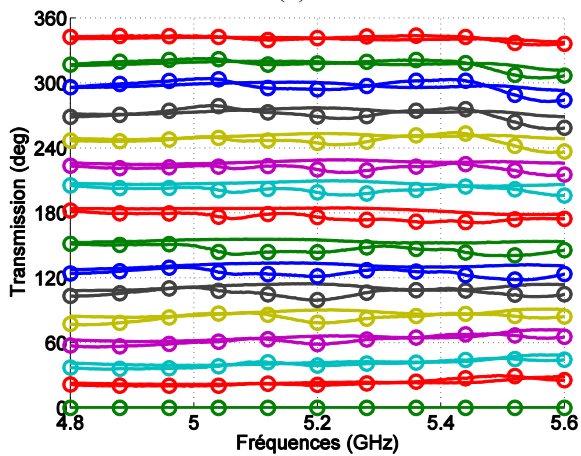
(b)



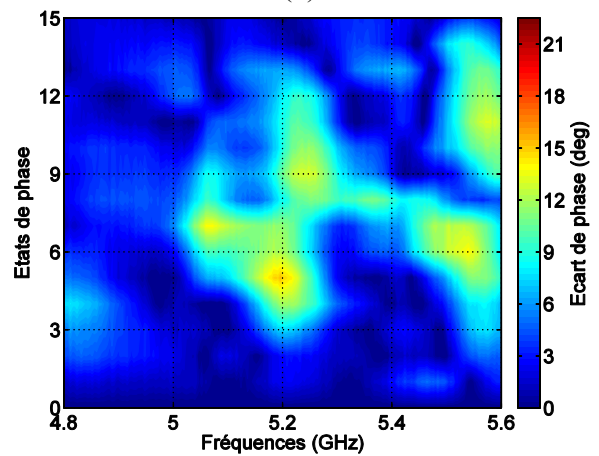
(c)



(d)



(e)



(f)

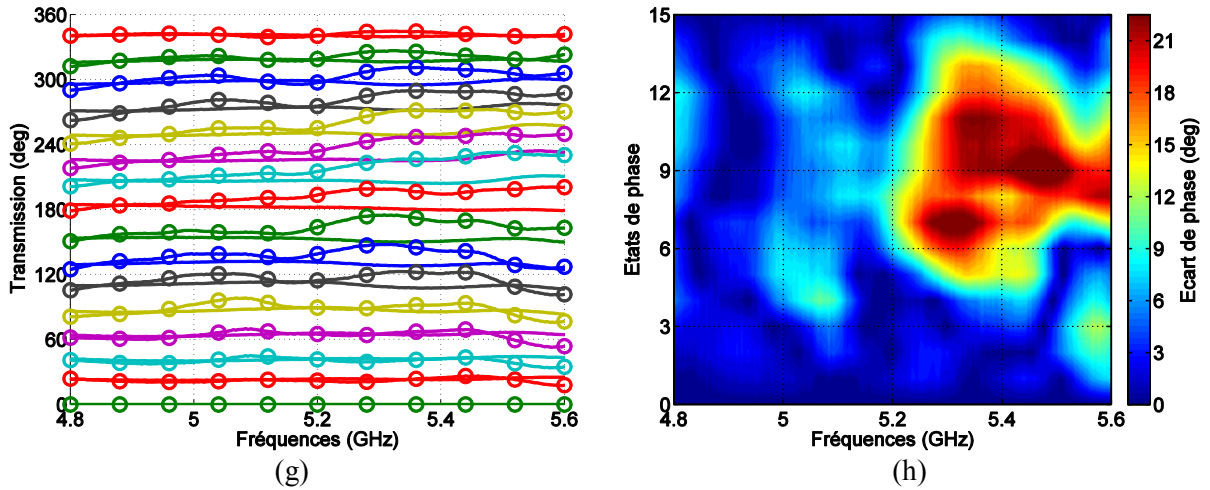
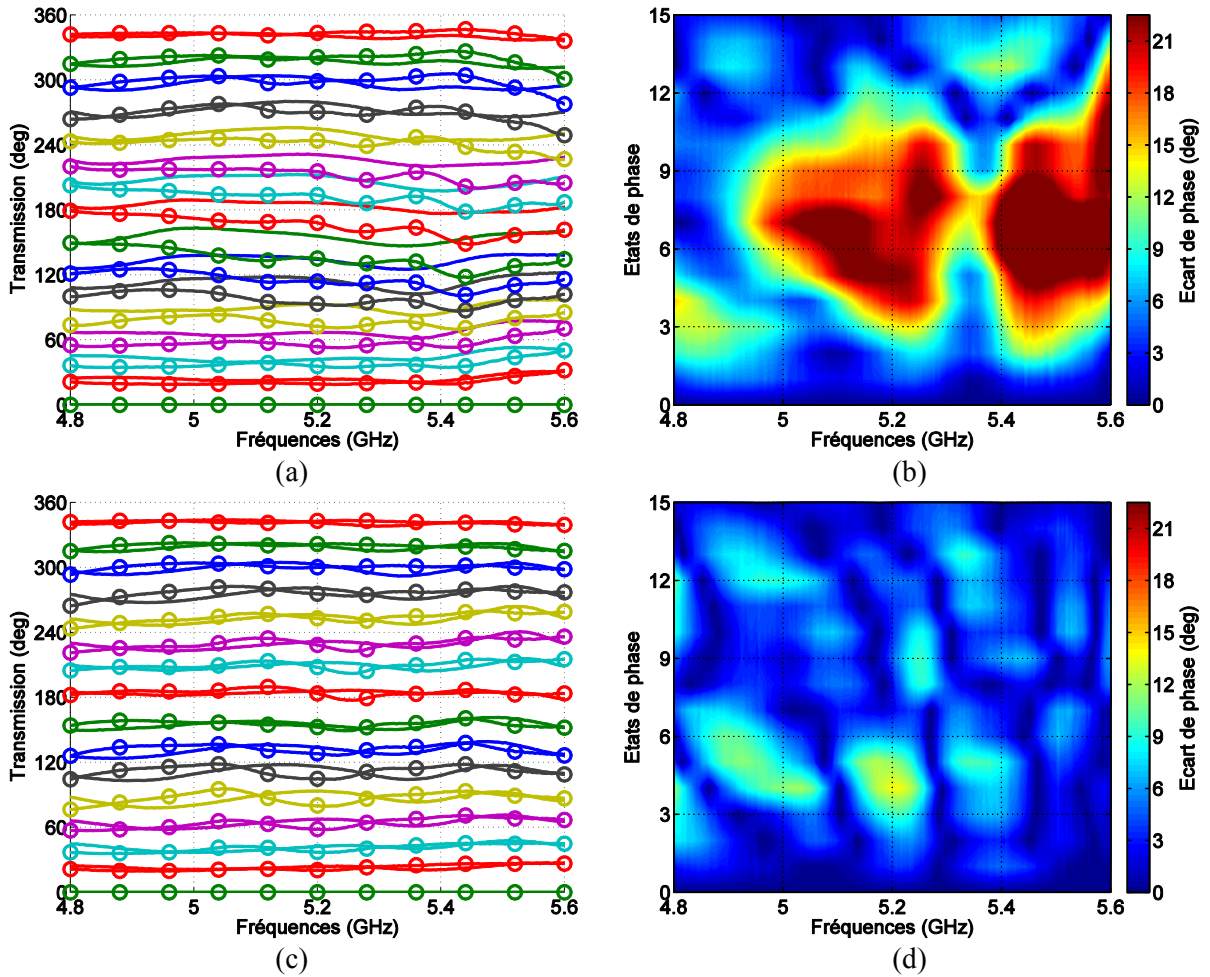


Figure H-1 : Déphasages et écarts entre les déphasages mesurés avant et après moulage de l'étage 1 aux sortie (a, b) 1, (c, d) 2, (e, f) 3, et (g, h) 4.





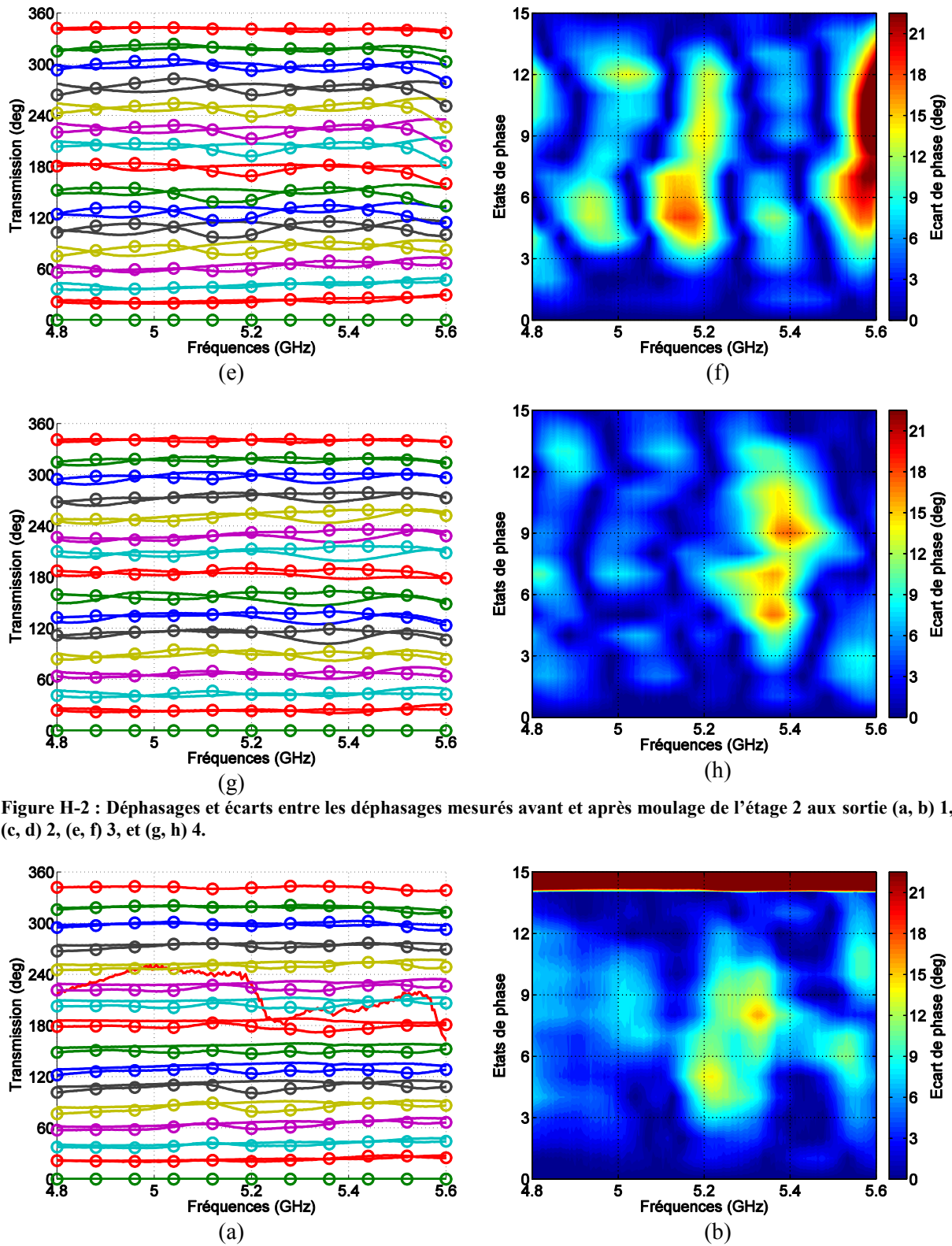


Figure H-2 : Déphasages et écarts entre les déphasages mesurés avant et après moulage de l'étage 2 aux sortie (a, b) 1, (c, d) 2, (e, f) 3, et (g, h) 4.

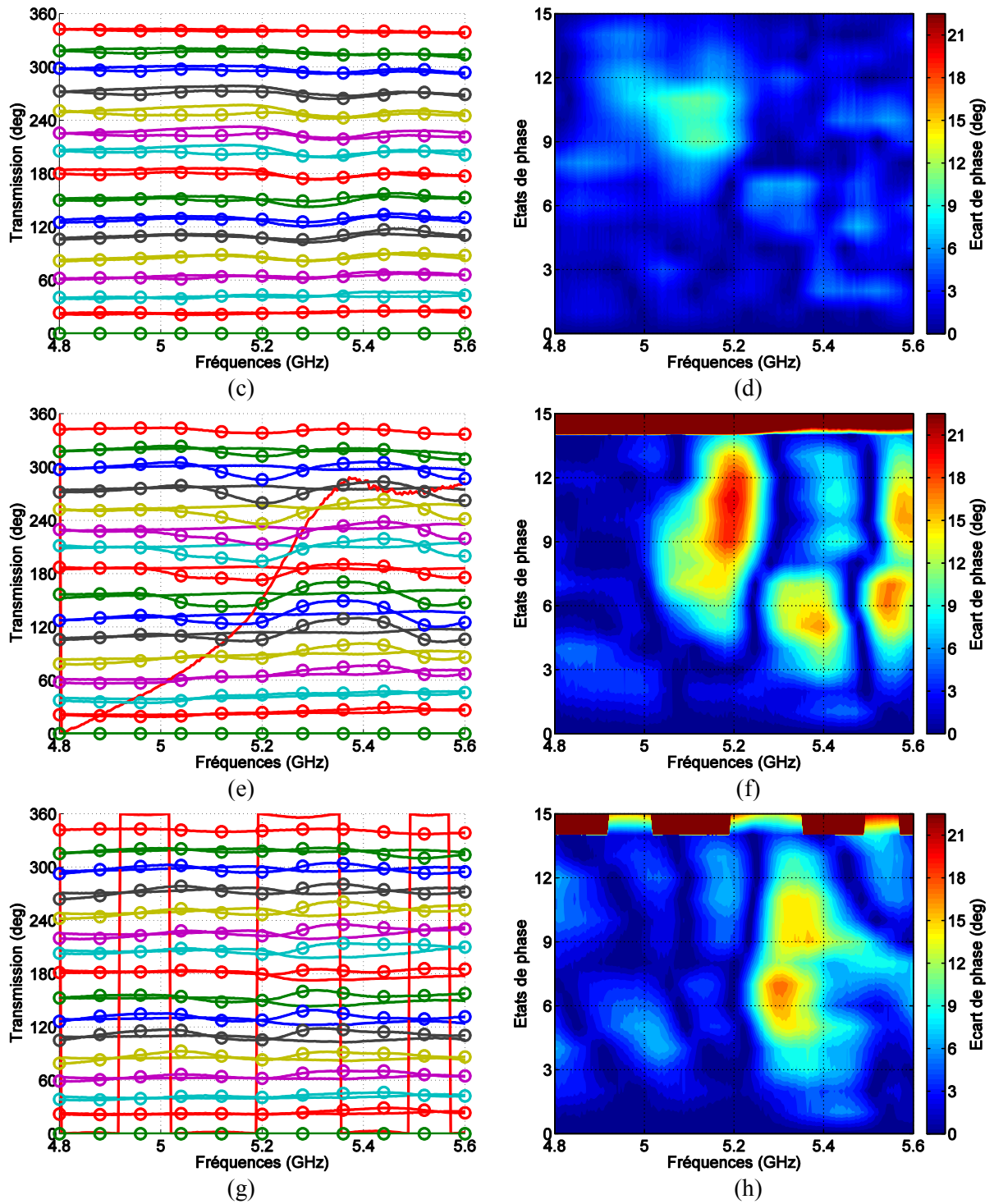
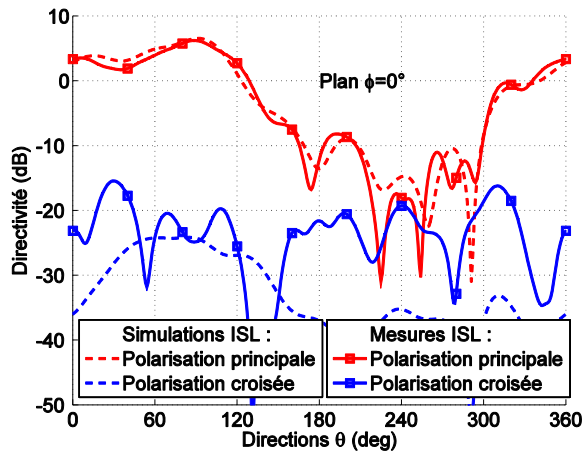
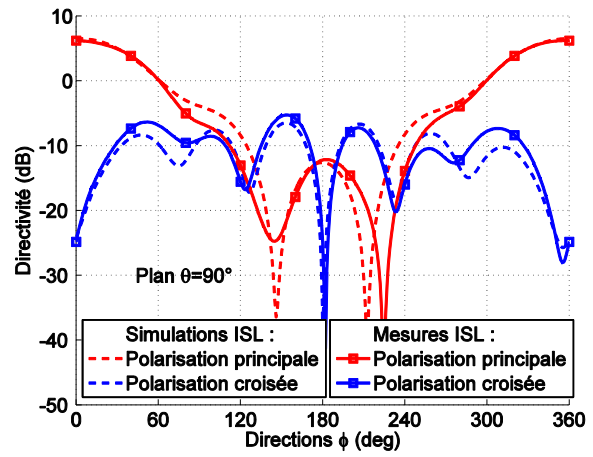


Figure H-3 : Déphasages et écarts entre les déphasages mesurés avant et après moulage de l'étage 3 aux sortie (a, b) 1, (c, d) 2, (e, f) 3, et (g, h) 4.

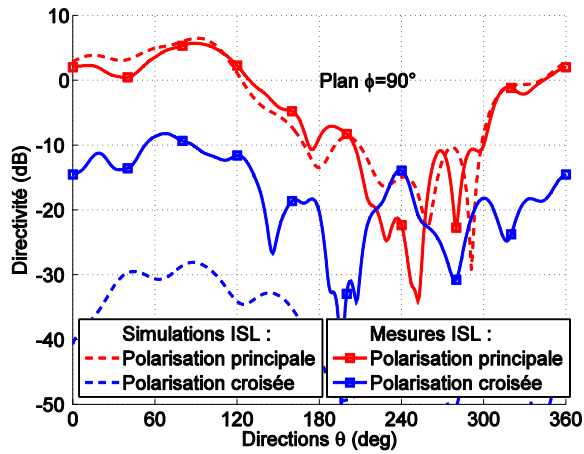
## Annexe I Diagrammes de rayonnement élémentaires



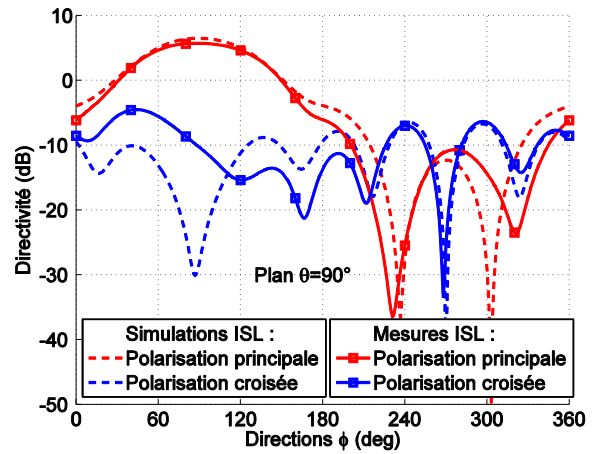
(a)



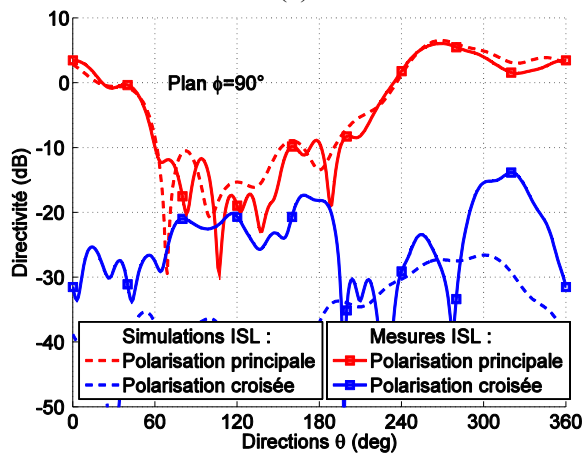
(b)



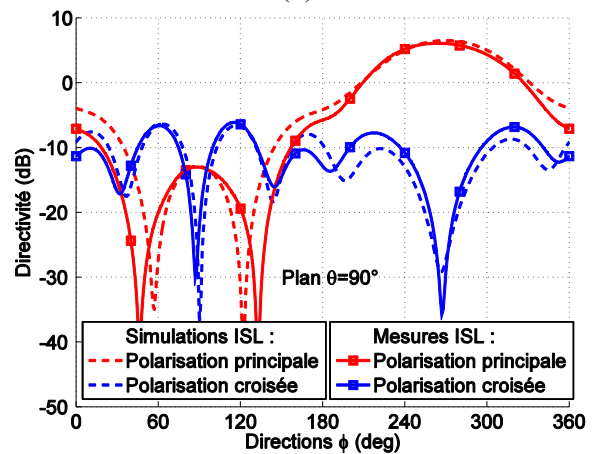
(c)



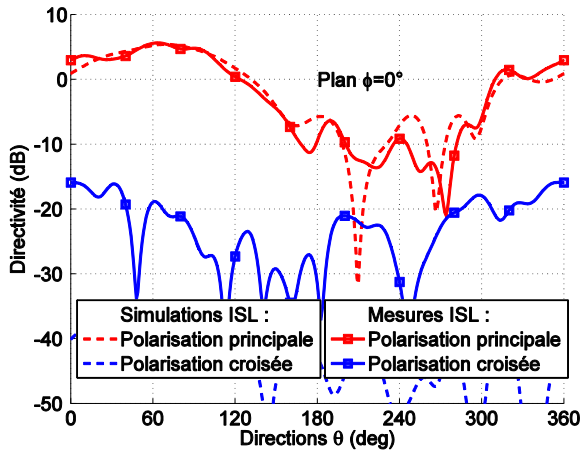
(d)



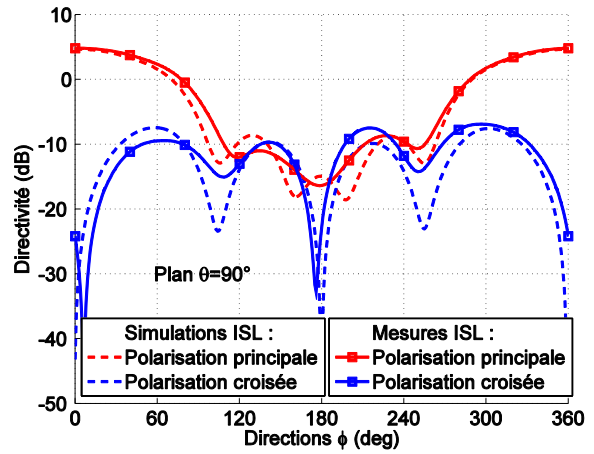
(e)



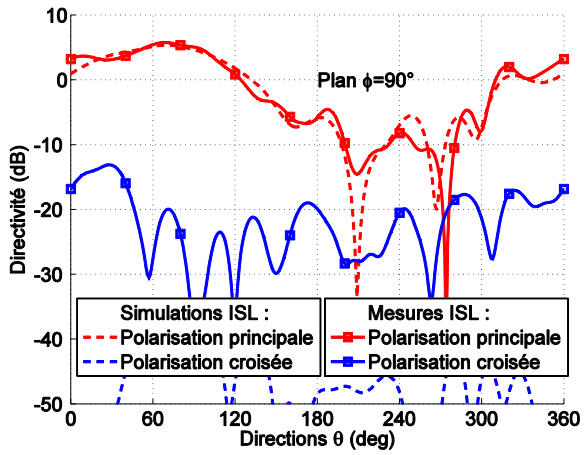
(f)



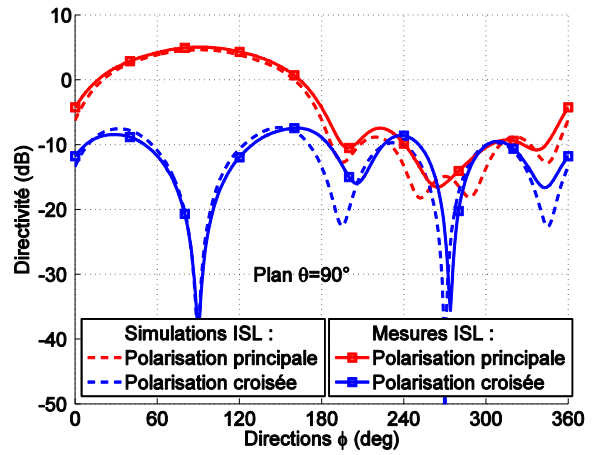
(g)



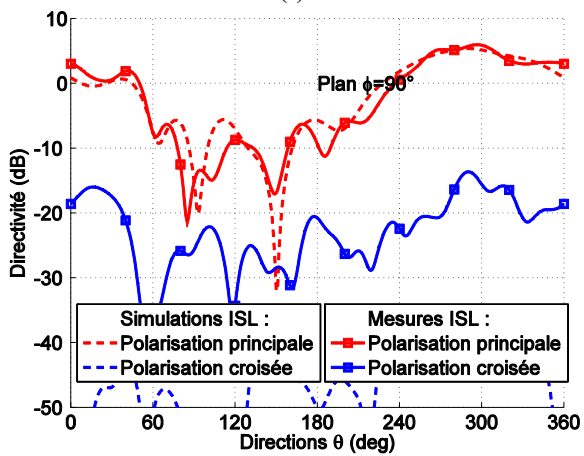
(h)



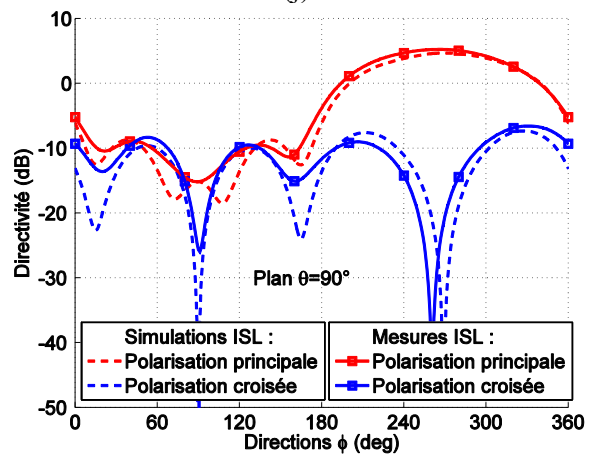
(i)



(j)



(k)



(l)

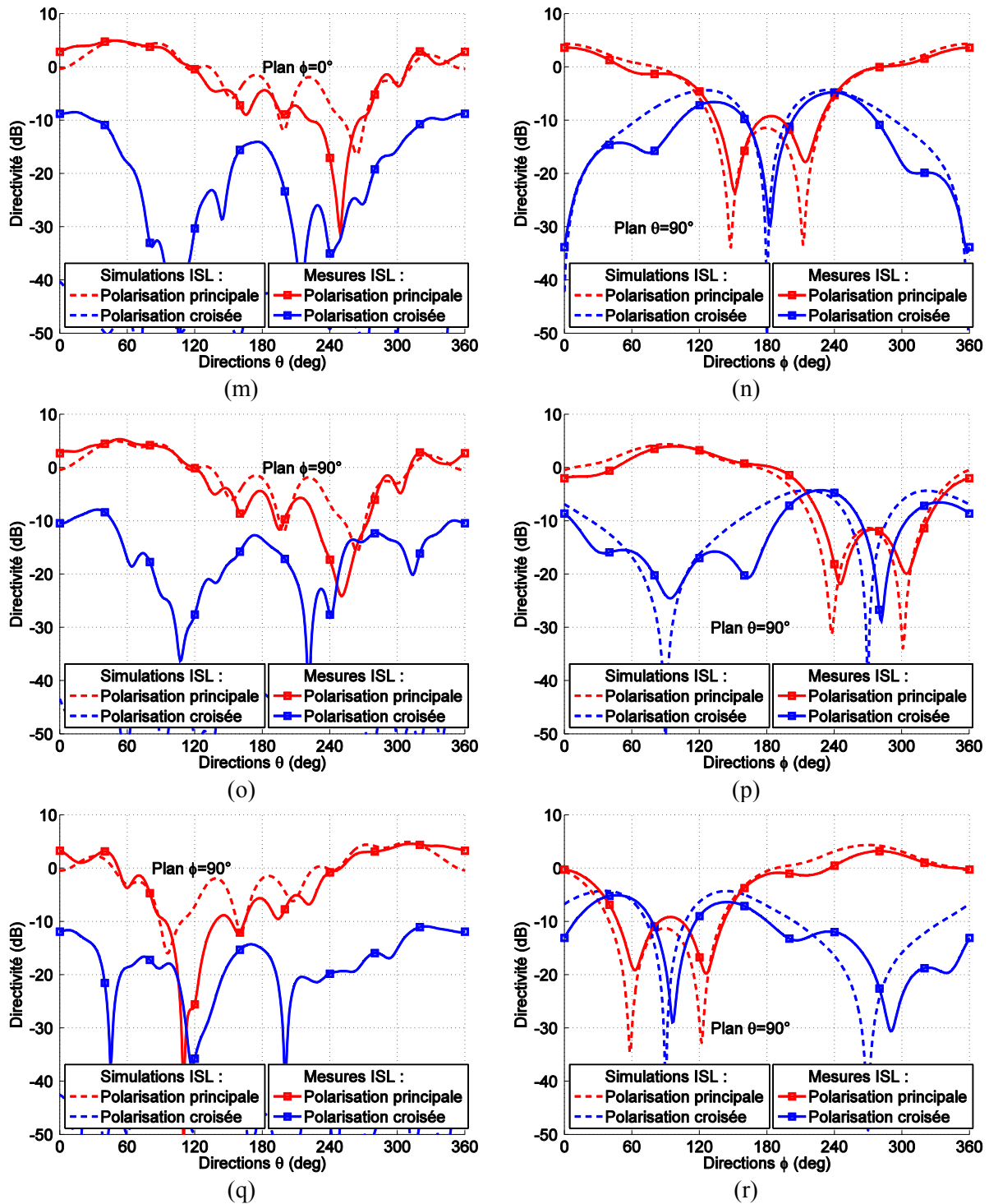
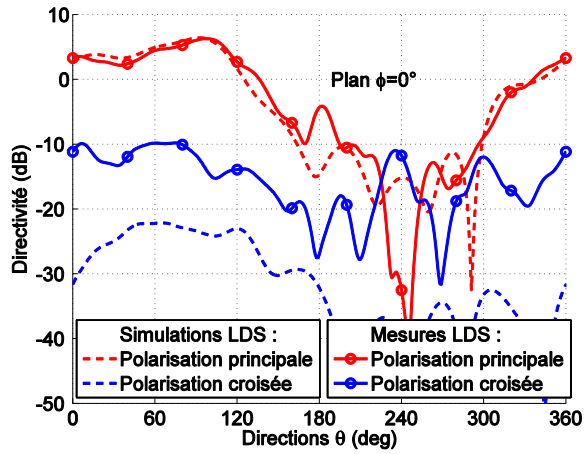
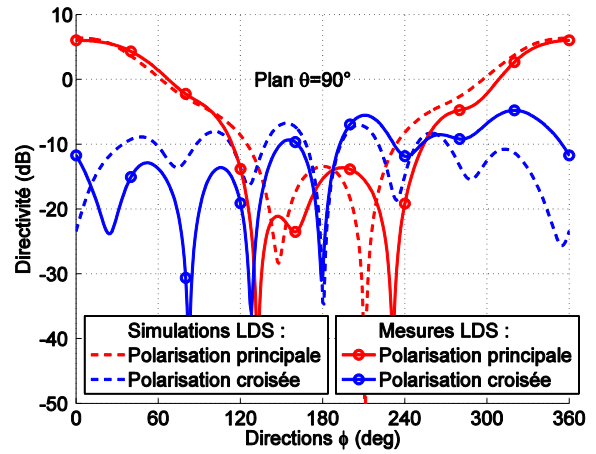


Figure I-1 : Diagrammes de rayonnement dans les plans  $\phi = 0^\circ$  (et  $\phi = 90^\circ$ ) et  $\theta = 90^\circ$  des éléments de l'anneau du bas positionnés dans les directions (a, b)  $\phi = 0^\circ$ , (c, d)  $\phi = 90^\circ$  et (e, f)  $\phi = 270^\circ$ , des éléments de l'anneau du milieu positionnés dans les directions (g, h)  $\phi = 0^\circ$ , (i, j)  $\phi = 90^\circ$  et (k, l)  $\phi = 270^\circ$  et des éléments de l'anneau du haut positionnés dans les directions (m, n)  $\phi = 0^\circ$ , (o, p)  $\phi = 90^\circ$ , et (q, r)  $\phi = 270^\circ$  du prototype fabriqué à l'ISL.

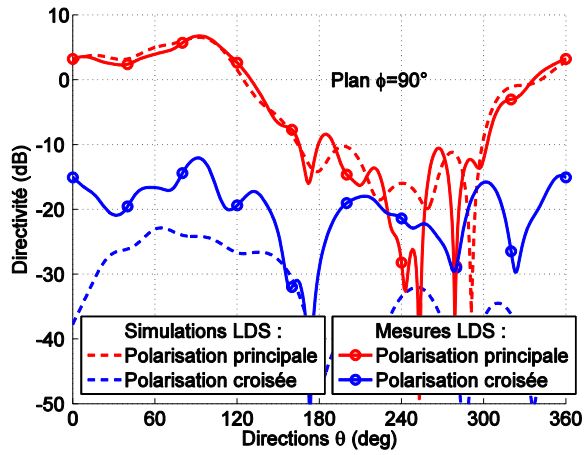




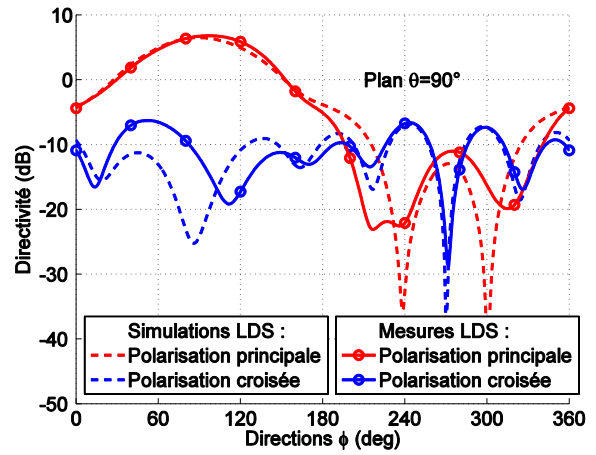
(a)



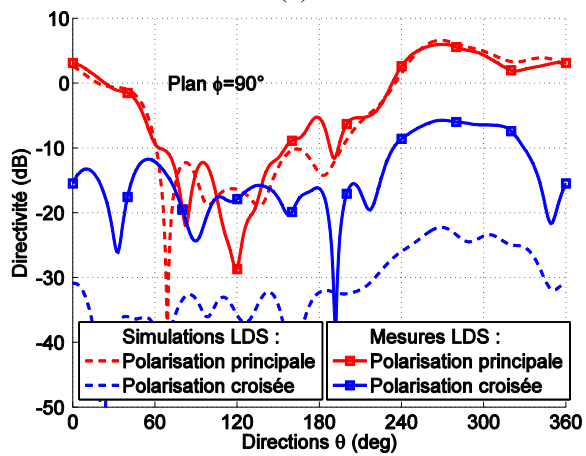
(b)



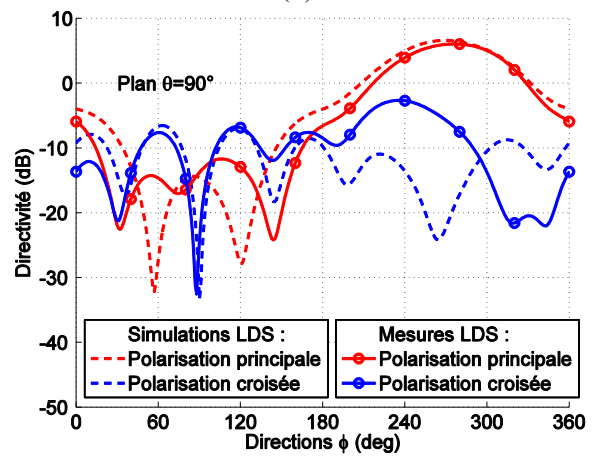
(c)



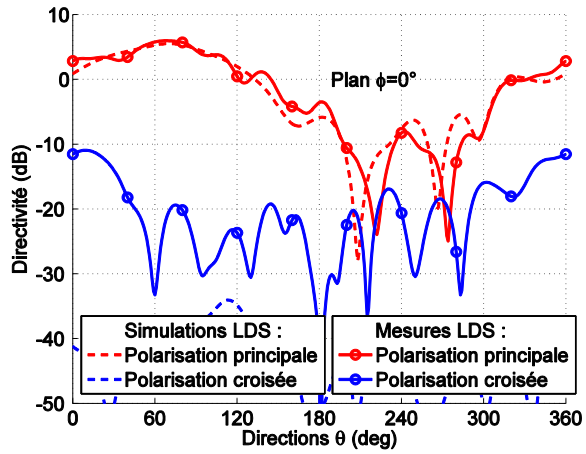
(d)



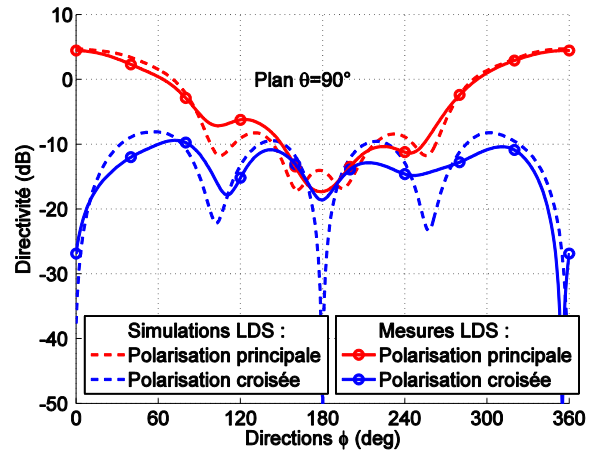
(e)



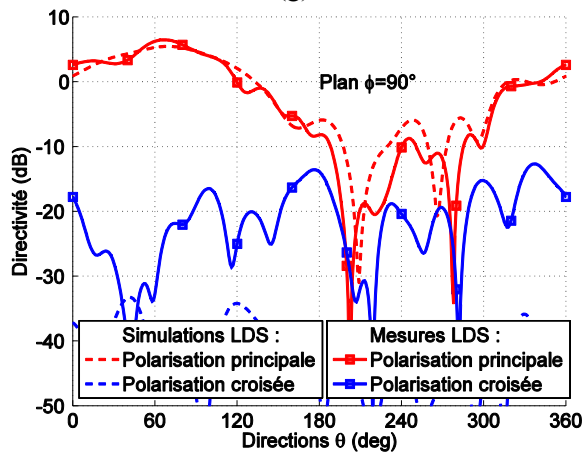
(f)



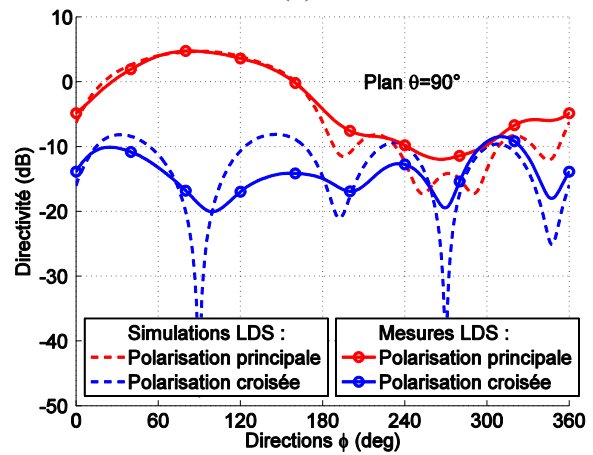
(g)



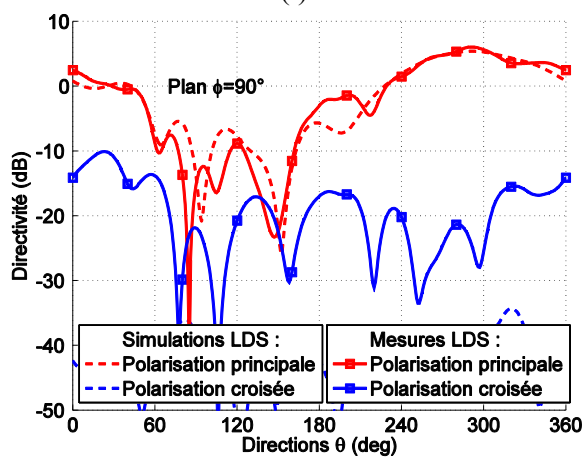
(h)



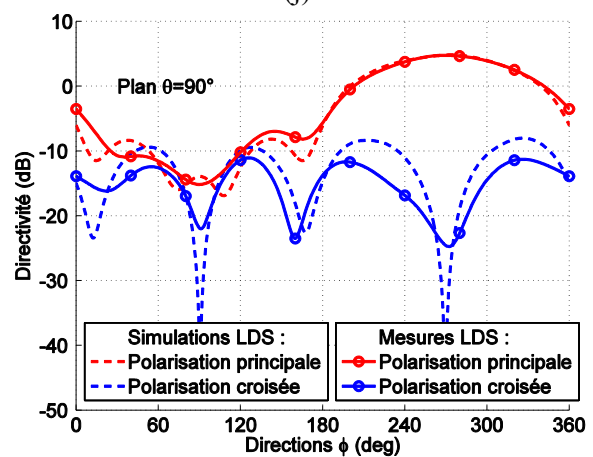
(i)



(j)



(k)



(l)



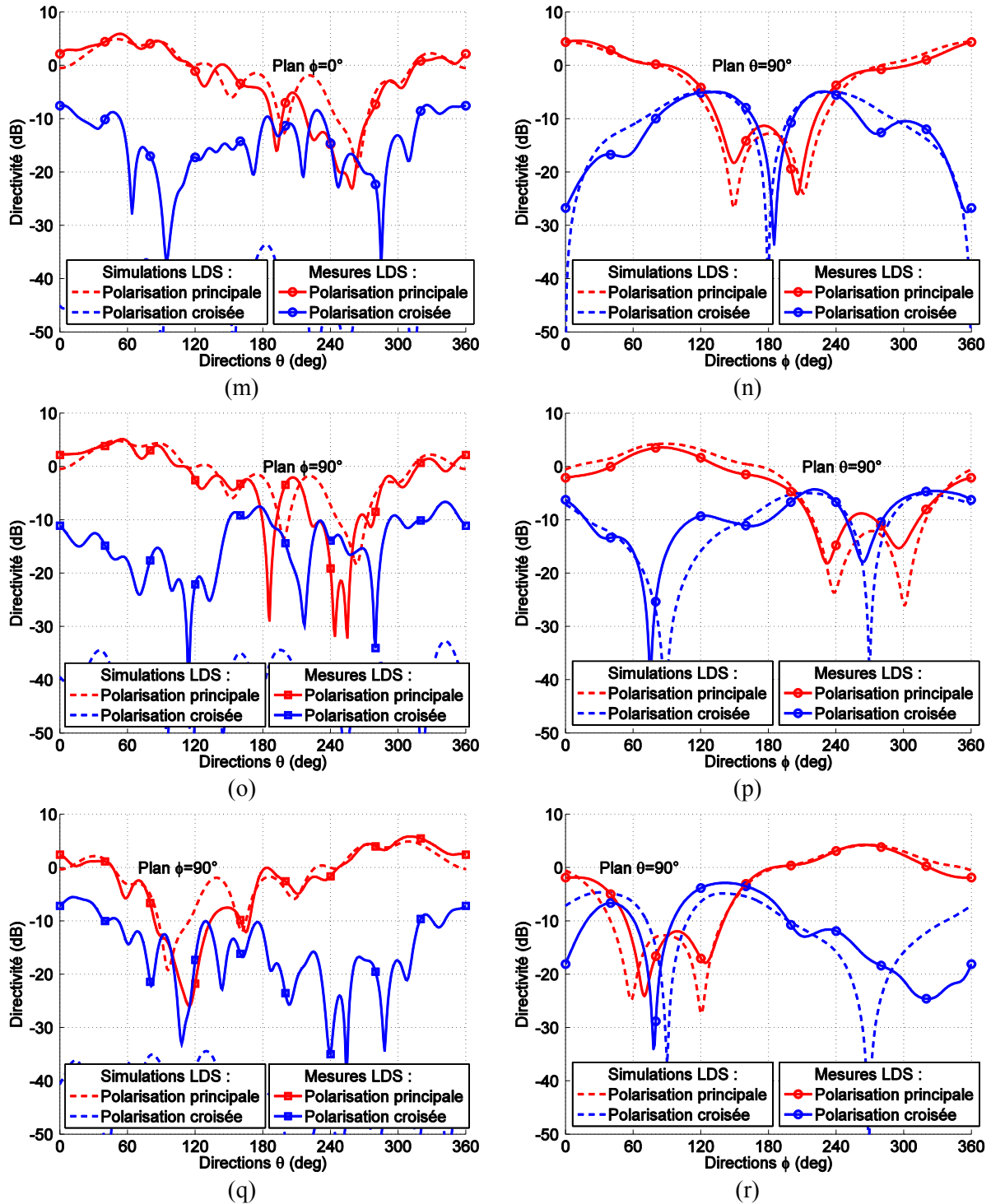
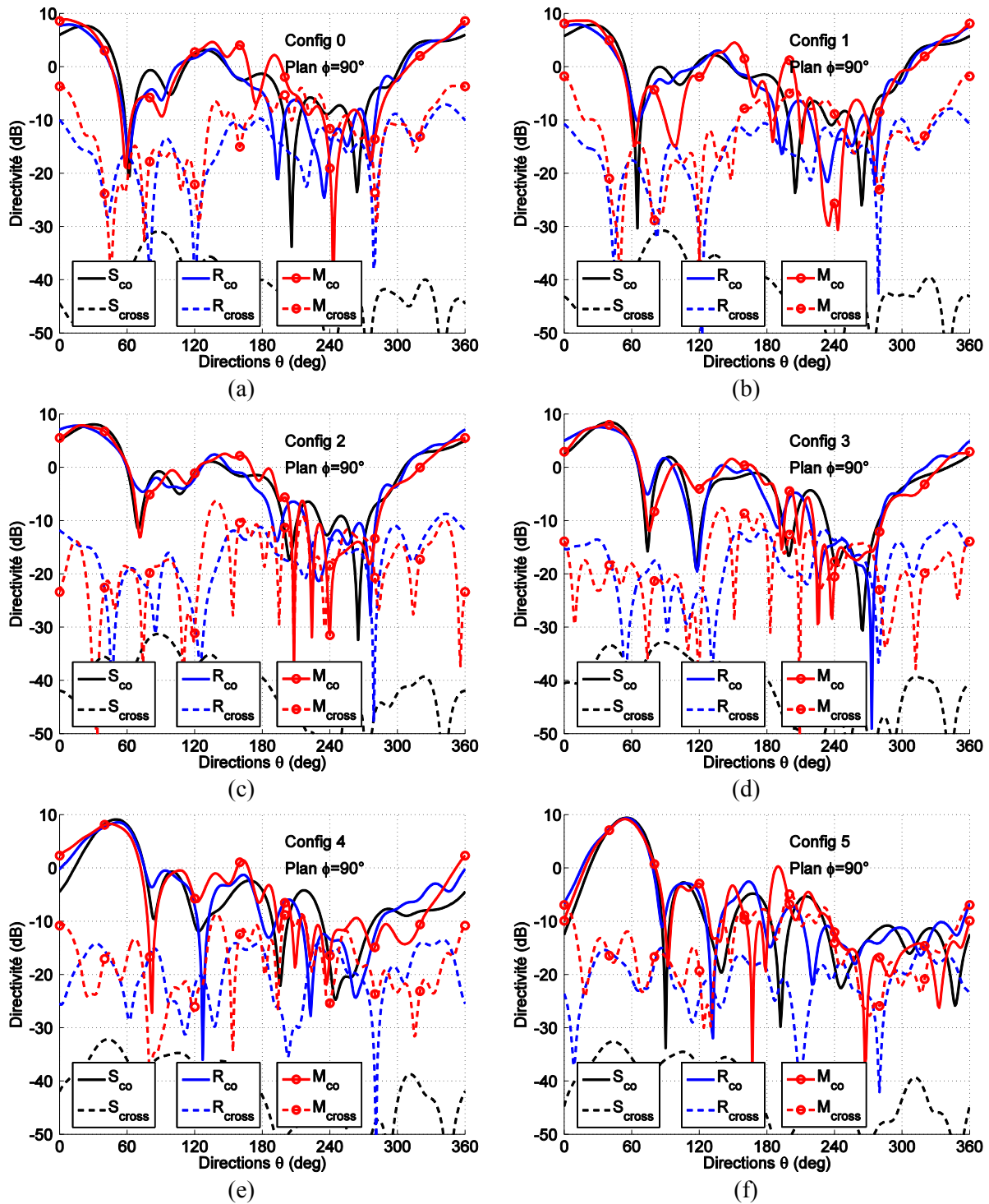
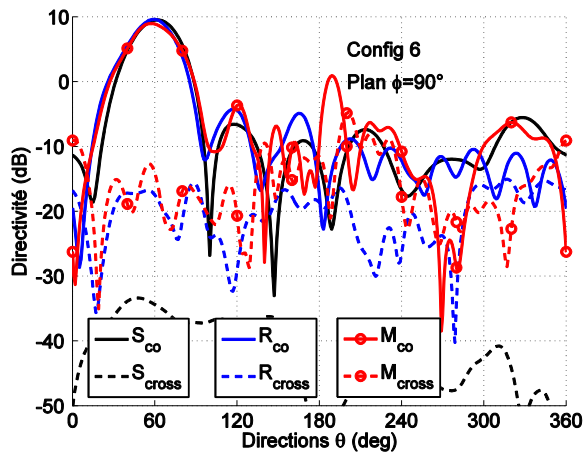


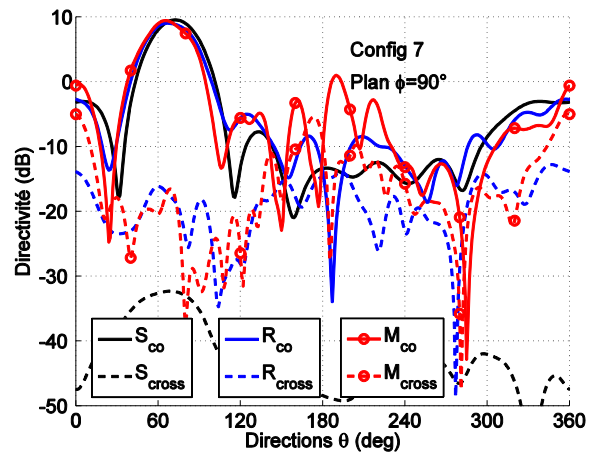
Figure I-2 : Diagrammes de rayonnement dans les plans  $\phi = 0^\circ$  (et  $\phi = 90^\circ$ ) et  $\theta = 90^\circ$  des éléments de l'anneau du bas positionnés dans les directions (a, b)  $\phi = 0^\circ$ , (c, d)  $\phi = 90^\circ$  et (e, f)  $\phi = 270^\circ$ , des éléments de l'anneau du milieu positionnés dans les directions (g, h)  $\phi = 0^\circ$ , (i, j)  $\phi = 90^\circ$  et (k, l)  $\phi = 270^\circ$  et des éléments de l'anneau du haut positionnés dans les directions (m, n)  $\phi = 0^\circ$ , (o, p)  $\phi = 90^\circ$ , et (q, r)  $\phi = 270^\circ$  du prototype fabriqué en technologie LDS.

Annexe J Diagrammes de rayonnement simulés, reconstruits et mesurés des sous-réseaux placés en  $\varphi = 90^\circ$ ,  $\varphi = 180^\circ$ , et  $\varphi = 270^\circ$  (dans leur plan respectif)

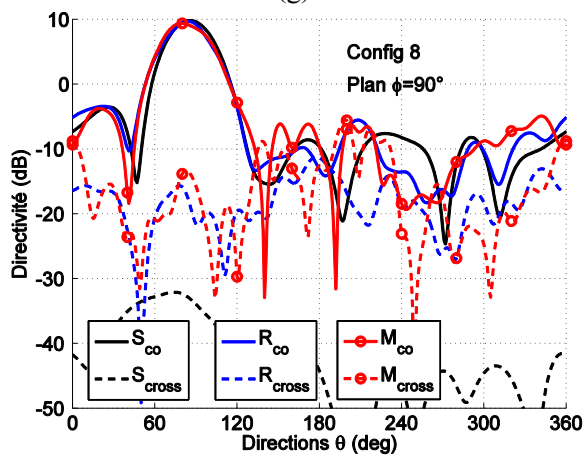




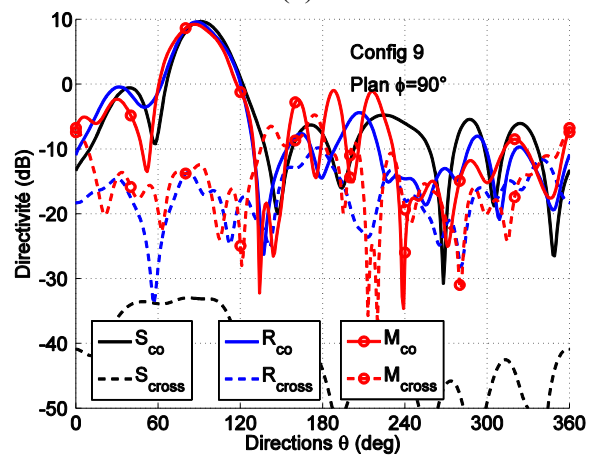
(g)



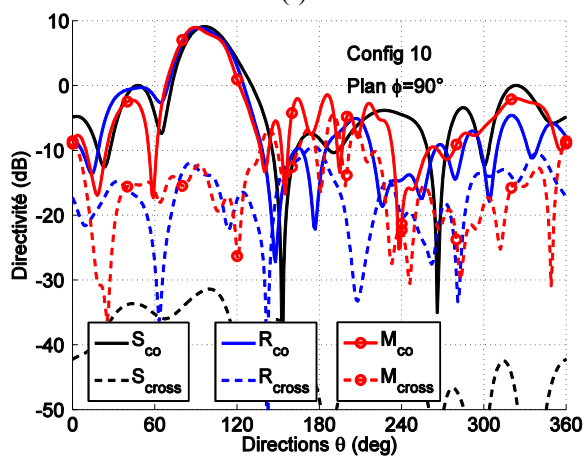
(h)



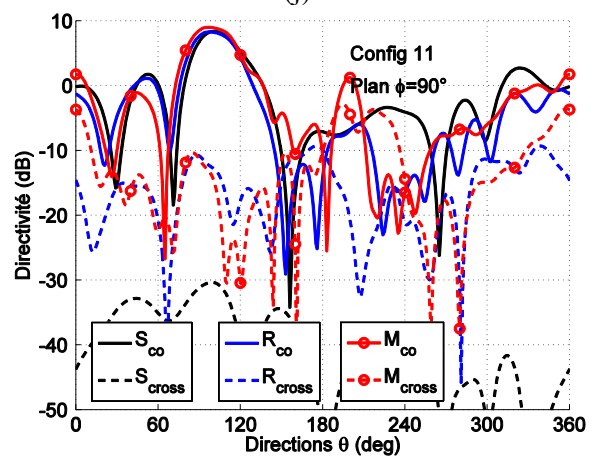
(i)



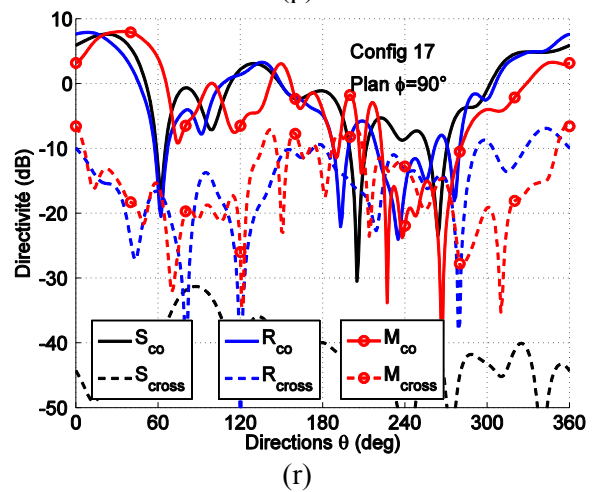
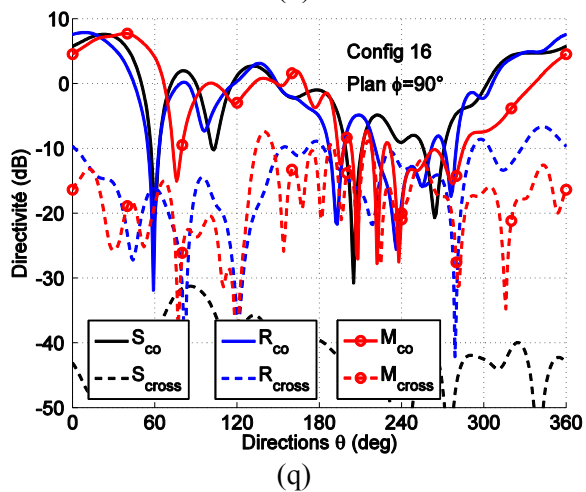
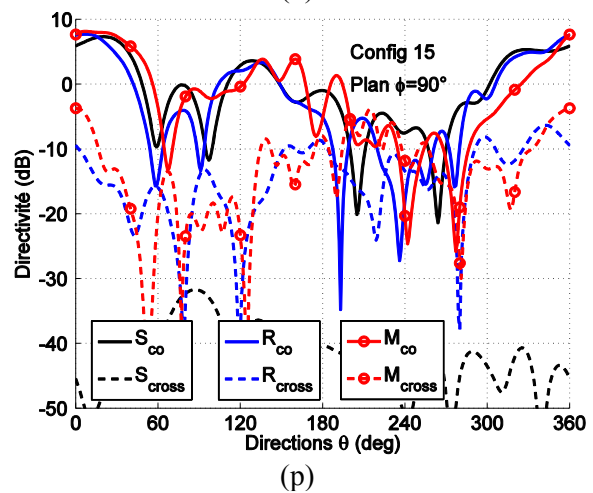
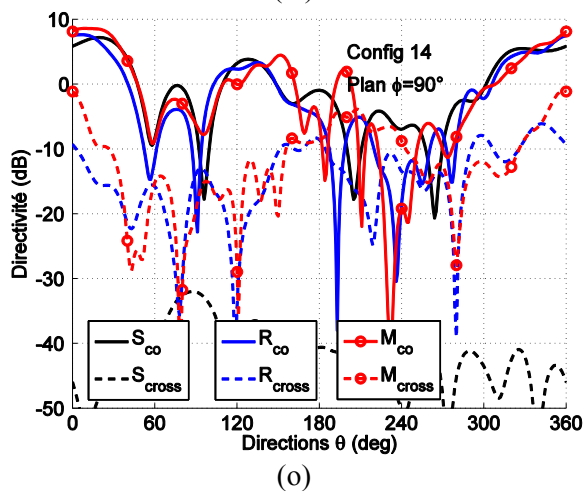
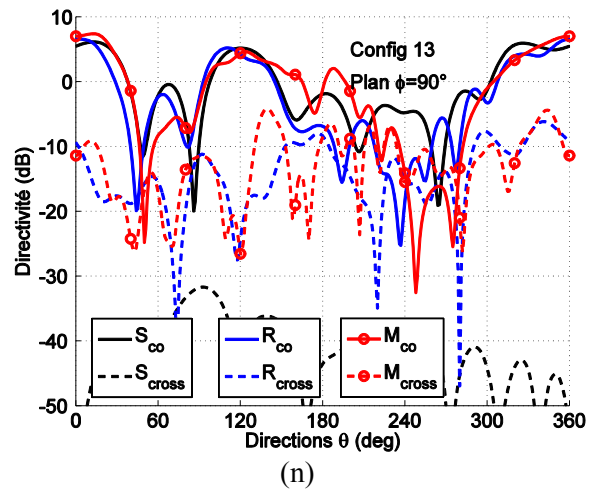
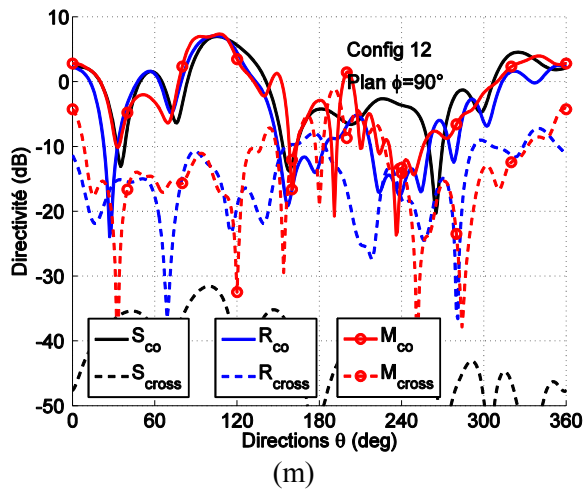
(j)

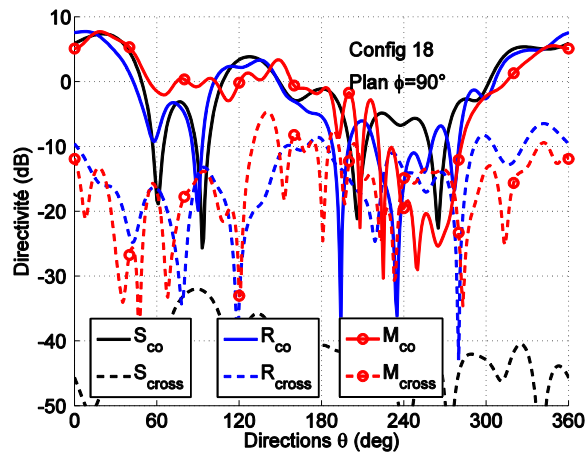


(k)



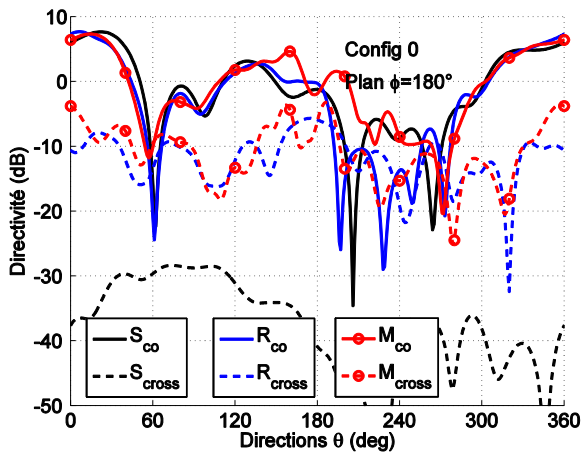
(l)



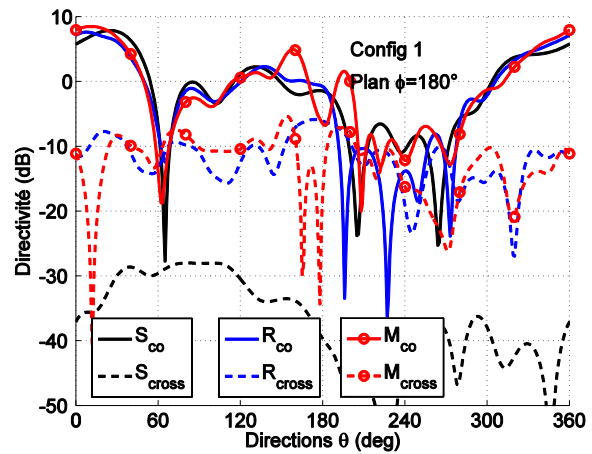


(s)

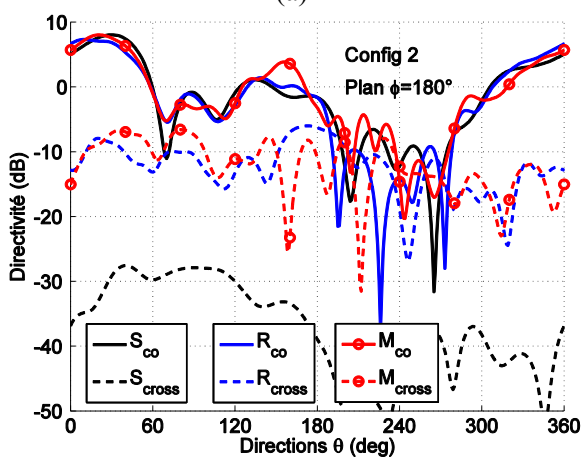
Figure J-1 : Diagrammes de rayonnement simulés ( $S_{co}$ ,  $S_{cross}$ ), reconstruits à partir des mesures de chaque élément rayonnant ( $R_{co}$ ,  $R_{cross}$ ), et mesurés ( $M_{co}$ ,  $M_{cross}$ ) du sous-réseau disposé en  $\varphi = 90^\circ$  dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  pour des lois de commande utilisées pour dépointer le lobe principal dans les directions  $\theta$  : (a)  $0^\circ$ , (b)  $10^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $30^\circ$ , (e)  $40^\circ$ , (f)  $50^\circ$ , (g)  $60^\circ$ , (h)  $70^\circ$ , (i)  $80^\circ$ , (j)  $90^\circ$ , (k)  $100^\circ$ , (l)  $110^\circ$ , (m)  $120^\circ$ , (n)  $130^\circ$ , (o)  $140^\circ$ , (p)  $150^\circ$ , (q)  $160^\circ$ , (r)  $170^\circ$ , (s)  $180^\circ$ .



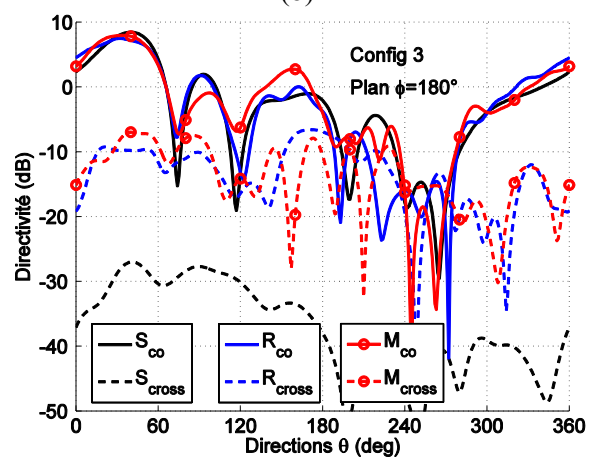
(a)



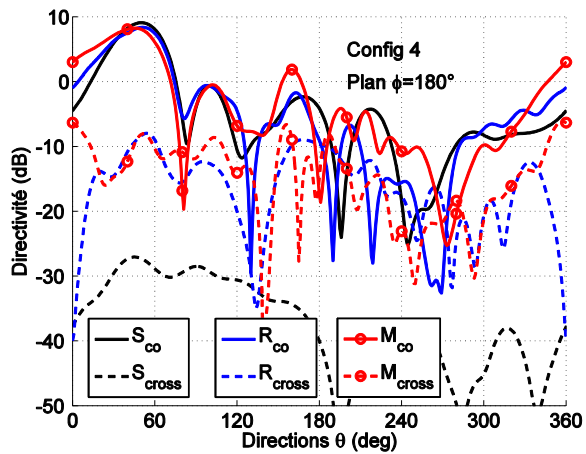
(b)



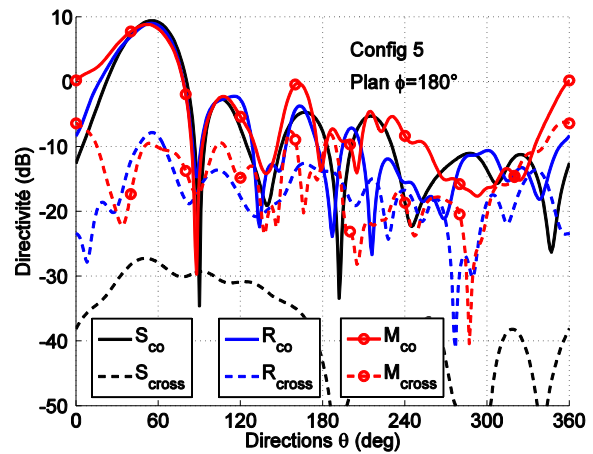
(c)



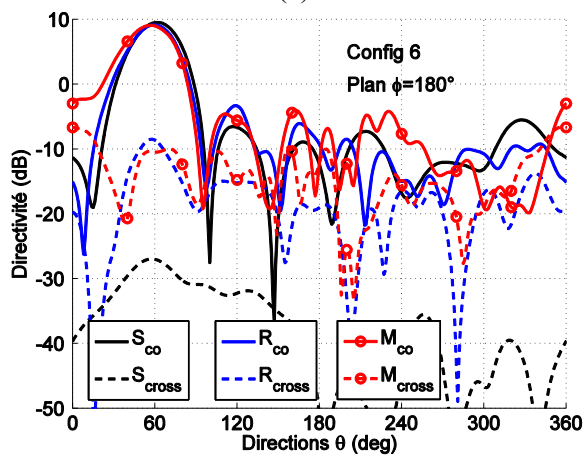
(d)



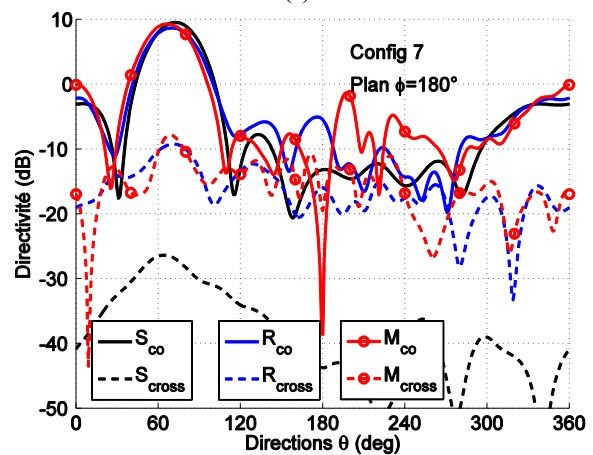
(e)



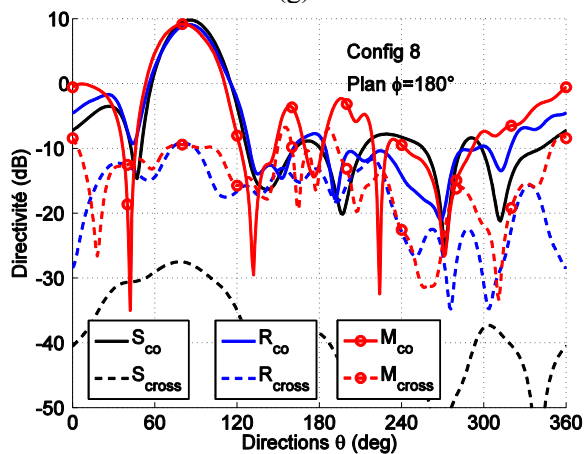
(f)



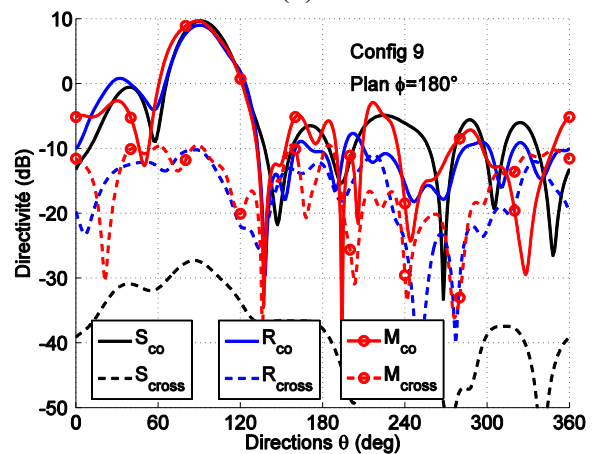
(g)



(h)

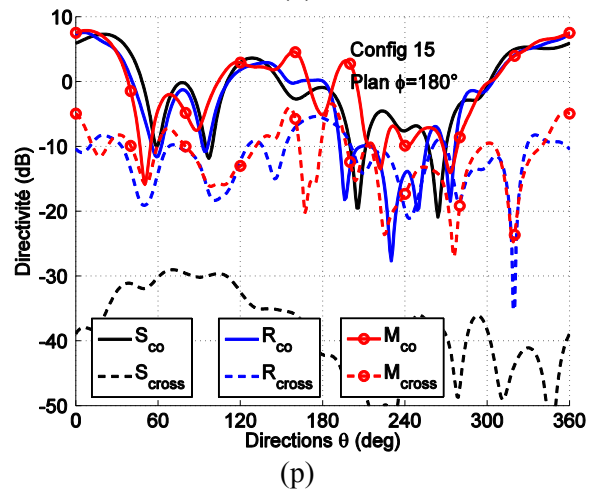
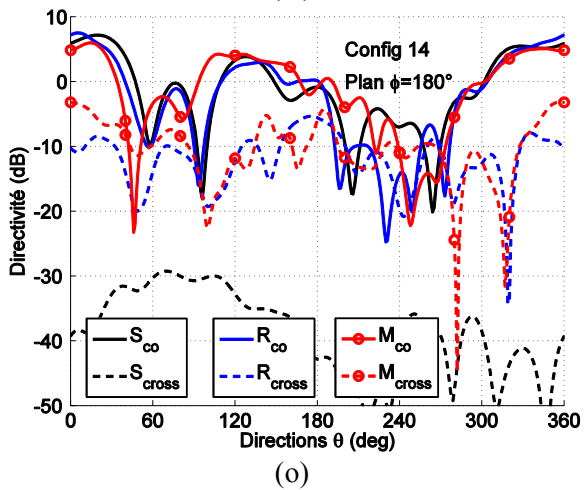
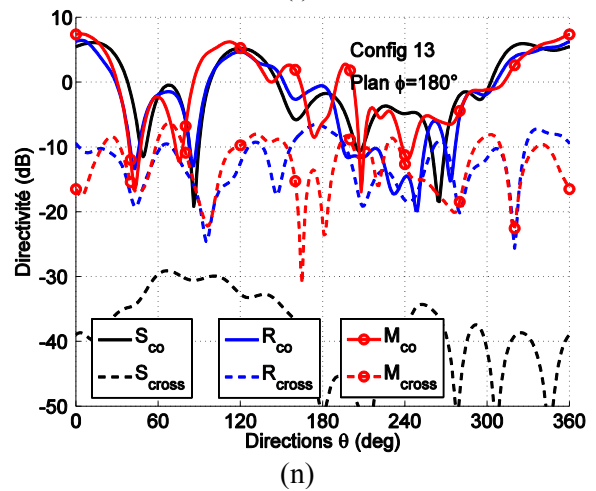
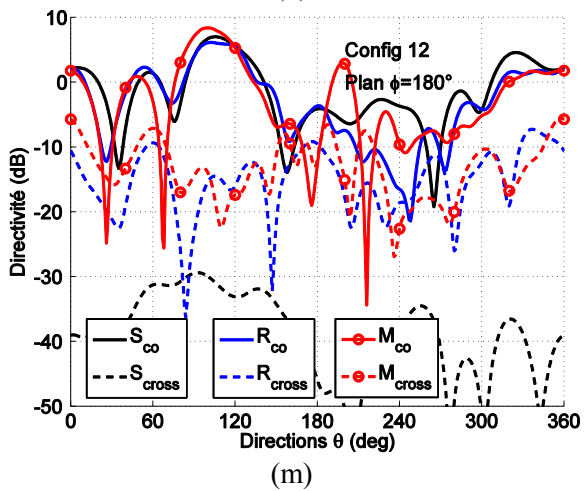
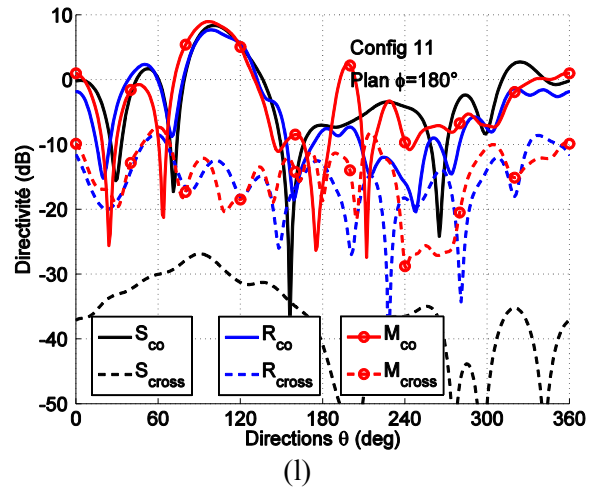
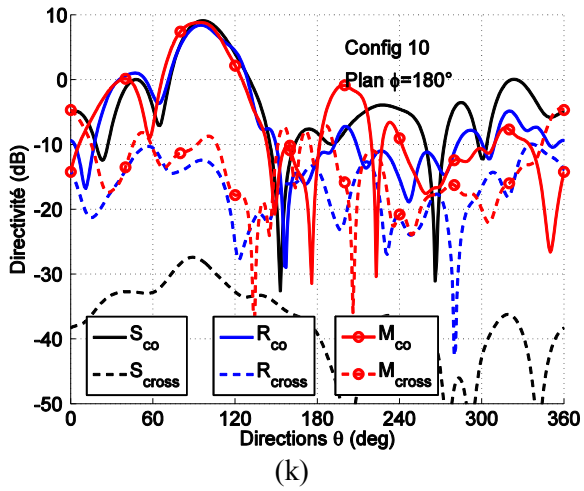


(i)



(j)







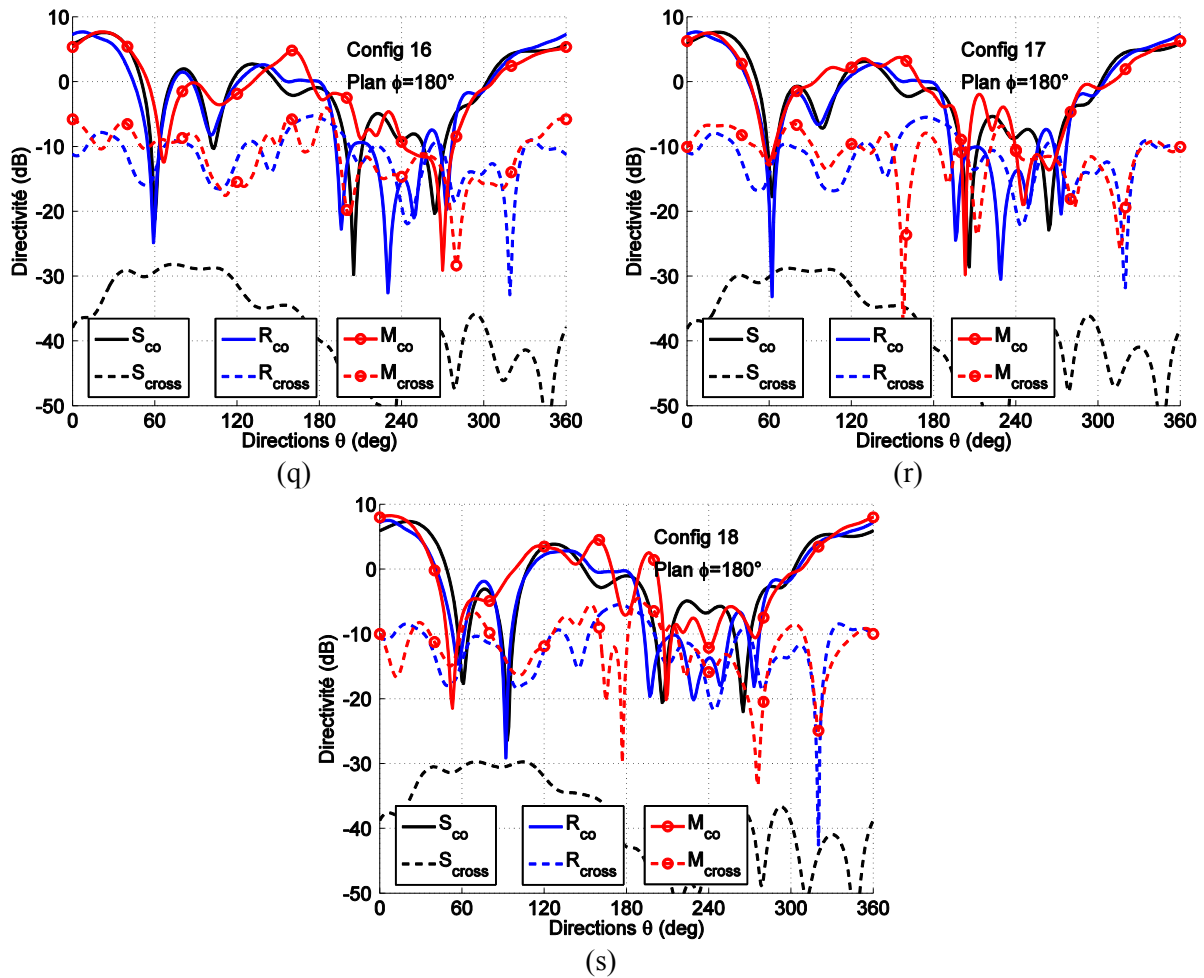
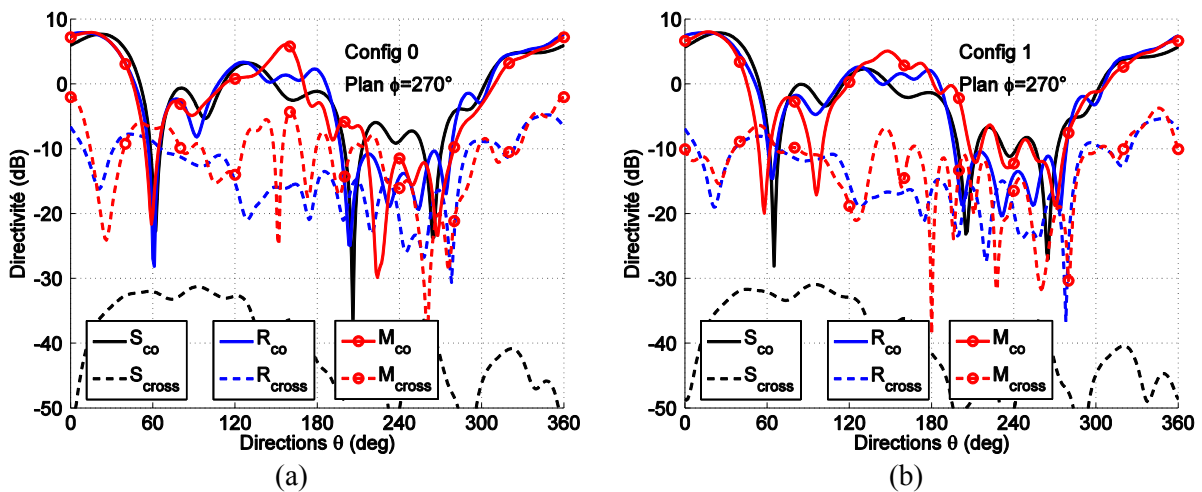
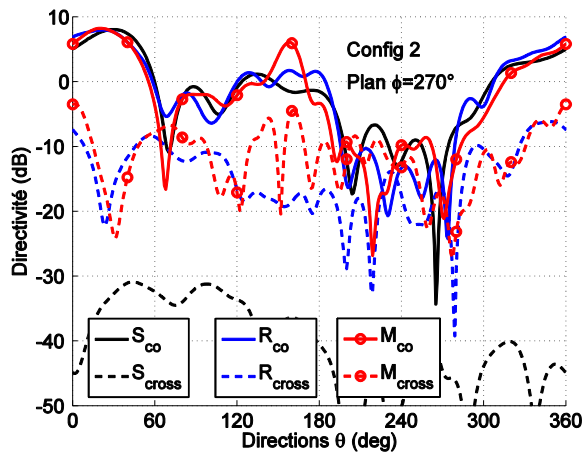
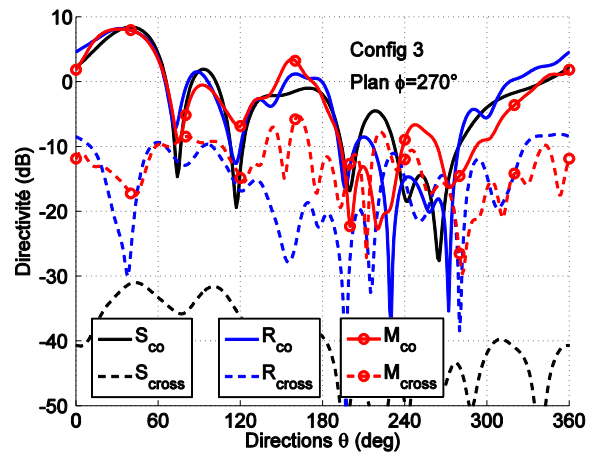


Figure J-2 : Diagrammes de rayonnement simulés ( $S_{co}$ ,  $S_{cross}$ ), reconstruits à partir des mesures de chaque élément rayonnant ( $R_{co}$ ,  $R_{cross}$ ), et mesurés ( $M_{co}$ ,  $M_{cross}$ ) du sous-réseau disposé en  $\varphi = 180^\circ$  dans le plan  $\varphi = 180^\circ$  pour des lois de commande utilisées pour dépointer le lobe principal dans les directions  $\theta$  : (a)  $0^\circ$ , (b)  $10^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $30^\circ$ , (e)  $40^\circ$ , (f)  $50^\circ$ , (g)  $60^\circ$ , (h)  $70^\circ$ , (i)  $80^\circ$ , (j)  $90^\circ$ , (k)  $100^\circ$ , (l)  $110^\circ$ , (m)  $120^\circ$ , (n)  $130^\circ$ , (o)  $140^\circ$ , (p)  $150^\circ$ , (q)  $160^\circ$ , (r)  $170^\circ$ , (s)  $180^\circ$ .

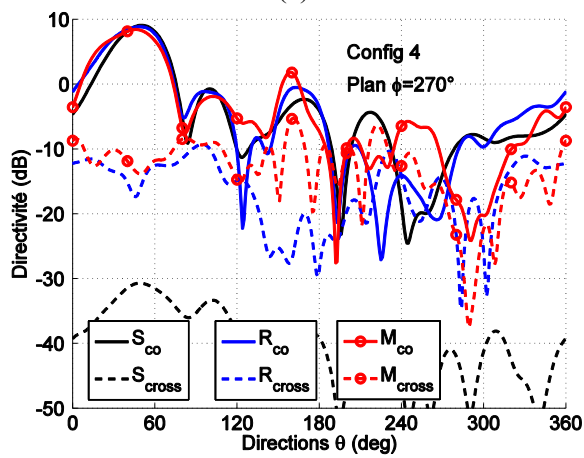




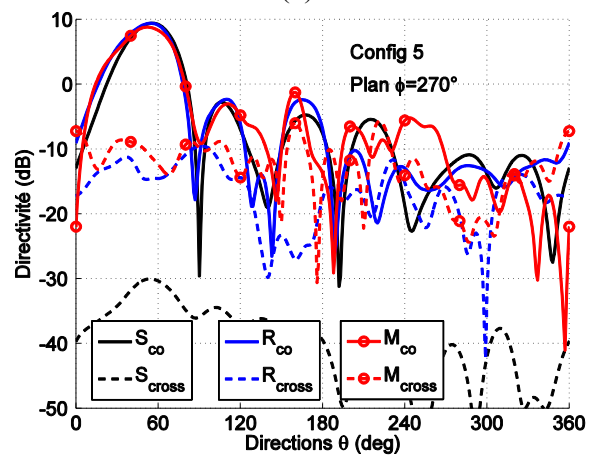
(c)



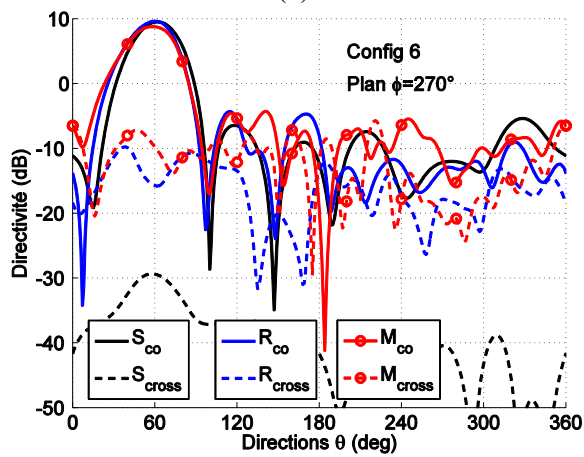
(d)



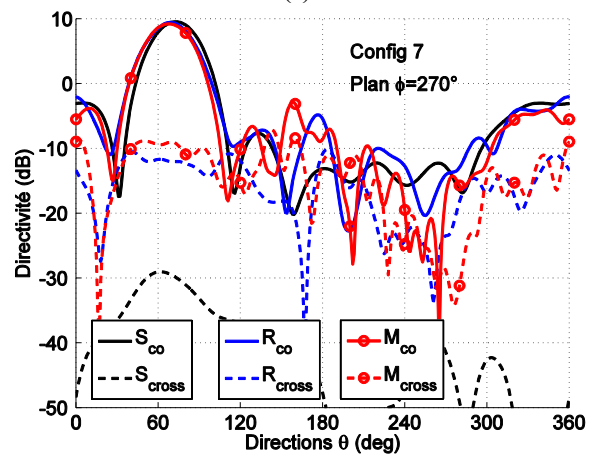
(e)



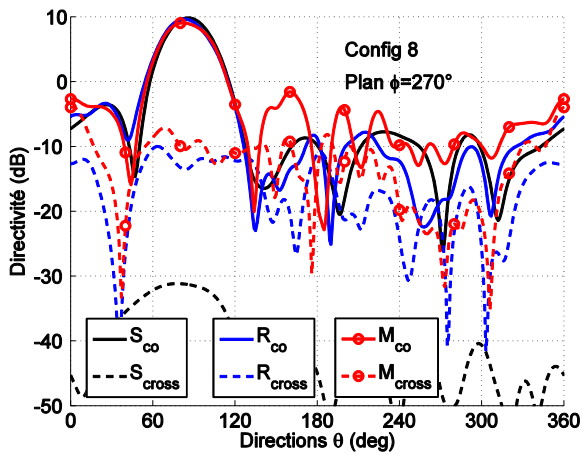
(f)



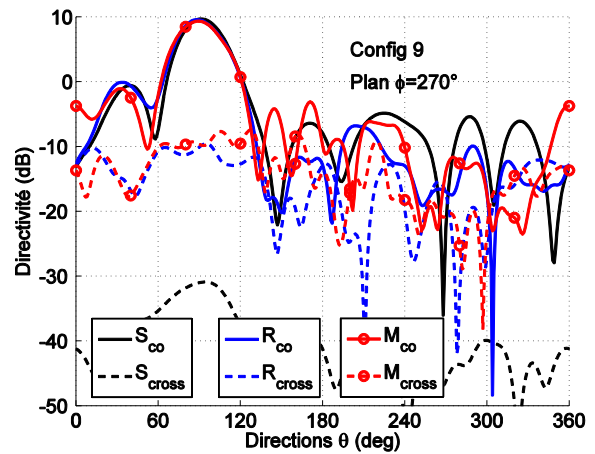
(g)



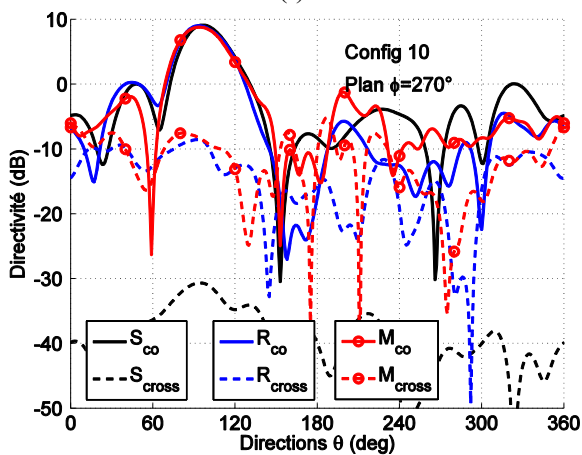
(h)



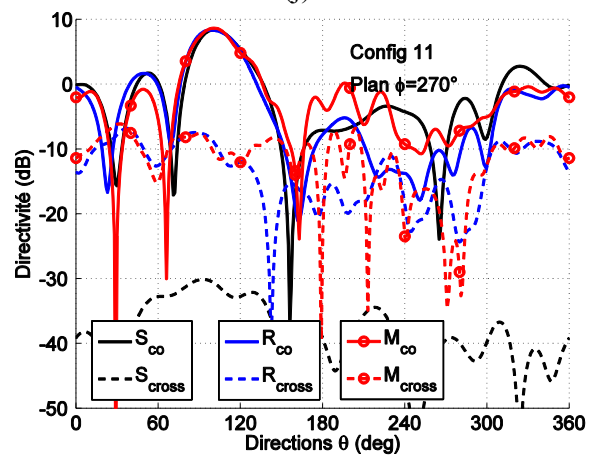
(i)



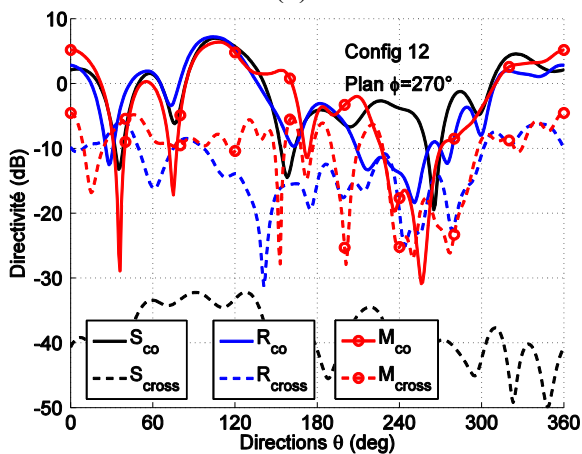
(j)



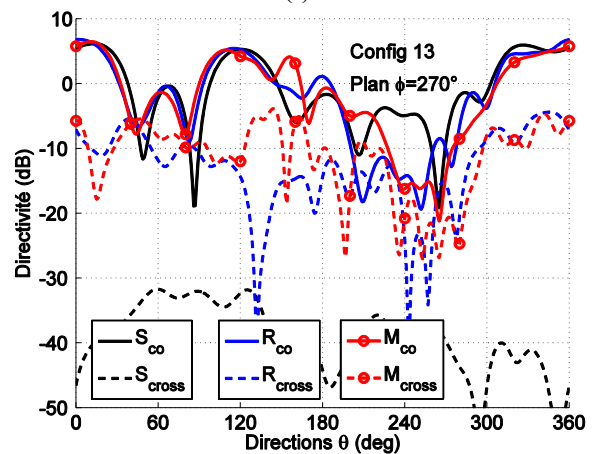
(k)



(l)



(m)



(n)

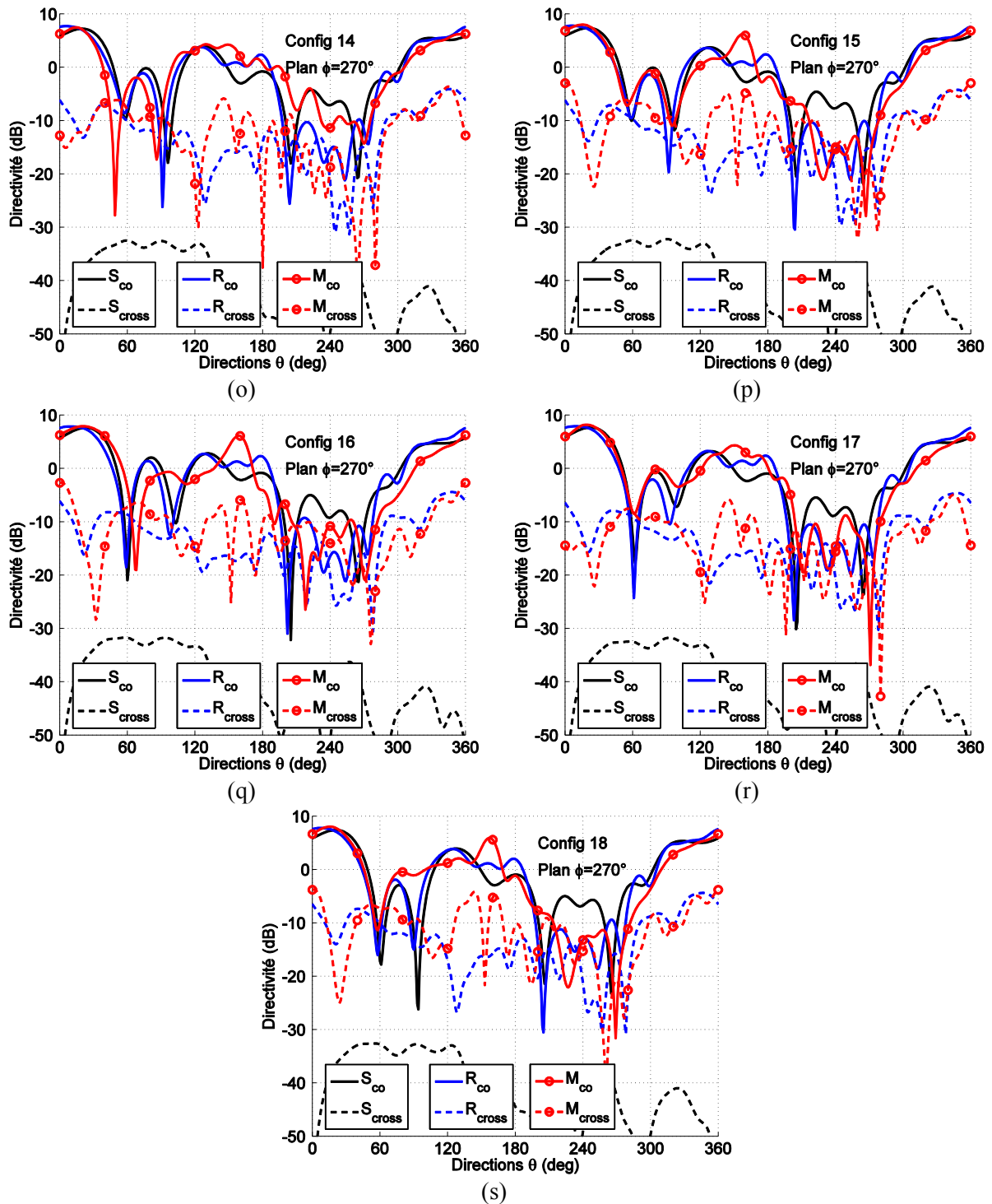


Figure J-3 : Diagrammes de rayonnement simulés ( $S_{co}$ ,  $S_{cross}$ ), reconstruits à partir des mesures de chaque élément rayonnant ( $R_{co}$ ,  $R_{cross}$ ), et mesurés ( $M_{co}$ ,  $M_{cross}$ ) du sous-réseau disposé en  $\varphi = 270^\circ$  dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  pour des lois de commande utilisées pour dépointer le lobe principal dans les directions  $\theta$  : (a)  $0^\circ$ , (b)  $10^\circ$ , (c)  $20^\circ$ , (d)  $30^\circ$ , (e)  $40^\circ$ , (f)  $50^\circ$ , (g)  $60^\circ$ , (h)  $70^\circ$ , (i)  $80^\circ$ , (j)  $90^\circ$ , (k)  $100^\circ$ , (l)  $110^\circ$ , (m)  $120^\circ$ , (n)  $130^\circ$ , (o)  $140^\circ$ , (p)  $150^\circ$ , (q)  $160^\circ$ , (r)  $170^\circ$ , (s)  $180^\circ$ .

## Annexe K Caractéristiques des diagrammes de rayonnement dépointés

Tableau K-1: Caractéristiques des diagrammes de rayonnement de chaque sous-réseau pour toutes les configurations.

	Sous-réseau 1			Sous-réseau 2			Sous-réseau 3			Sous-réseau 4			
	S	R	M	S	R	M	S	R	M	S	R	M	
Config 0	$\theta_{max}$	21°	5°	14°	21°	8°	4°	21°	6°	13°	21°	8°	14°
	HPBW	81°	59°	54°	80°	58°	45°	80°	65°	72°	79°	66°	68°
	FTBR (dB)	21.3	8.9	11.5	21.7	19.1	8.4	21.3	10.8	5.8	21.5	9.5	14.8
	$D_{max}$ (dB)	7.7	8.2	8.2	7.7	7.9	8.9	7.7	7.7	7.3	7.7	7.9	7.9
	$\delta_P$ (dB)	36.4	11.2	7.2	43.5	12.0	9.5	34.3	12.6	8.0	37.3	9.7	7.1
Config 1	$\theta_{max}$	24°	6°	18°	24°	10°	17°	24°	7°	10°	24°	14°	16°
	HPBW	55°	60°	53°	54°	54°	58°	55°	64°	58°	53°	65°	57°
	FTBR (dB)	31.2	9.7	12.2	31.5	21.7	7.4	31.6	12.3	8.4	31.1	15.9	8.7
	$D_{max}$ (dB)	7.9	8.1	7.9	7.9	7.9	8.7	7.9	7.6	8.5	7.9	7.9	8.0
	$\delta_P$ (dB)	35.6	11.9	6.3	42.1	12.8	7.4	33.5	12.4	13.9	36.6	10.3	8.8
Config 2	$\theta_{max}$	29	21	27	29°	14°	19°	29°	19°	20°	29°	21°	19°
	HPBW	49	64	85	51°	58°	58°	51°	67°	53°	49°	60°	56°
	FTBR (dB)	19.1	28.1	20.2	18.9	20.5	13.5	19.2	15.4	16.5	19.1	24.2	17.6
	$D_{max}$ (dB)	8.1	8.0	7.7	8.1	7.8	7.9	8.0	7.3	8.0	8.1	8.0	8.2
	$\delta_P$ (dB)	35.2	12.6	8.6	40.6	13.9	18.8	32.7	12.3	11.7	36.1	11.2	8.7
Config 3	$\theta_{max}$	39°	28°	34°	39°	30°	37°	39°	31°	33°	39°	32°	31°
	HPBW	40°	56°	47°	40°	61°	48°	40°	58°	47°	40°	51°	45°
	FTBR (dB)	12.9	16.4	19.6	12.8	13.2	14.2	12.9	17.4	14.3	13.0	17.0	21.9
	$D_{max}$ (dB)	8.5	7.8	8.0	8.5	7.5	8.0	8.4	7.5	7.9	8.4	8.2	8.1
	$\delta_P$ (dB)	35.0	13.7	13.7	39.0	18.2	22.6	32.6	13.8	12.0	36.6	14.3	16.4
Config 4	$\theta_{max}$	49°	50°	52°	49°	51°	43°	49°	50°	44°	49°	48°	45°
	HPBW	35°	39°	38°	35°	42°	45°	35°	40°	45°	35°	40°	45°
	FTBR (dB)	17.0	24.1	30.2	17.0	21.2	24.3	17.0	23.4	19.2	17.1	30.2	20.1
	$D_{max}$ (dB)	9.1	9.0	8.5	9.1	8.6	8.3	9.1	8.4	8.3	9.1	8.9	8.4
	$\delta_P$ (dB)	34.3	14.2	14.3	38.4	19.8	19.2	33.3	13.4	13.4	36.9	18.5	15.6

<b>Config 5</b>	$\theta_{max}$	54°	53°	50°	54°	55°	53°	54°	54°	51°	55°	54°	51°
	HPBW	33°	32°	35°	33°	33°	33°	33°	34°	37°	33°	36°	37°
	FTBR (dB)	22.6	20.7	24.9	22.7	20.5	18.5	22.7	23.2	14.3	23.8	22.2	18.7
	$D_{max}$ (dB)	9.4	9.6	9.2	9.4	9.3	9.2	9.4	9.0	8.8	9.4	9.4	8.8
	$\delta_P$ (dB)	34.4	15.8	17.9	39.1	21.8	18.1	33.8	13.9	15.5	36.7	17.6	14.5
<b>Config 6</b>	$\theta_{max}$	61°	58°	57°	61°	58°	56°	61°	58°	56°	61°	59°	57°
	HPBW	33°	30°	35°	33°	30°	33°	33°	32°	35°	33°	32°	35°
	FTBR (dB)	27.5	20.0	21.4	26.9	21.4	18.0	26.9	24.1	15.2	27.1	22.1	16.1
	$D_{max}$ (dB)	9.5	9.8	9.2	9.5	9.6	9.0	9.5	9.1	9.1	9.5	9.6	8.8
	$\delta_P$ (dB)	34.4	18.5	17.6	39.9	23.5	18.8	33.5	14.7	16.3	36.0	17.1	13.2
<b>Config 7</b>	$\theta_{max}$	72°	67°	68°	71°	66°	64°	72°	69°	65°	72°	68°	66°
	HPBW	33°	34°	31°	33°	36°	33°	33°	36°	33°	33°	33°	34°
	FTBR (dB)	24.2	23.3	36.0	23.9	24.1	22.8	23.3	25.9	17.7	23.5	27.2	32.1
	$D_{max}$ (dB)	9.5	9.4	9.5	9.5	9.0	9.4	9.5	8.7	9.3	9.5	9.4	9.2
	$\delta_P$ (dB)	34.5	19.0	18.1	39.1	22.3	23.1	33.1	15.0	14.3	35.8	18.2	15.2
<b>Config 8</b>	$\theta_{max}$	85°	82°	82°	85°	83°	78°	84°	84°	80°	85°	82°	81°
	HPBW	32°	32°	35°	32°	31°	36°	32°	32°	34°	32°	33°	37°
	FTBR (dB)	26.2	27.7	26.6	25.5	26.8	27.0	24.6	28.8	23.2	26.1	31.0	18.6
	$D_{max}$ (dB)	9.8	9.8	9.5	9.8	9.7	9.4	9.8	9.1	9.2	9.8	9.7	9.1
	$\delta_P$ (dB)	34.8	19.7	17.1	39.1	22.4	19.7	34.4	15.5	15.8	38.2	17.1	13.3
<b>Config 9</b>	$\theta_{max}$	90°	86°	90°	90°	87°	85°	90°	89°	88°	90°	87°	88°
	HPBW	30°	32°	35°	31°	30°	33°	31°	30°	34°	30°	32°	33°
	FTBR (dB)	28.2	22.8	23.9	28.4	22.7	27.2	28.7	26.6	21.7	28.6	26.3	24.3
	$D_{max}$ (dB)	9.7	9.6	9.7	9.7	9.6	9.2	9.7	9.0	9.7	9.7	9.6	9.3
	$\delta_P$ (dB)	34.8	22.1	17.8	39.6	20.2	18.8	34.0	16.3	16.2	37.9	16.2	14.2
<b>Config 10</b>	$\theta_{max}$	95°	92°	94°	95°	91°	88°	95°	94°	93°	96°	92°	93°
	HPBW	31°	37°	32°	31°	34°	33°	31°	33°	34°	32°	34°	34°
	FTBR (dB)	15.5	21.5	19.7	15.5	18.9	19.6	15.7	22.6	23.4	14.9	23.8	18.3
	$D_{max}$ (dB)	9.1	8.9	8.7	9.1	8.9	9.0	9.1	8.4	8.8	9.1	9.0	8.8
	$\delta_P$ (dB)	34.6	25.6	24.9	37.7	18.0	18.3	33.7	18.0	14.7	36.8	14.7	13.5

<b>Config 11</b>	$\theta_{max}$	100°	102°	100°	100°	97°	95°	100°	98°	96°	100°	97°	100°
	HPBW	32°	36°	36°	32°	34°	35°	32°	37°	35°	32°	35°	31°
	FTBR (dB)	11.0	16.1	16.7	10.9	22.0	16.4	11.1	18.4	16.7	10.9	21.2	15.6
	$D_{max}$ (dB)	8.4	8.5	9.2	8.4	8.3	9.0	8.4	7.7	9.0	8.4	8.4	8.6
	$\delta_P$ (dB)	33.2	23.8	20.8	35.9	16.0	16.4	32.4	17.3	18.3	35.7	12.9	13.4
<b>Config 12</b>	$\theta_{max}$	104°	106°	102°	104°	104°	106°	104°	101°	99°	105°	103°	107°
	HPBW	53°	34°	37°	54°	34°	35°	53°	40°	34°	53°	37°	64°
	FTBR (dB)	8.3	11.7	17.3	8.3	12.2	12.2	8.4°	11.5	16.4	8.3	12.4	13.3
	$D_{max}$ (dB)	7.0	7.7	7.4	7.0	7.1	7.4	7.0	6.1	8.4	7.0	7.2	6.4
	$\delta_P$ (dB)	34.0	22.1	15.3	35.5	14.8	15.4	33.4	16.0	18.6	36.2	12.8	8.0
<b>Config 13</b>	$\theta_{max}$	12°	2°	9°	12°	1°	12°	12°	3°	2°	12°	1°	10°
	HPBW	115°	110°	93°	116°	89°	67°	116°	85°	83°	116°	99°	105°
	FTBR (dB)	9.5	7.1	11.6	9.7	13.7	6.3	9.5	7.7	13.0	9.5	5.9	8.8
	$D_{max}$ (dB)	6.1	6.9	7.2	6.1	6.6	7.4	6.1	6.5	7.4	6.2	6.8	6.5
	$\delta_P$ (dB)	34.3	8.4	5.9	36.8	9.8	8.8	33.2	10.7	13.5	35.0	8.3	8.1
<b>Config 14</b>	$\theta_{max}$	19°	4°	8°	19°	5°	8°	19°	4°	13°	19°	4°	13°
	HPBW	86°	63°	67°	86°	63°	58°	86°	66°	120°	86°	74°	61°
	FTBR (dB)	16.7	8.3	17.2	17.0	16.4	12.2	16.6	8.8	7.3	16.8	6.8	7.3
	$D_{max}$ (dB)	7.2	8.0	8.0	7.2	7.6	8.6	7.2	7.5	6.0	7.2	7.7	7.5
	$\delta_P$ (dB)	38.1	10.1	9.0	45.2	10.8	6.7	35.8	12.5	6.1	38.3	8.8	8.2
<b>Config 15</b>	$\theta_{max}$	20°	5°	6°	19°	6°	6°	19°	5°	7°	19°	5°	14°
	HPBW	85°	60°	72°	85°	63°	53°	85°	67°	61°	85°	73°	66°
	FTBR (dB)	18.7	8.9	16.9	17.5	17.3	7.5	17.2	9.6	8.2	17.4	7.4	14.0
	$D_{max}$ (dB)	7.3	8.0	7.9	7.3	7.7	8.1	7.3	7.6	7.9	7.4	7.8	8.0
	$\delta_P$ (dB)	37.8	10.5	9.5	45.1	11.1	9.0	35.4	12.9	9.6	38.1	9.0	8.0
<b>Config 16</b>	$\theta_{max}$	22°	6°	9°	22°	8°	38°	22°	6°	21°	22°	8°	20°
	HPBW	78°	59°	81°	78°	58°	55°	78°	67°	61°	77°	67°	64°
	FTBR (dB)	26.6	9.7	11.2	27.3	20.8	19.1	26.4	10.7	10.8	27.0	9.7	15.0
	$D_{max}$ (dB)	7.6	8.1	7.7	7.6	7.9	7.7	7.6	7.7	7.7	7.6	7.8	7.9
	$\delta_P$ (dB)	36.0	11.3	10.6	43.0	11.5	18.0	33.7	12.5	10.3	36.7	9.3	7.7



<b>Config 17</b>	$\theta_{max}$	22°	5°	13°	22°	8°	34°	22°	6°	15°	22°	8°	18°
	HPBW	81°	59°	59°	81°	60°	47°	81°	66°	58°	81°	67°	51°
	FTBR (dB)	24.8	9.0	14.3	25.5	19.6	11.3	24.7	10.8	12.4	25.1	9.5	12.2
	$D_{max}$ (dB)	7.6	8.2	8.4	7.6	7.9	8.0	7.6	7.7	7.5	7.7	7.9	8.2
	$\delta_P$ (dB)	36.9	11.3	9.3	44.3	11.8	18.4	34.5	12.6	11.2	37.4	9.6	10.7
<b>Config 18</b>	$\theta_{max}$	20°	5°	11°	20°	7°	18°	20°	5°	6°	20°	6°	15°
	HPBW	85°	61°	98°	85°	62°	63°	85°	66°	58°	85°	72°	62°
	FTBR (dB)	17.7	8.6	6.8	18.1	17.7	9.6	17.7	9.6	10.9	17.9	7.9	15.1
	$D_{max}$ (dB)	7.4	8.0	7.0	7.4	7.7	7.7	7.4	7.5	8.2	7.4	7.8	8.0
	$\delta_P$ (dB)	37.6	10.4	6.4	45.0	11.3	14.2	35.0	13.0	13.5	37.4	9.2	8.8

## Annexe L Représentation du dépointage du lobe principal

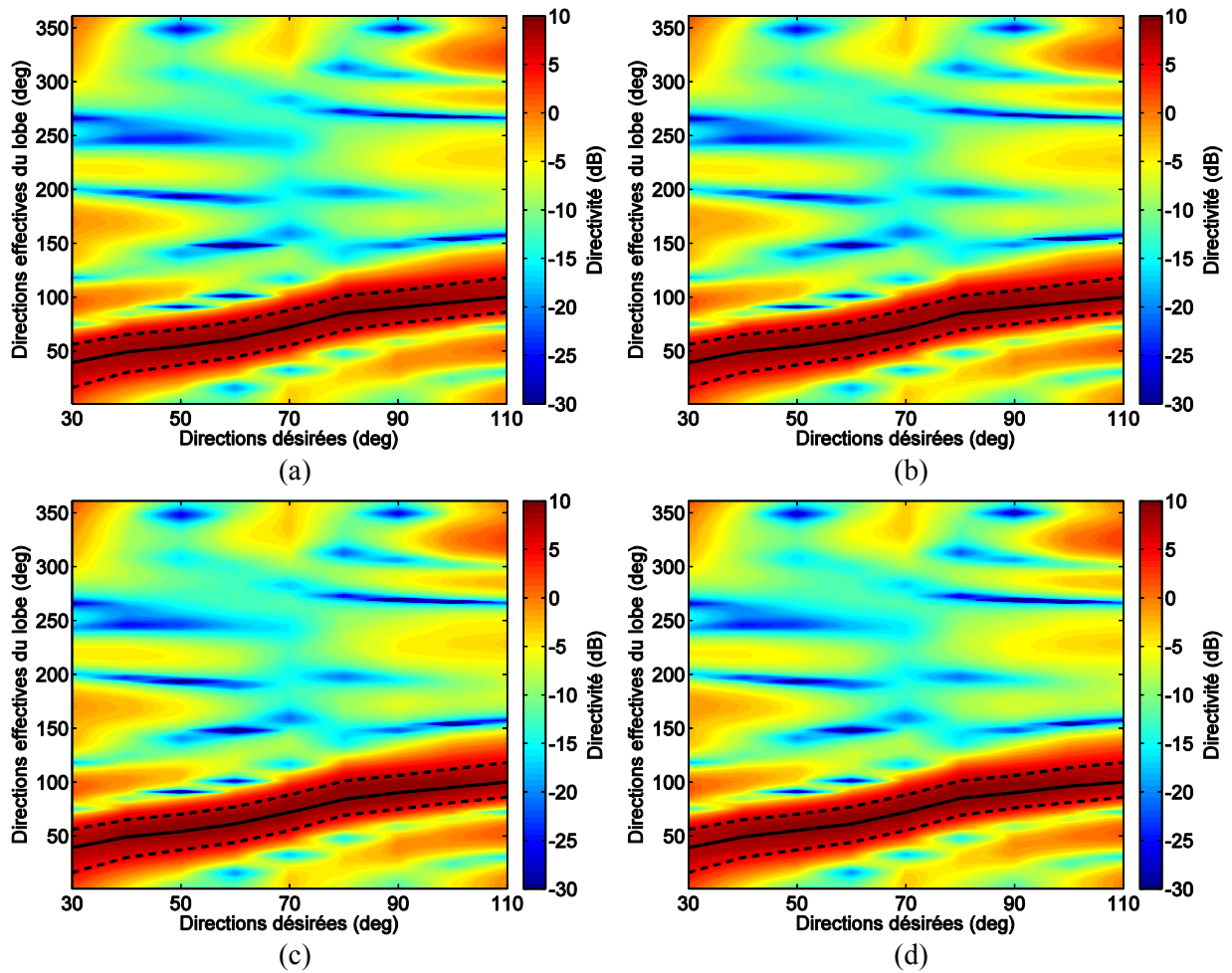


Figure L-1 : Simulations du dépointage du lobe principal (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau) pour les 9 configurations retenues des sous-réseaux situés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

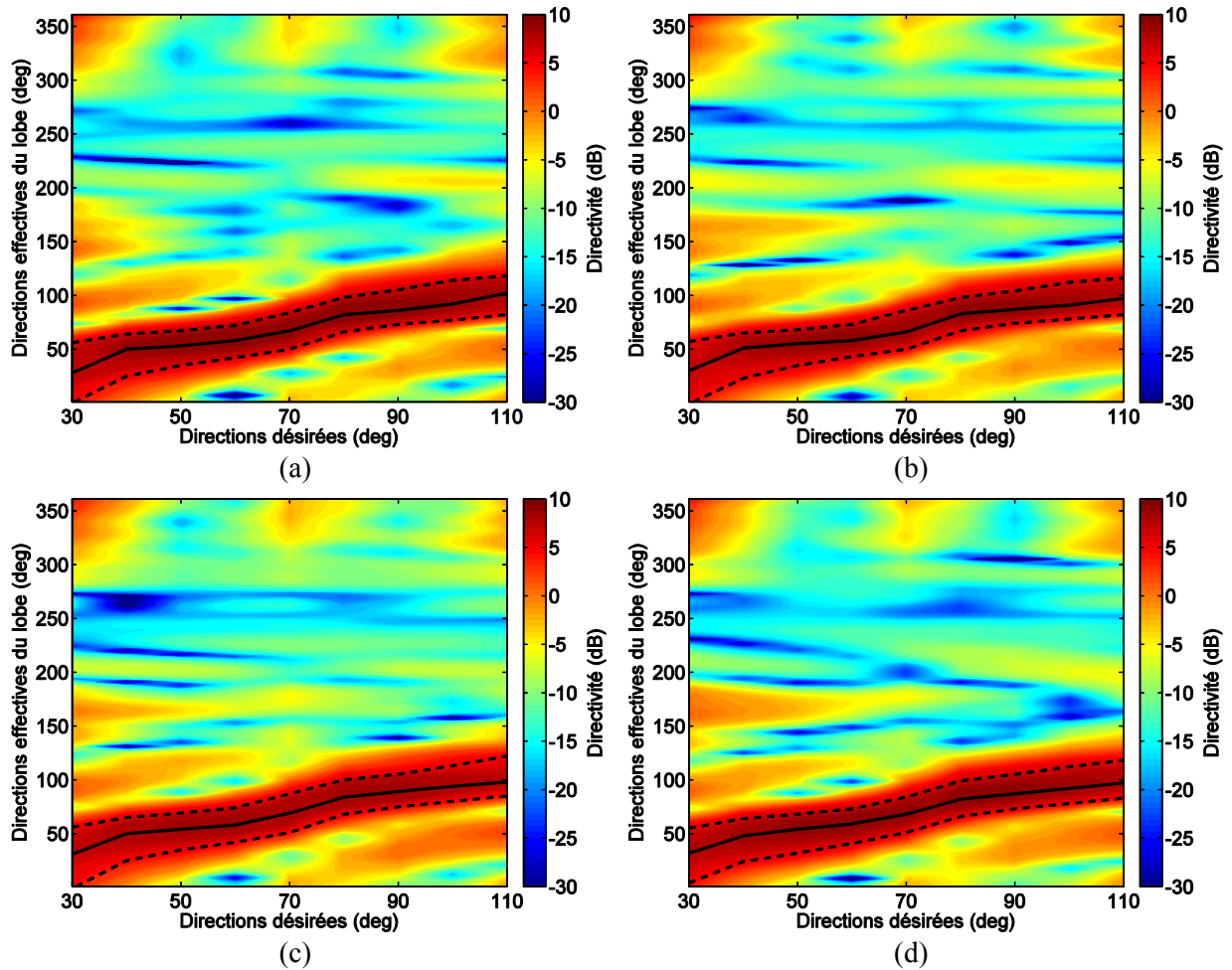


Figure L-2 : Reconstructions (à partir des diagrammes de rayonnement élémentaires mesurés) du dépointage du lobe principal (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau) pour les 9 configurations retenues des sous-réseaux situés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

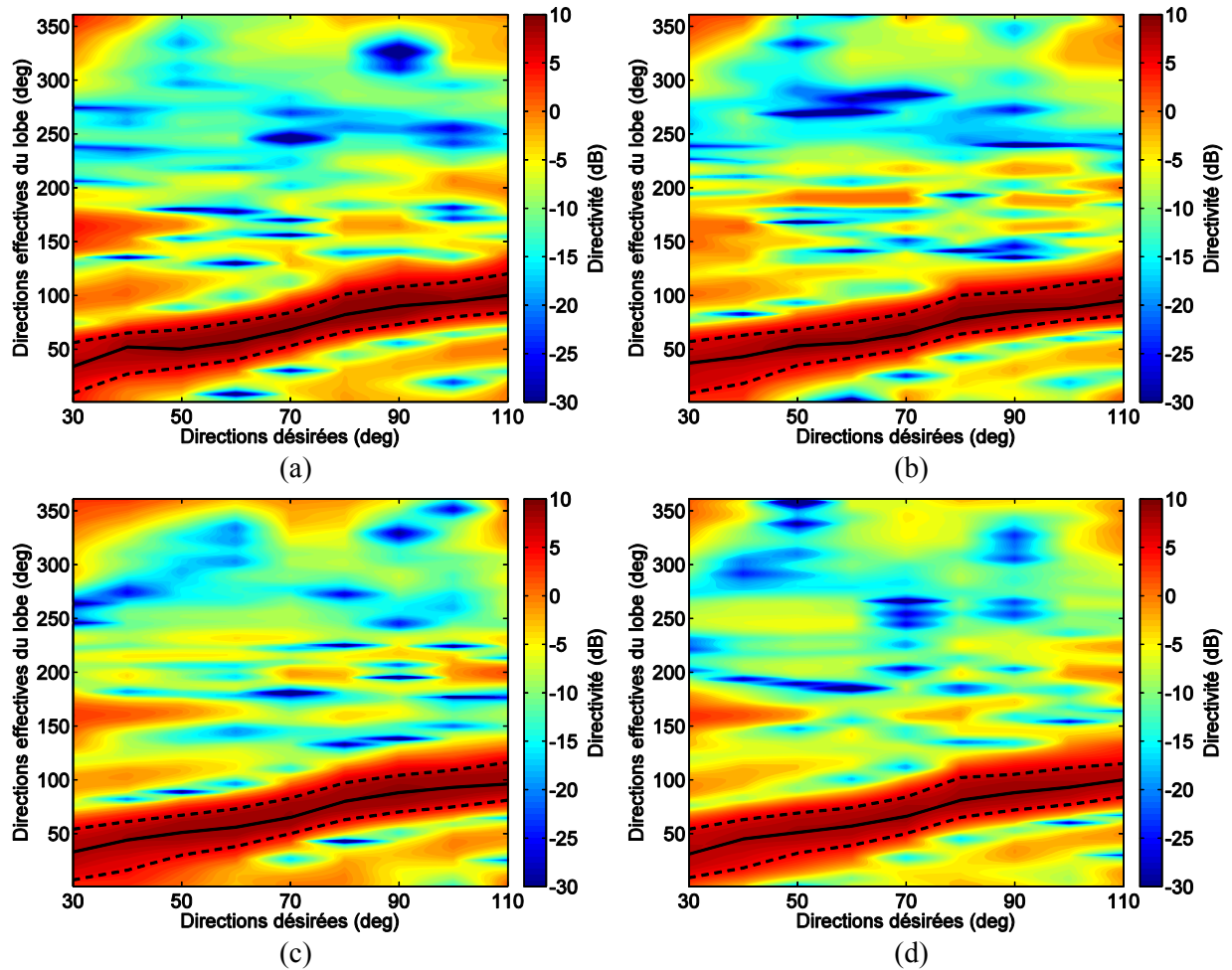


Figure L-3 : Mesures du dépointage du lobe principal (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau) pour les 9 configurations retenues des sous-réseaux situés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

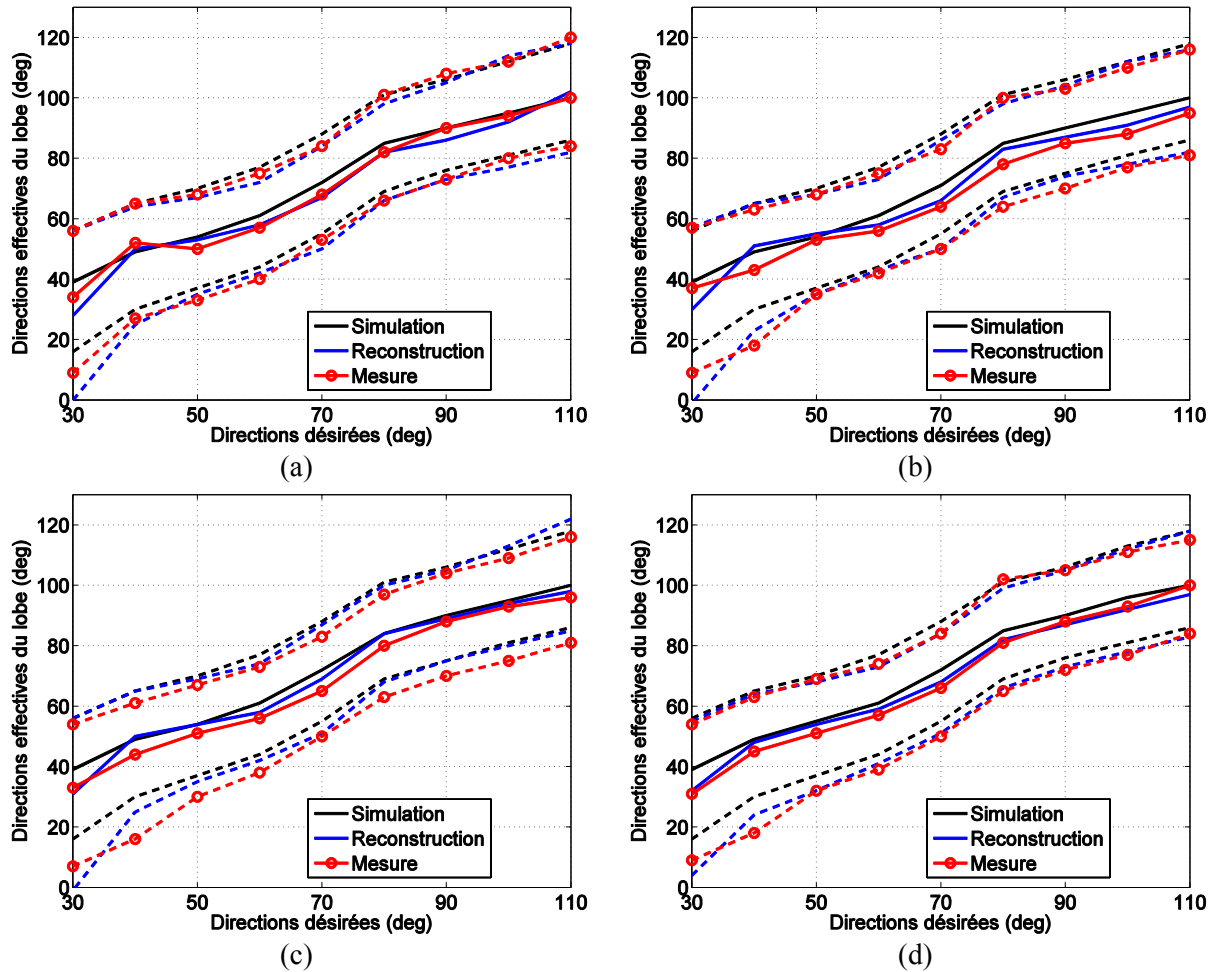


Figure L-4 : Comparaisons des dépointages simulés, reconstruits et mesurés (traits pleins : maximum du rayonnement, traits discontinus : délimitation de la largeur du faisceau) pour les 9 configurations retenues des sous-réseaux situés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

## Annexe M Dépointage sur la bande de fréquences [5-5.4] GHz

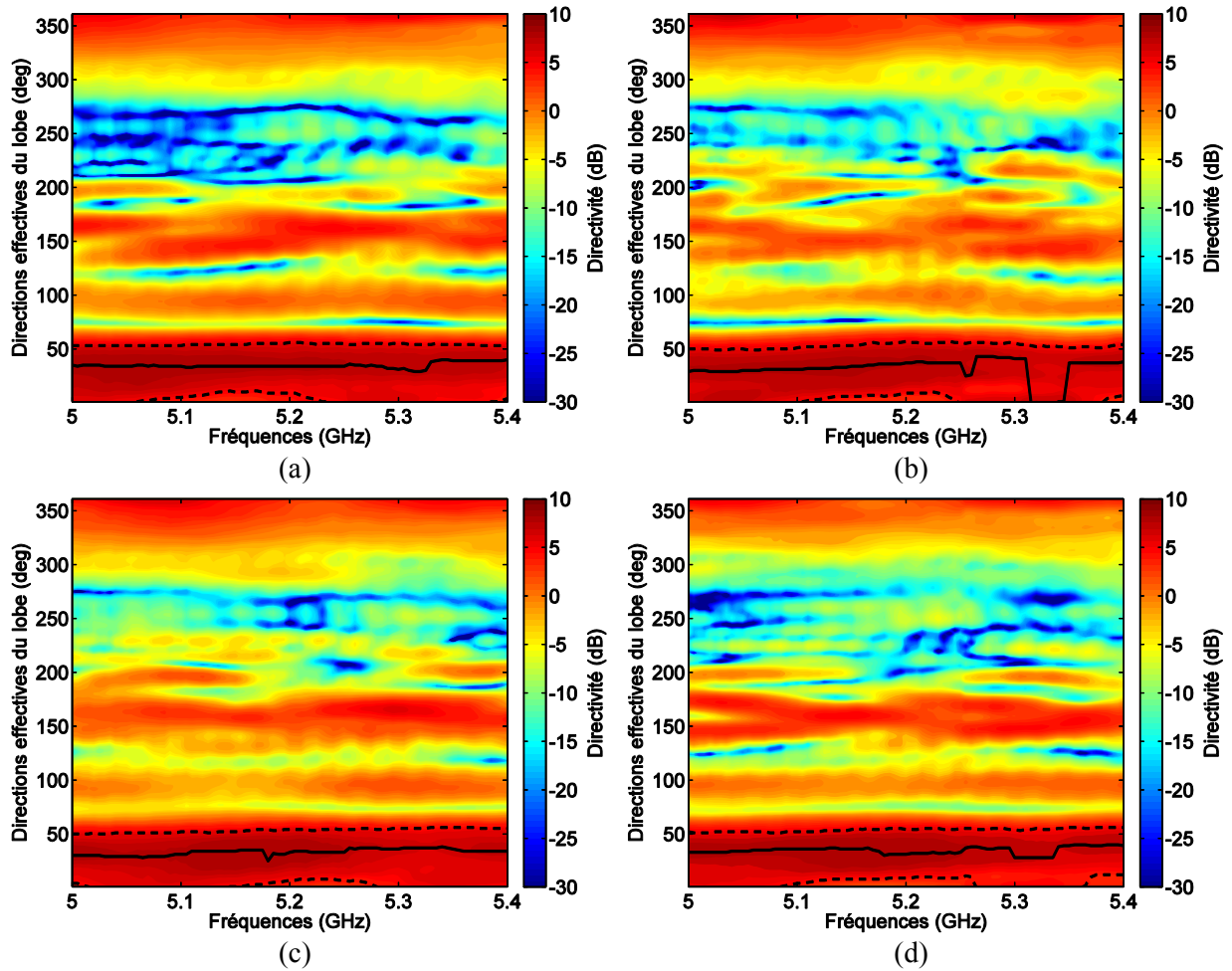


Figure M-1 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 3 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .



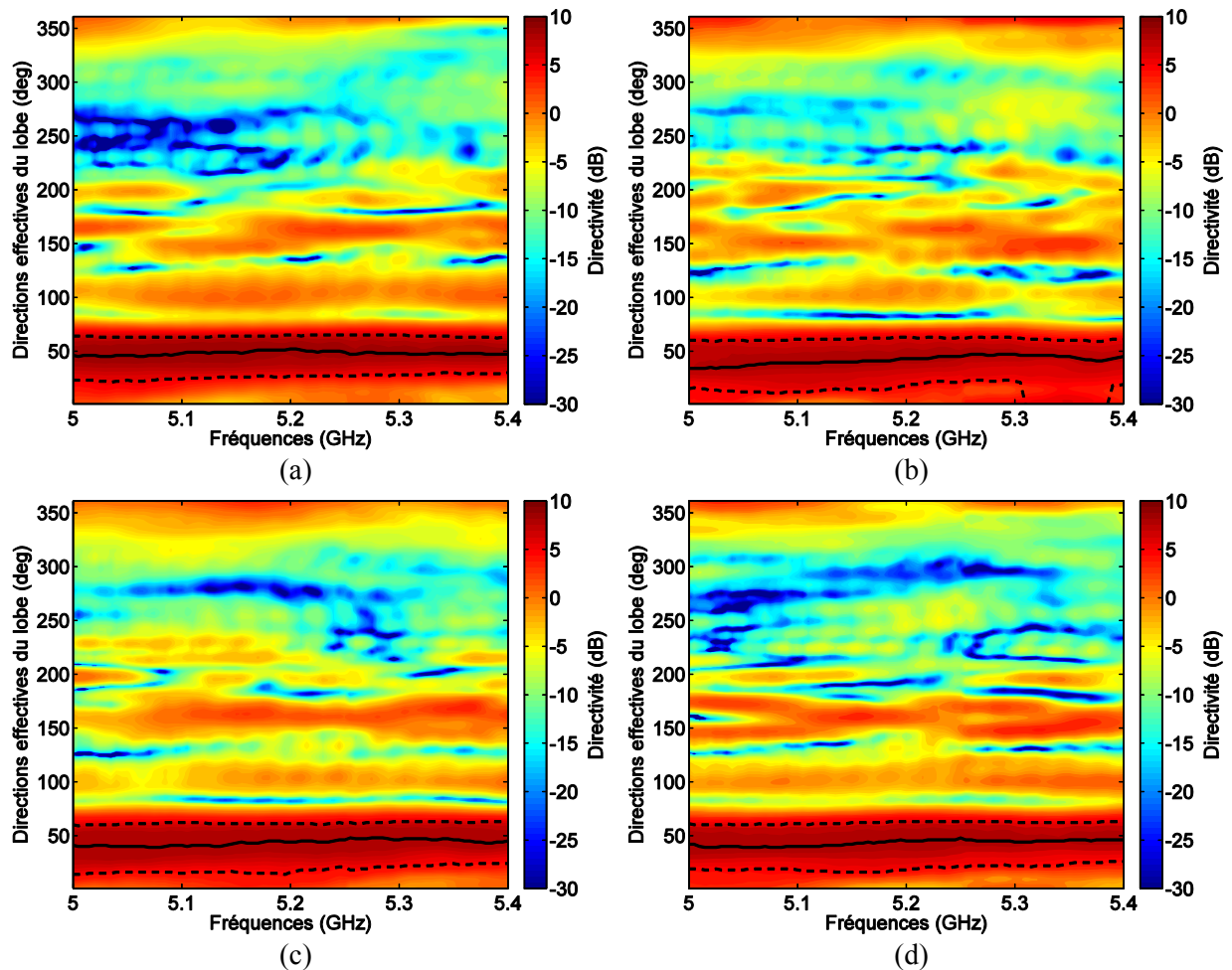


Figure M-2 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 4 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .



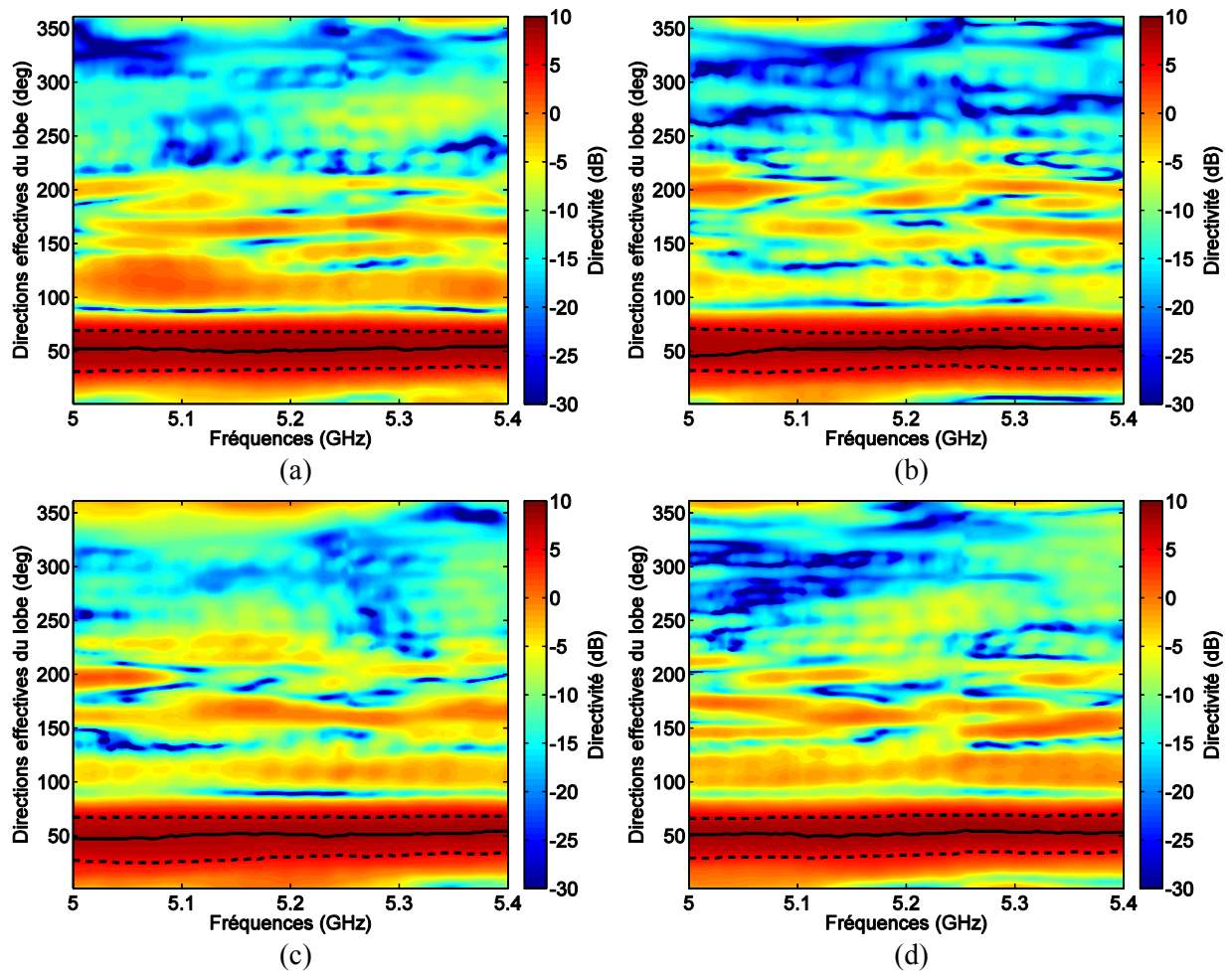


Figure M-3 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 5 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

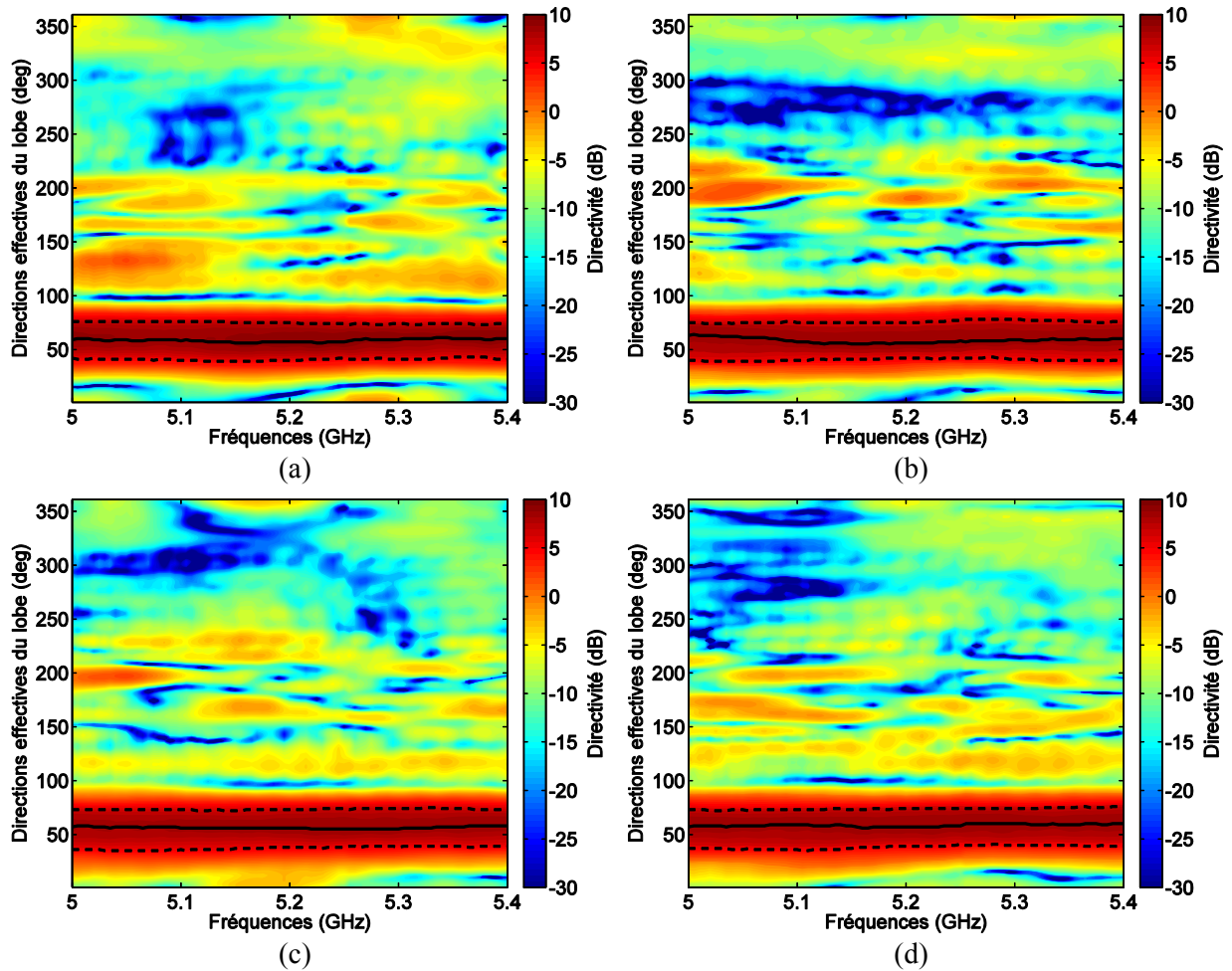


Figure M-4 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 6 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

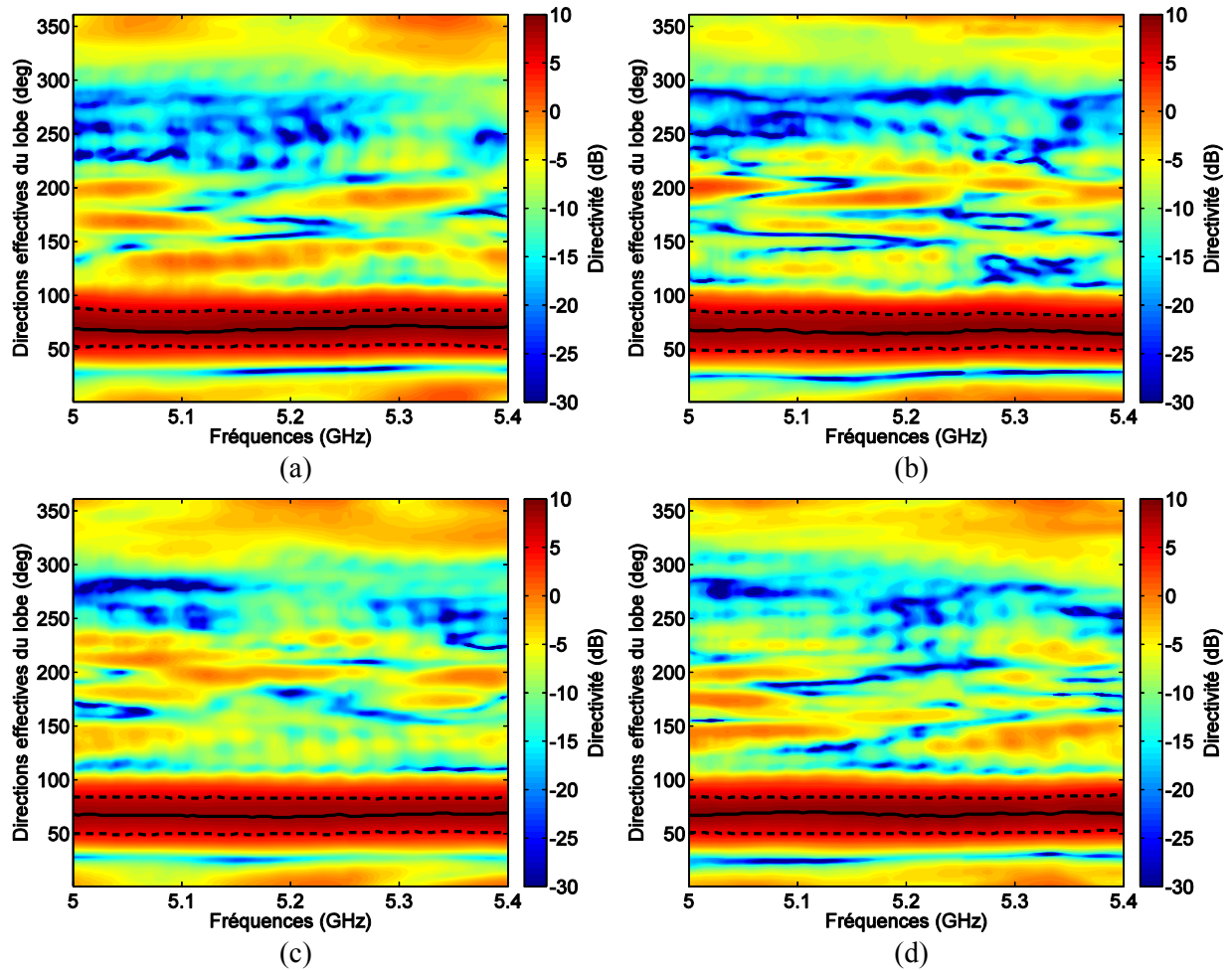


Figure M-5 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 7 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

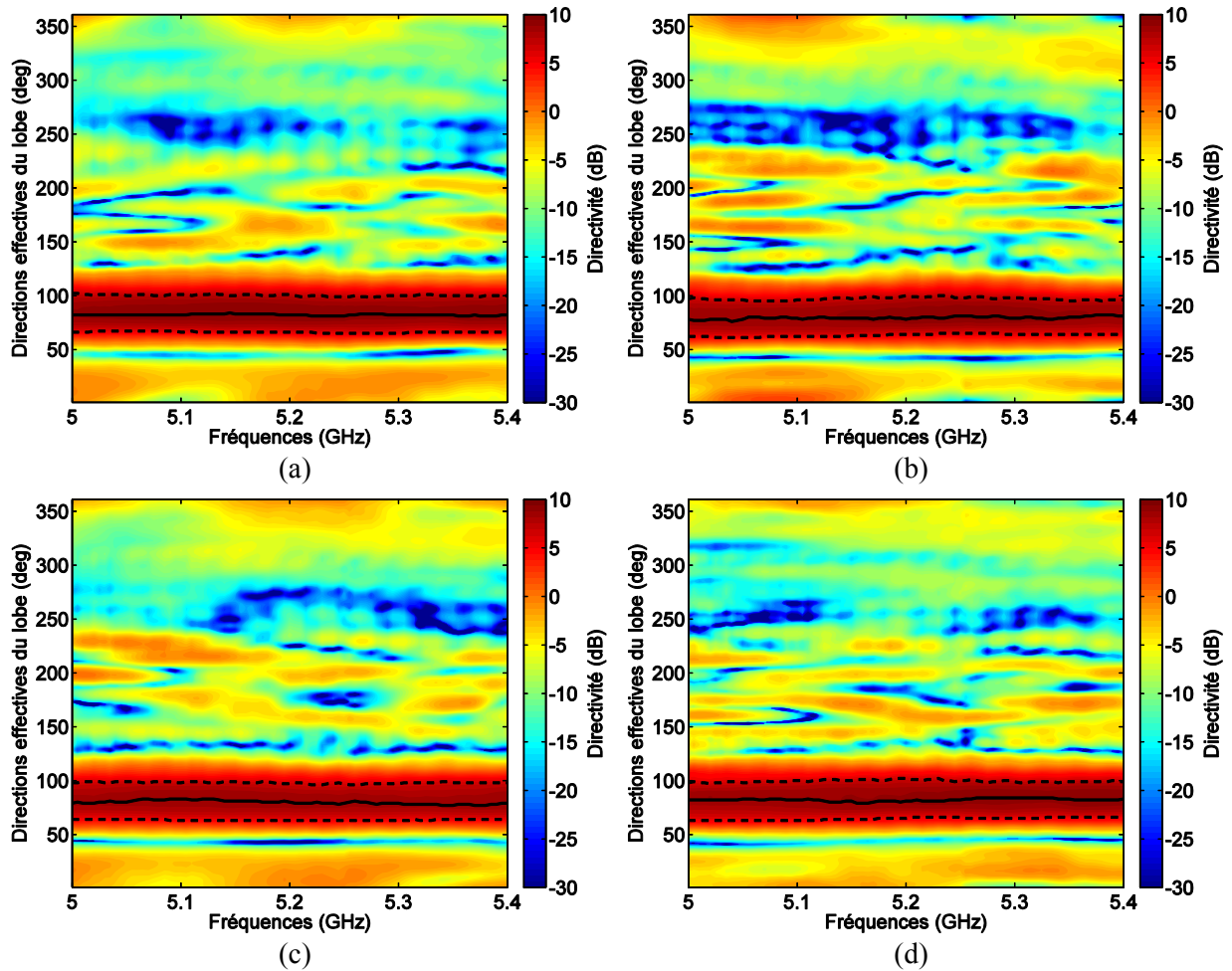


Figure M-6 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 8 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

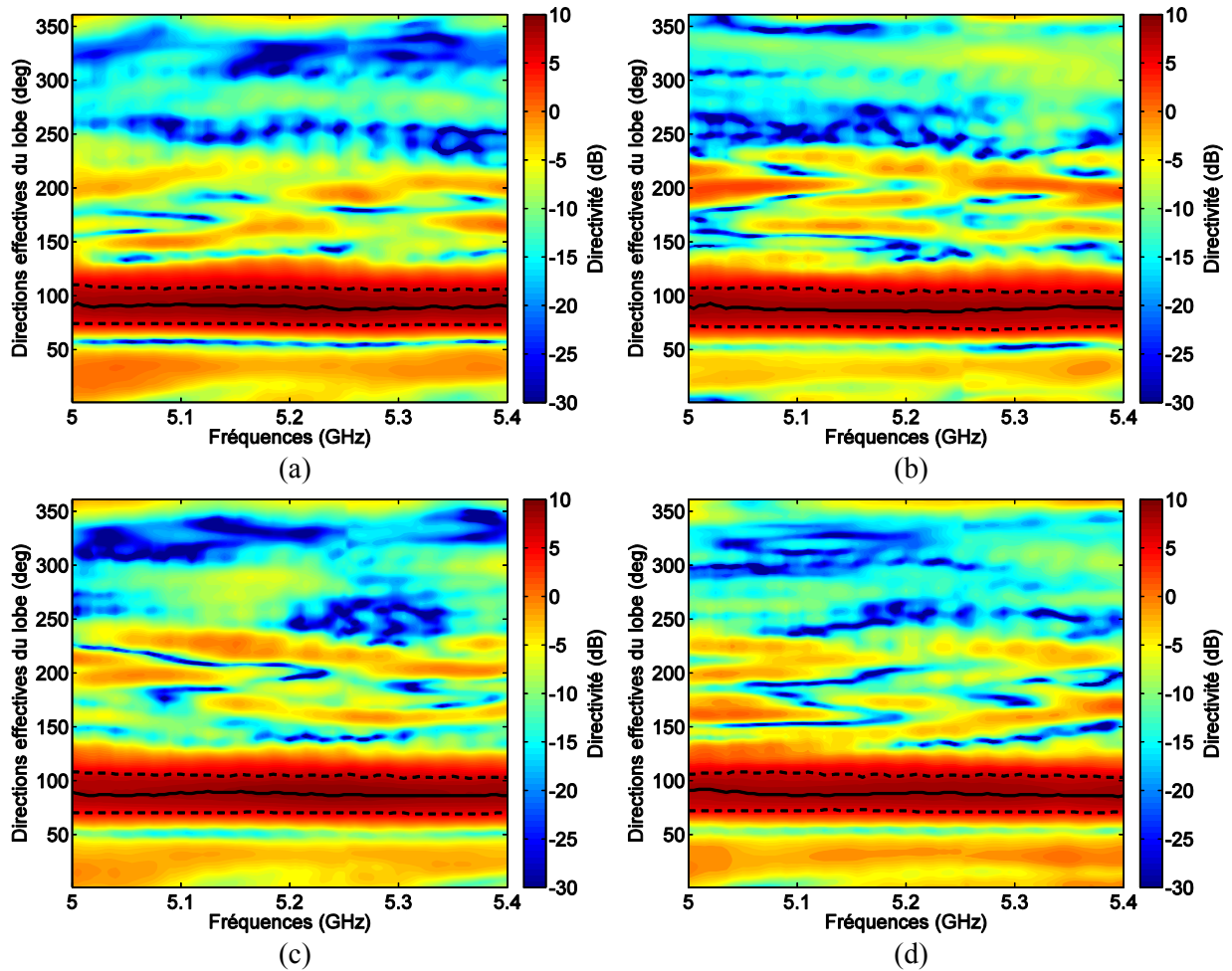


Figure M-7 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 9 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .



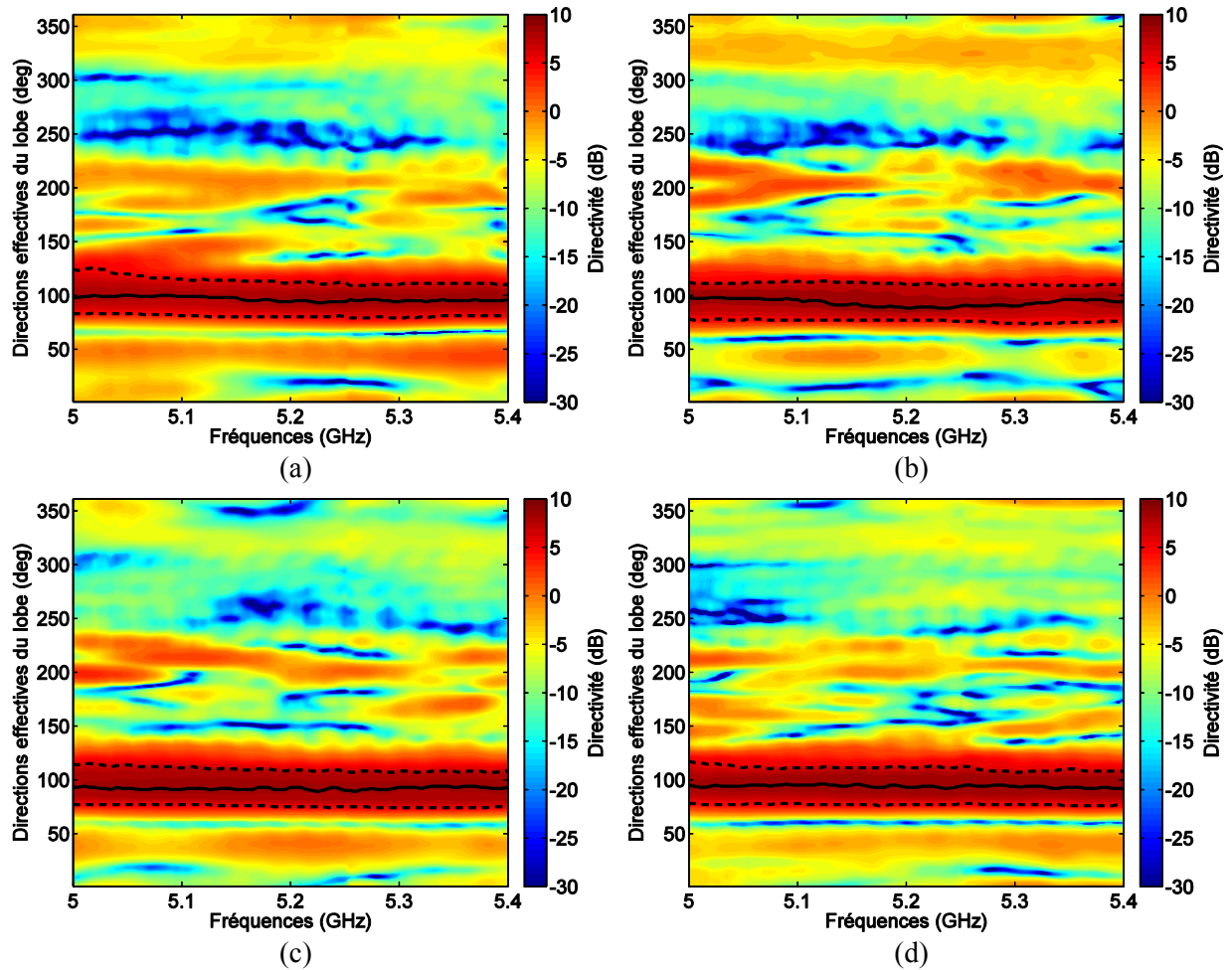


Figure M-8 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 10 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .

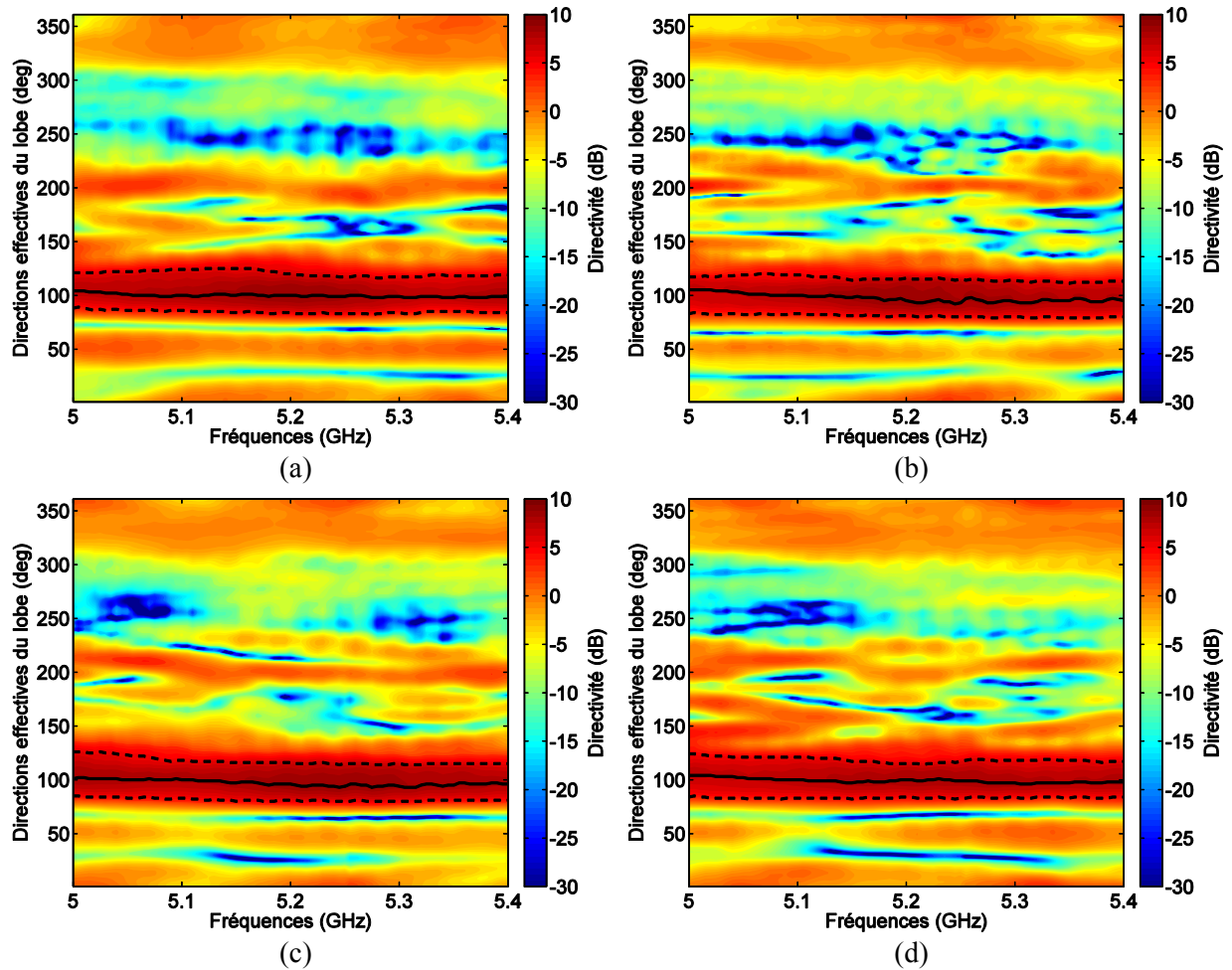
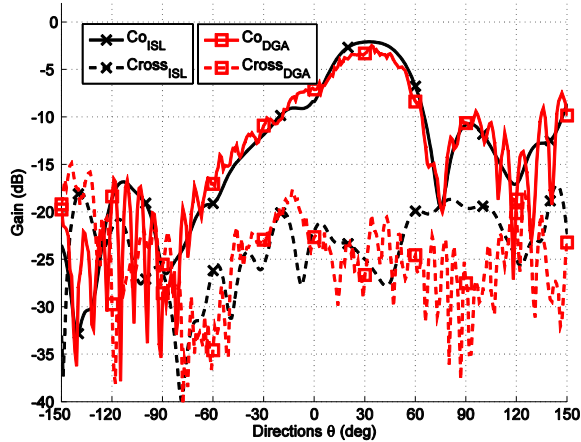


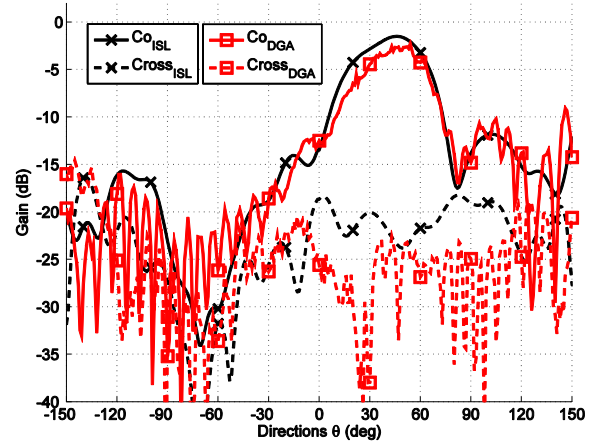
Figure M-9 : Représentation du dépointage en fonction de la fréquence (5-5.4 GHz) en prenant en compte la configuration 11 sur les sous-réseaux positionnés dans les directions (a)  $\varphi = 0^\circ$ , (b)  $\varphi = 90^\circ$ , (c)  $\varphi = 180^\circ$ , et (d)  $\varphi = 270^\circ$ .



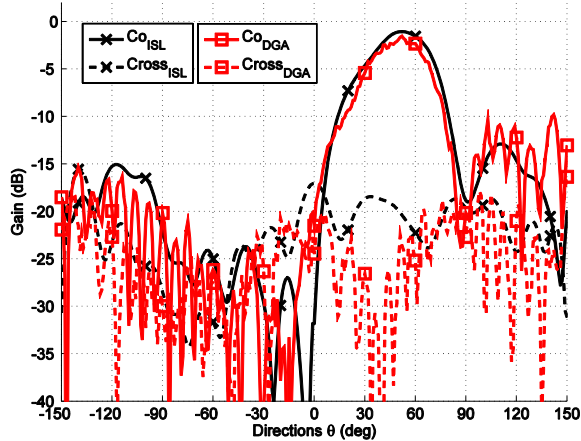
## Annexe N Diagrammes de rayonnement mesurés en champ proche et champ lointain



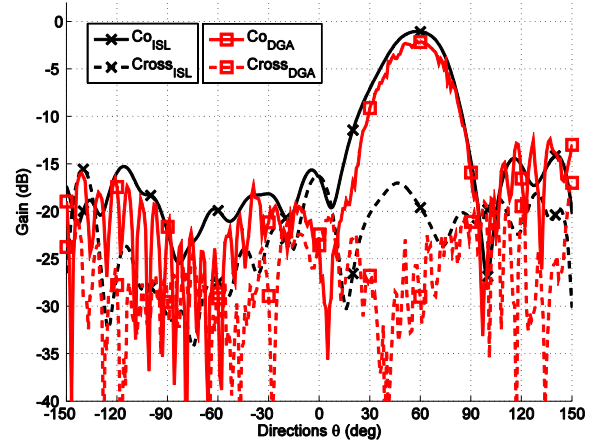
(a)



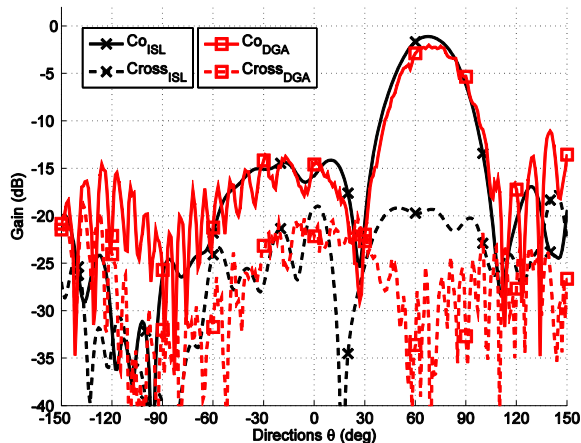
(b)



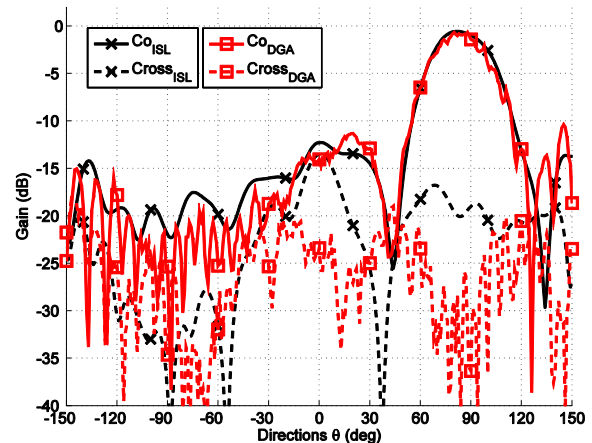
(c)



(d)



(e)



(f)

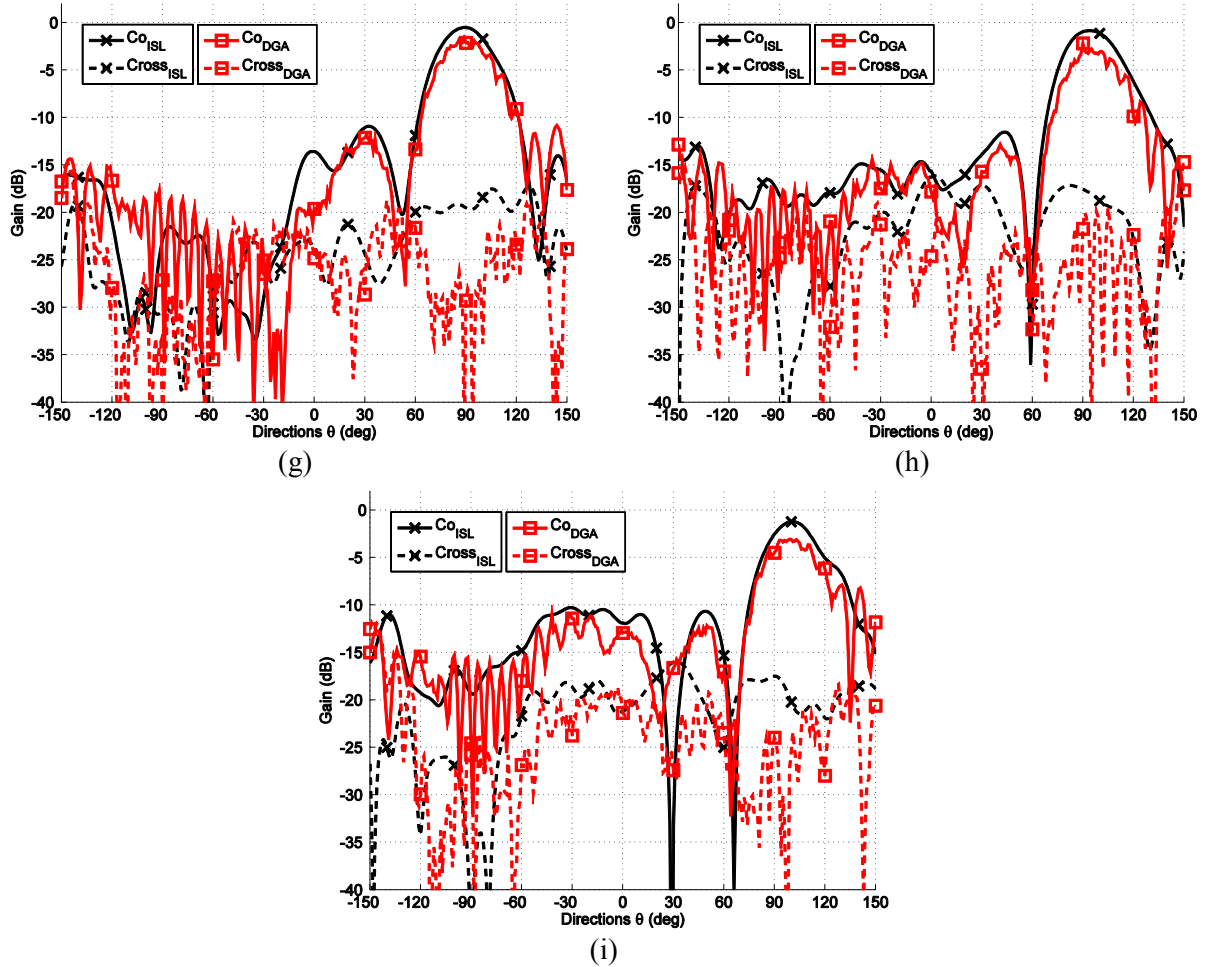
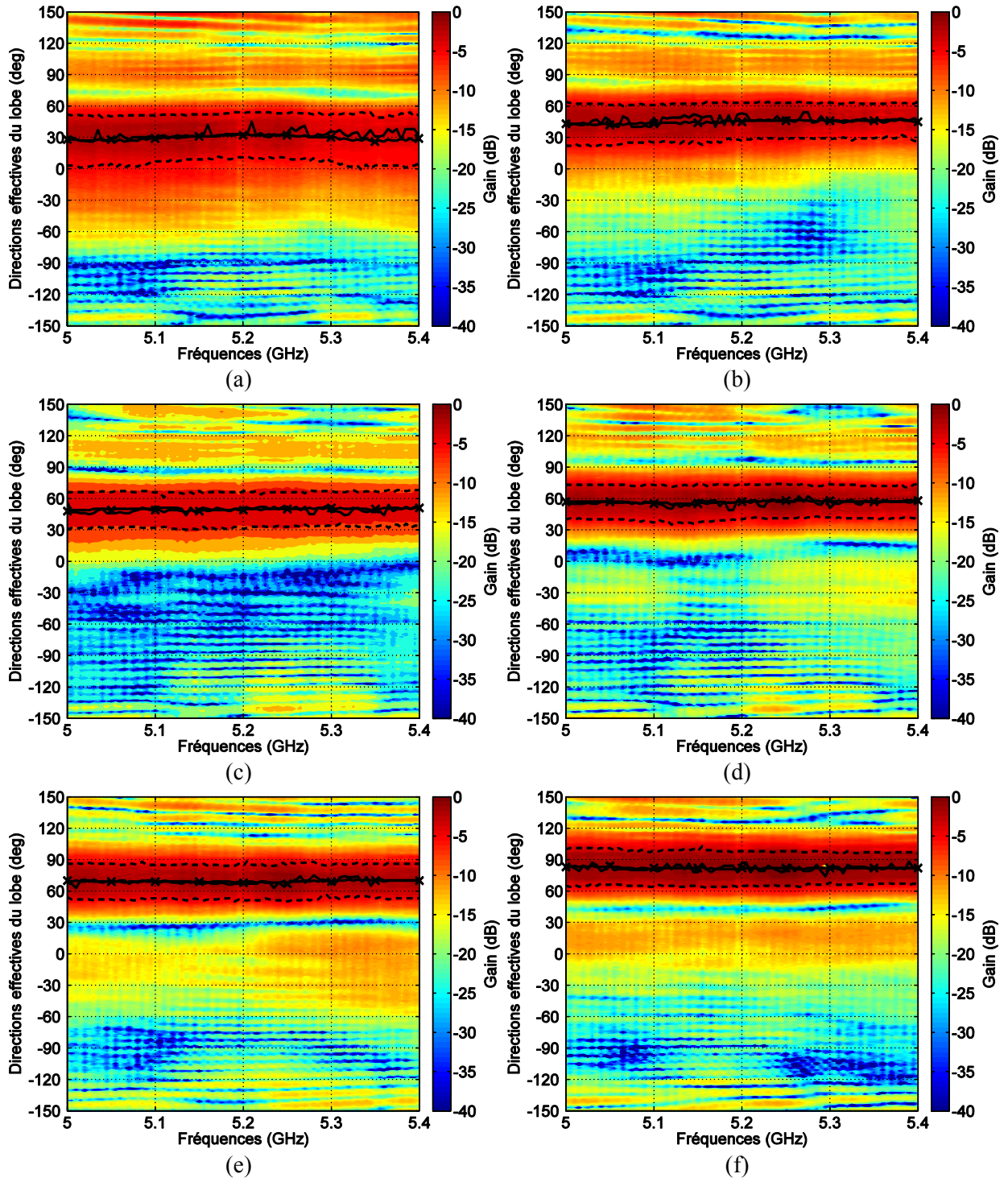


Figure N-1 : Diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  mesurés à l'ISL et à DGA-MI du sous-réseau positionné dans la direction  $\varphi = 270^\circ$ , en considérant les configurations (a) 3, (b) 4, (c) 5, (d) 6, (e) 7, (f) 8, et (g) 9.

## Annexe O Cartographies du rayonnement mesuré à DGA-MI (champ lointain) et angles de dépointage



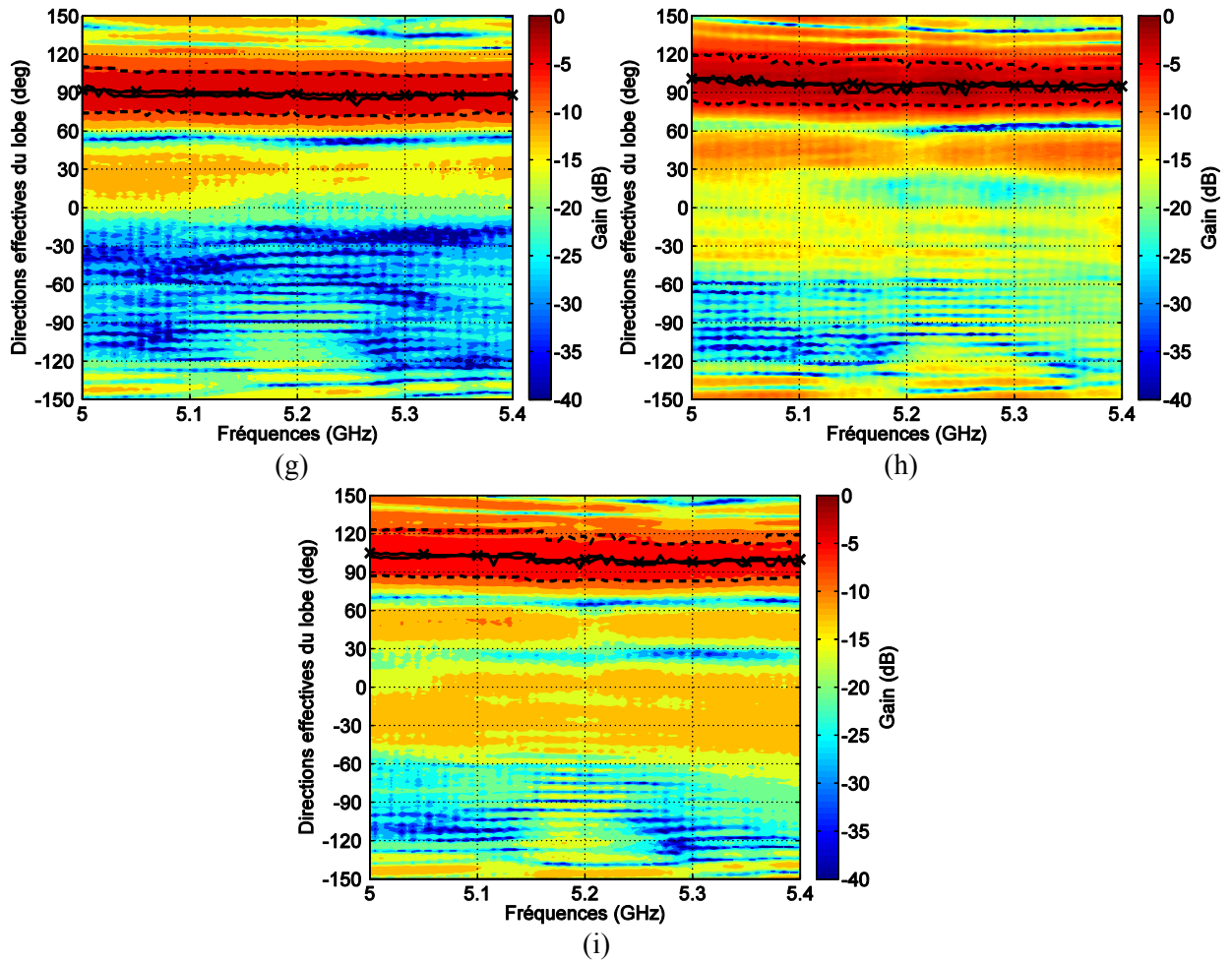
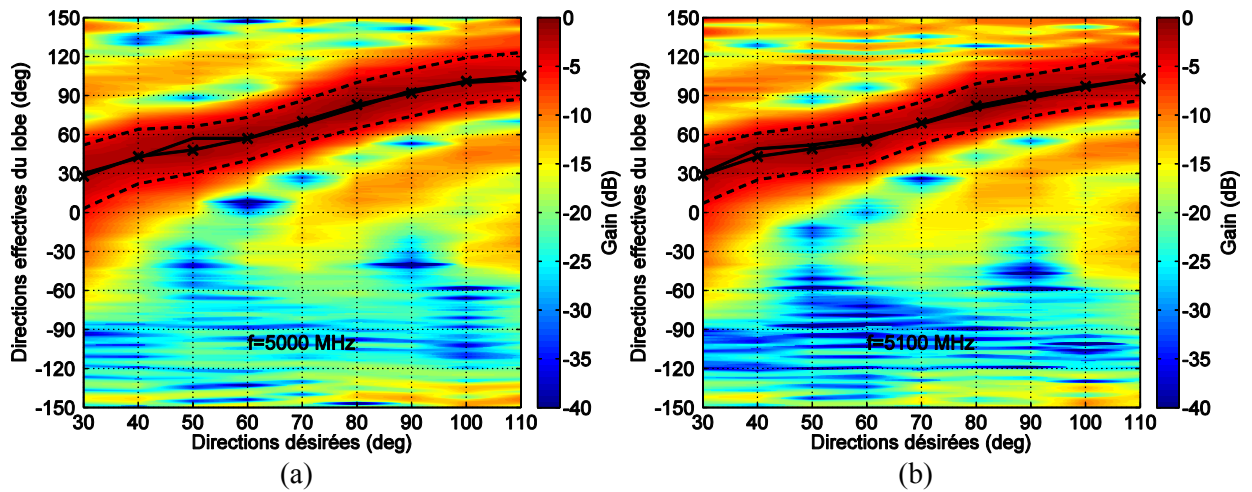


Figure O-1 : Cartographies du rayonnement de la pointe dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  mesuré à DGA-MI en fonction de la fréquence pour les configurations (a) 3, (b) 4, (c) 5, (d) 6, (e) 7, (f) 8, (g) 9, (h) 10, et (i) 11.





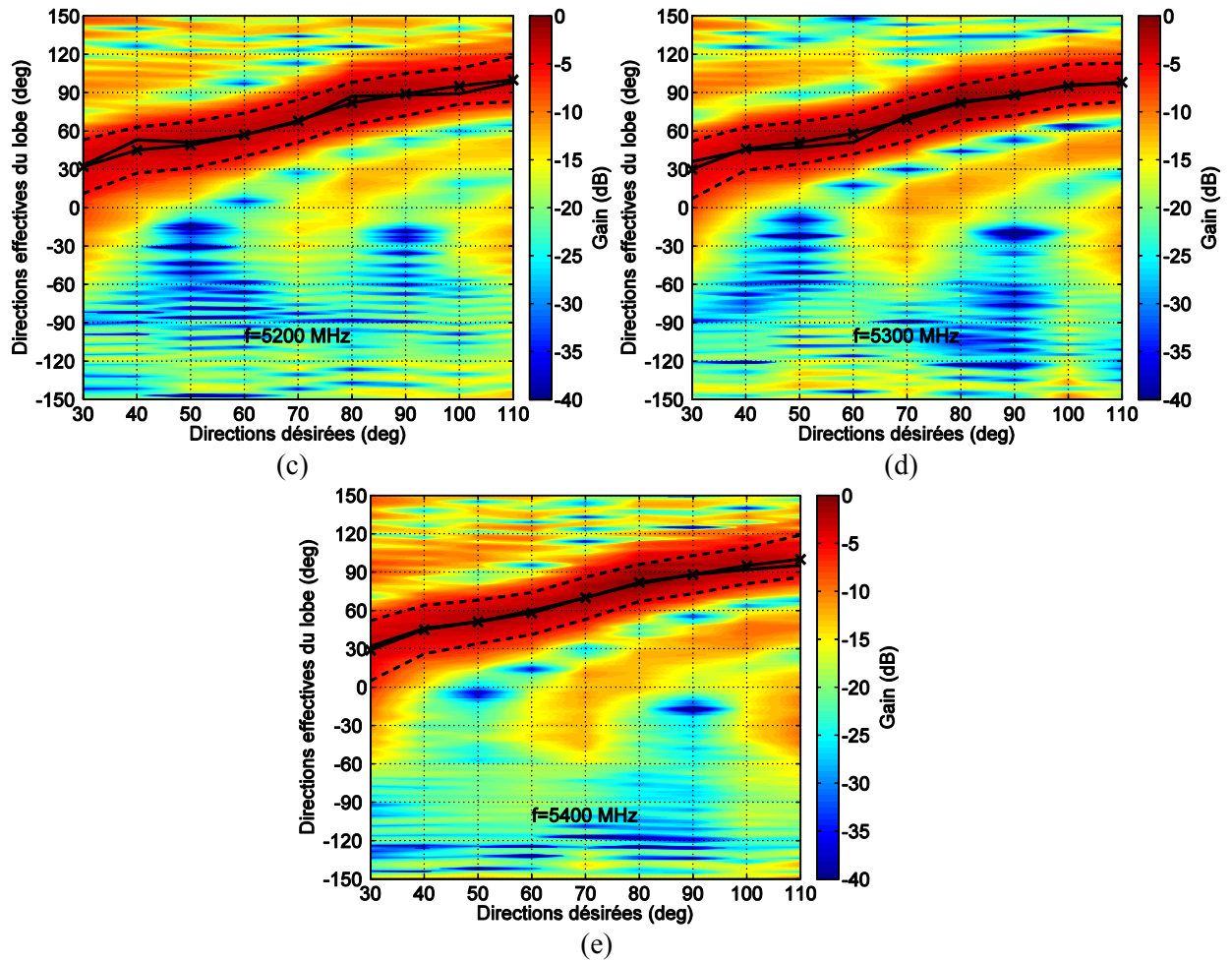


Figure O-2 : Cartographie du dépointage du lobe principal (— angle maximal atteint et —x— direction de la moitié de l'ouverture à mi-puissance) dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  pour les fréquences de (a) 5, (b) 5.1, (c) 5.2, (d) 5.3, et (e) 5.4 GHz.

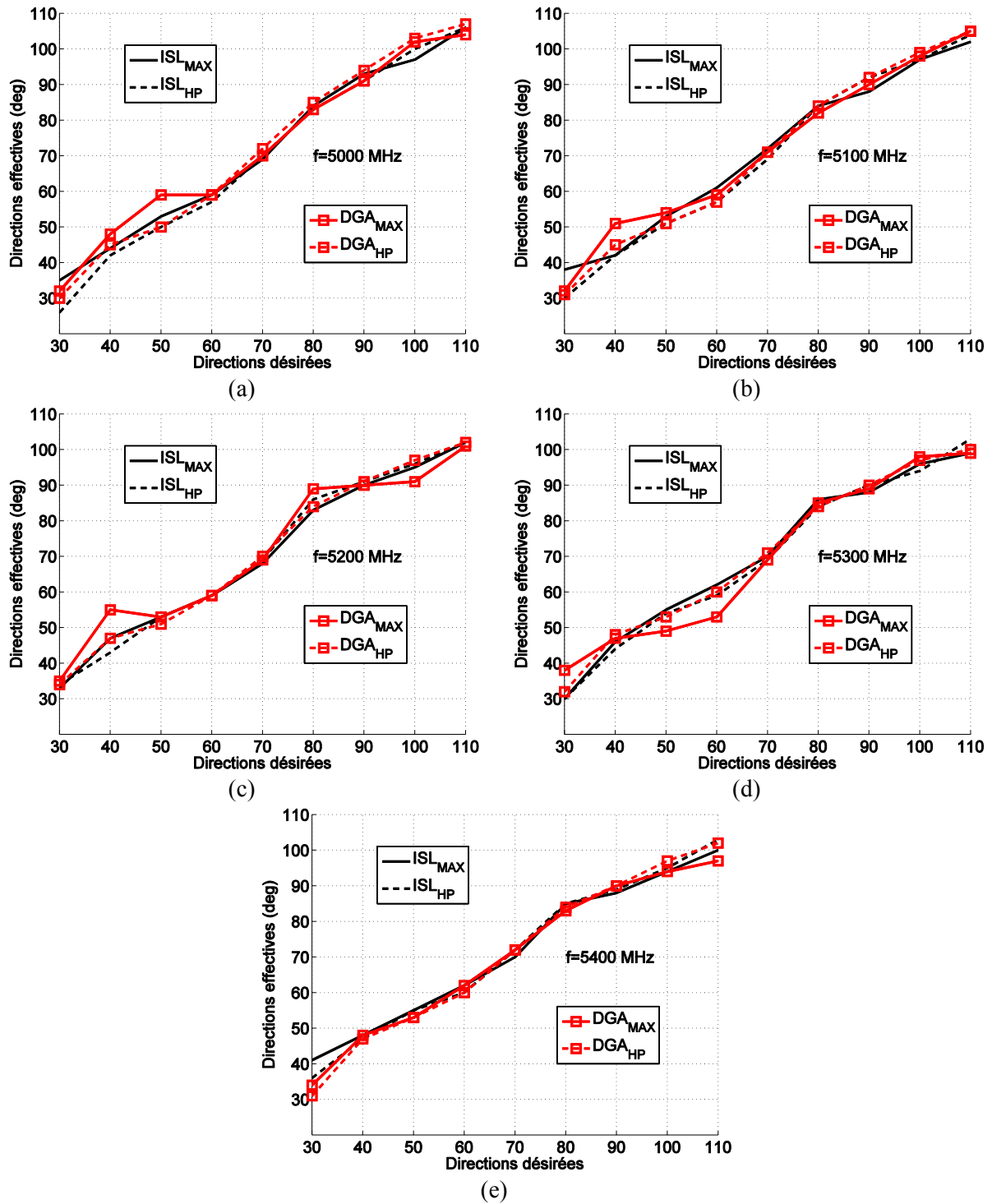
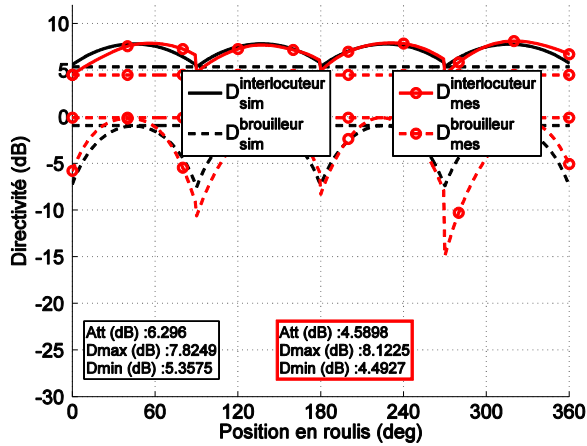
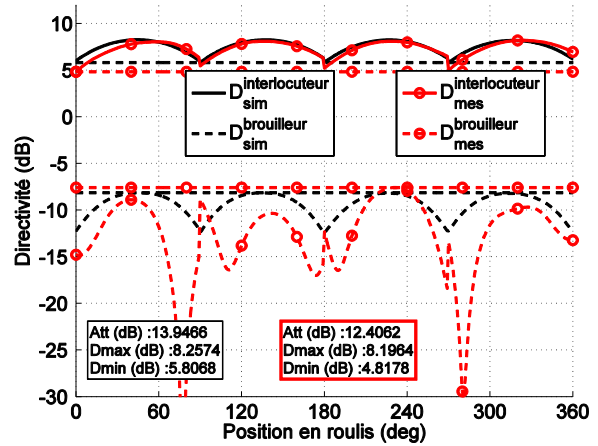


Figure O-3 : Angles atteints par le rayonnement maximal et par la moitié de l'ouverture à mi-puissance des 9 configurations retenues dans le plan  $\varphi = 270^\circ$  pour les fréquences de (a) 5, (b) 5.1, (c) 5.2, (d) 5.3, et (e) 5.4 GHz.

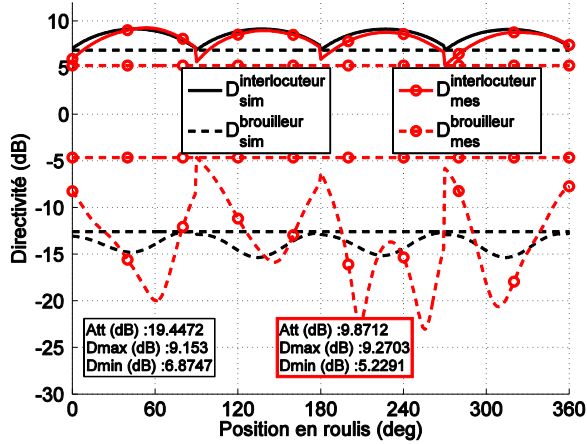
# Annexe P Performances mesurées dans les plans des configurations retenues



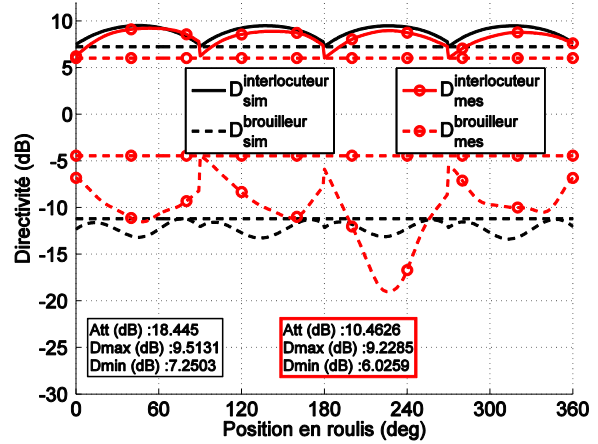
(a)



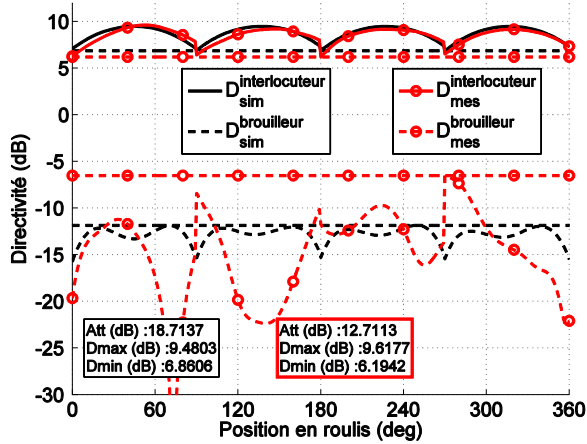
(b)



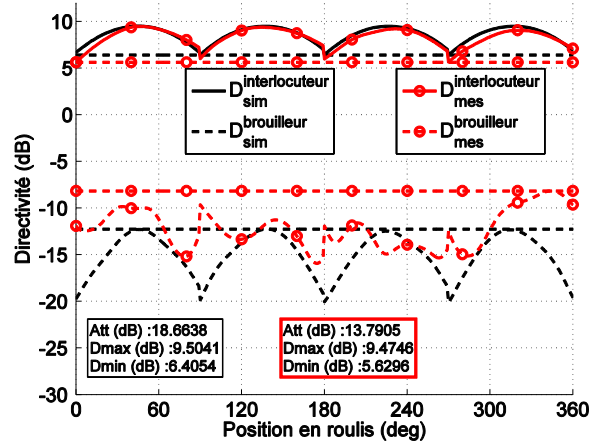
(c)



(d)



(e)



(f)



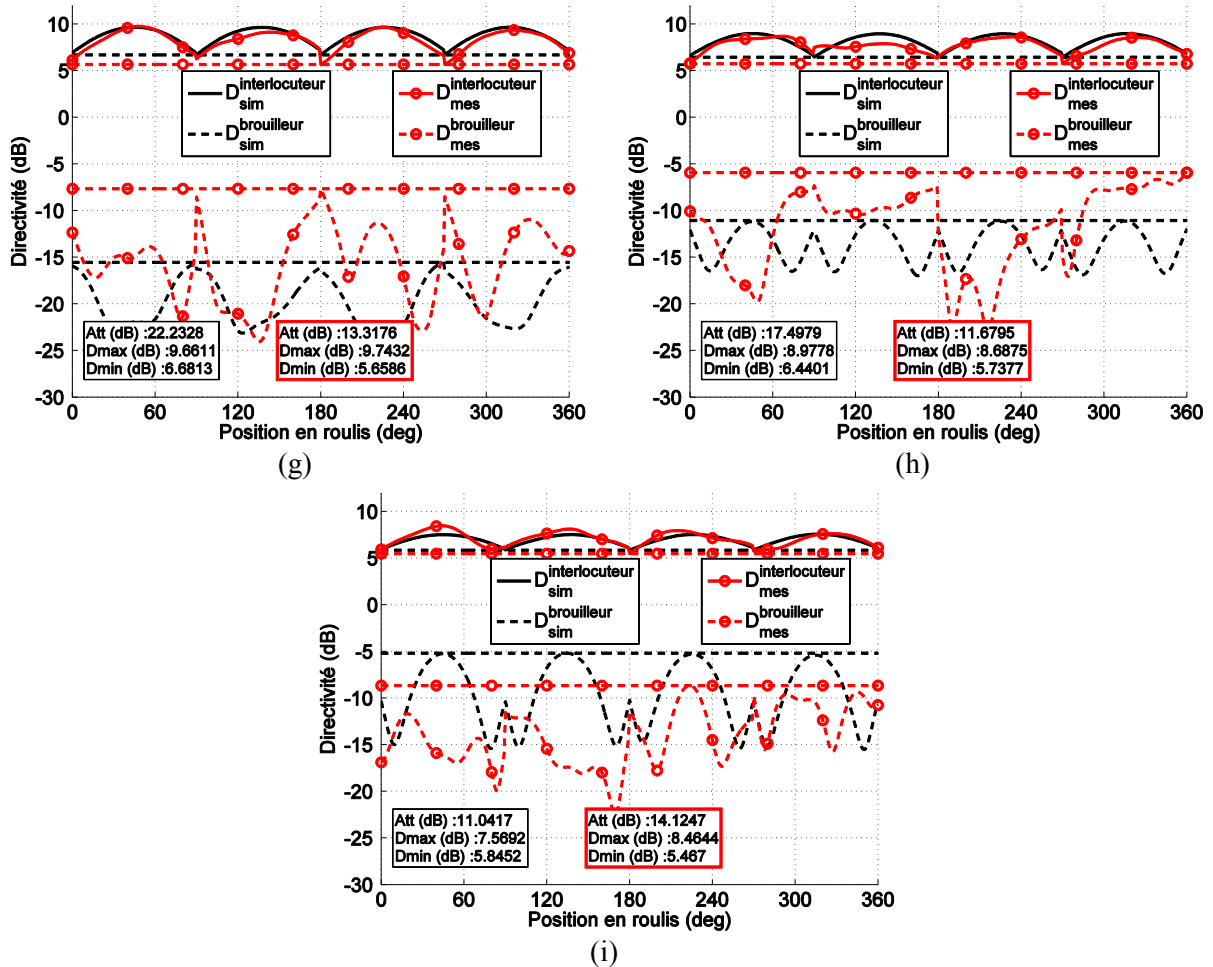
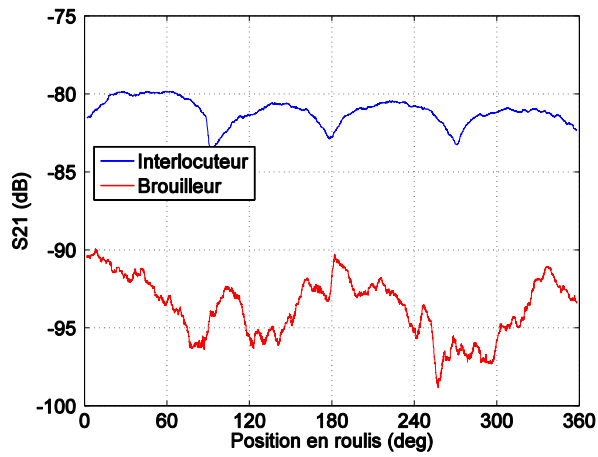
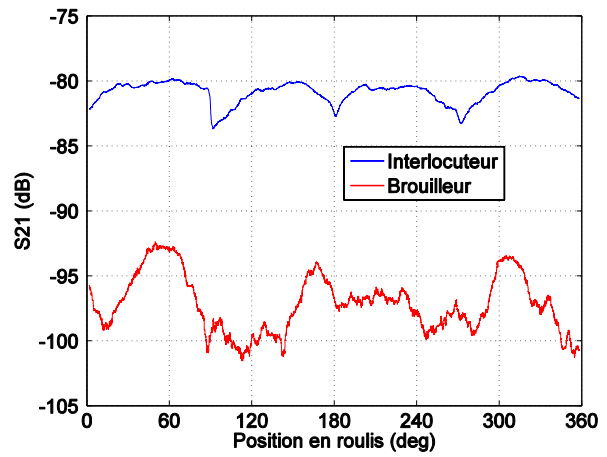


Figure P-1 : Performances en termes d'atténuation entre deux directions opposées dans les plans  $\theta$  correspondants aux configurations (a) 3, (b) 4, (c) 5, (d), 6, (e) 7, (f) 8, (g) 9, (h), 10, et (i) 11.

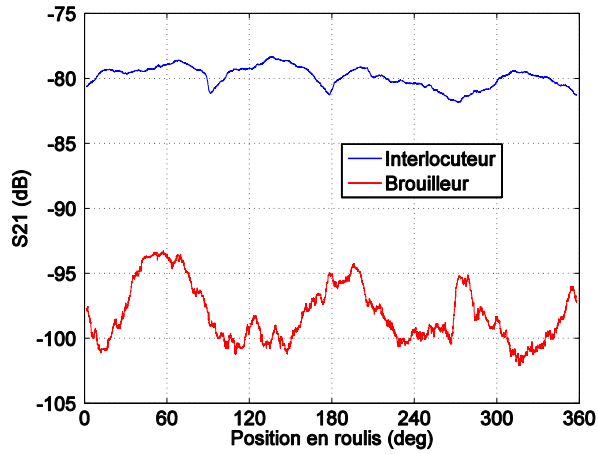
## Annexe Q Résultats de mesure filtrés du système en rotation



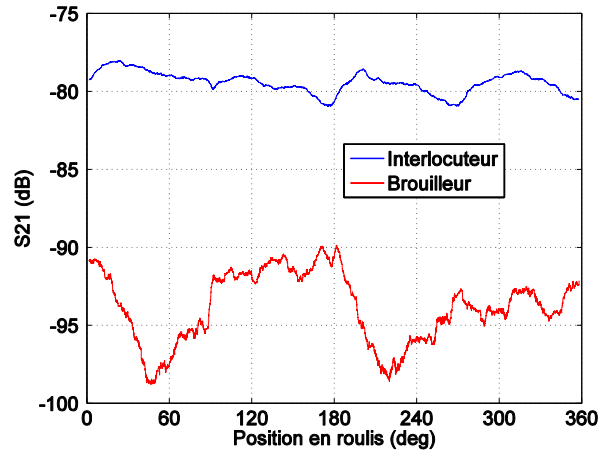
(a)



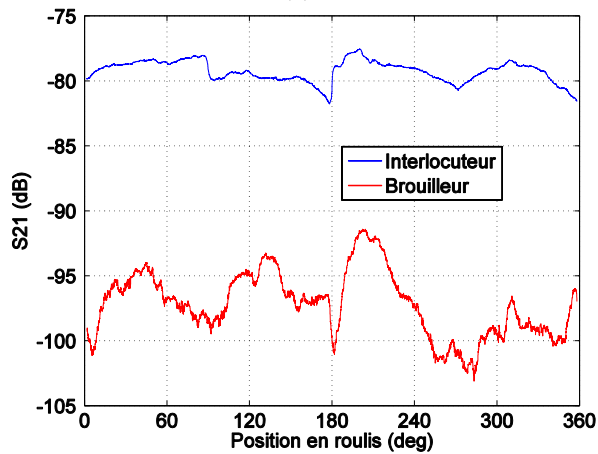
(b)



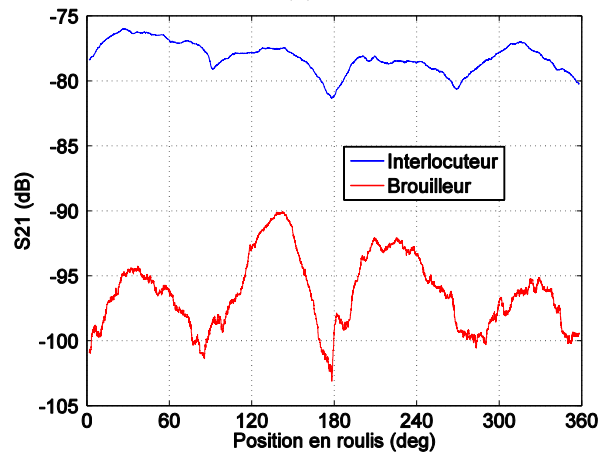
(c)



(d)



(e)



(f)

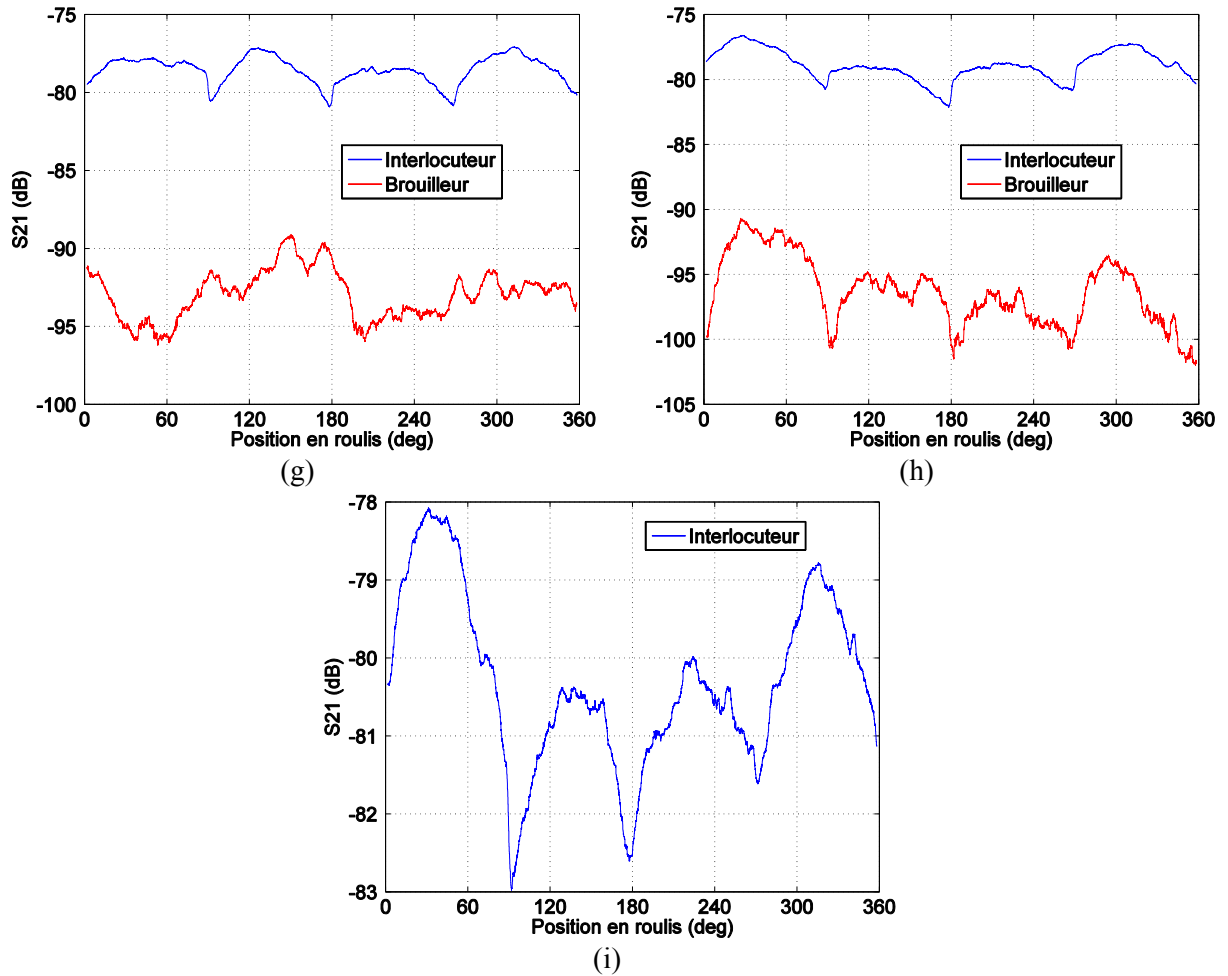


Figure Q-1 : Résultats de mesure du rayonnement de la pointe entre deux directions opposées sur une période de roulis pour les configurations (a) 3, (b) 4, (c) 5, (d) 6, (e) 7, (f) 8, (g) 9, (h) 10, et (i) 11.

---

## Annexe R Publications en rapport avec la thèse

---

### *Journal scientifique*

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “A Conical Patch Antenna Array for Agile Point-to-Point Communications in the 5.2-GHz Band”, IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, Volume PP, Issue 99, DOI : 10.1109/LAWP.2015.2502724, 20 Novembre 2015.

### *Conférences internationales*

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “A switched phased array on a conical structure”, EuCAP 14, 6-11 Avril 2014. (présentation orale)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “A conical phased array for reliable and discrete communications”, EuCAP 15, 13-17 Avril 2015. (présentation orale)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Compact beam forming network of a switched phased array”, EuCAP 15, 13-17 Avril 2015. (présentation orale)

L. Garcia-Gamez, L. Bernard, V. Jaeck, A. Schneider, “Design and Characterization of a Beam-Steered CP Antenna Array with a Circular Geometry”, EuCAP 16.

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen, P. Potier, “Conformal Phased Array in a small conical shape for communications at 5.2 GHz”, en cours de soumission à . 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology.

### *Conférences nationales*

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Development of reconfigurable communications antennas in C-band for smart ammunition”, 2<sup>nd</sup> Budding Science colloquium, ISL, Saint Louis, France, 27-28 Juin 2013. (poster)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Development of reconfigurable communications antennas in C-band for smart ammunition”, 3<sup>rd</sup> Budding Science colloquium, ISL, Saint Louis, France, 15-16 Octobre 2014. (présentation orale)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Development of reconfigurable communications antennas in C-band for smart ammunition”, 4<sup>th</sup> Budding Science colloquium, ISL, Saint Louis, France, 24-25 Juin 2015. (présentation orale + poster)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Développement d’antennes de communication reconfigurable en bande C pour munitions intelligentes”, Journée des doctorants (Doctorants de l’IETR), IETR, Rennes, France, 20 Juin 2013. (présentation orale)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Un réseau phasé et commuté sur structure conique”, Journée des doctorants (Doctorants de l’IETR), IETR, Rennes, France, 25 Juin 2014. (présentation orale)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Etude des performances d’un réseau phasé et commuté”, GDR Ondes, Dijon, France, 28-30 Octobre 2013. (poster)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Réseau d’antennes phasé et commuté sur structure conique”, JCGE 14 - SEEDS, ISL, Saint Louis, France, 4-5 Juin 2014. (poster)

V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier, P. Pouliguen, “Synthèse de diagrammes de réseaux d’antennes de géométrie 3D”, JNM 15, Bordeaux, France, 3-5 Juin 2015. (poster)

---

## *Bibliographie*

---

- [1] L. Bernard, C. Bissel, C. Hennequin, E. Junod, J. Kreitz, O. Litschig, D. Schmoltzi, E. Sommer et F. Weber, «Conception d'un réseau d'antennes reconfigurable intégré à une pointe de projectile pour des communications directives,» 2012.
- [2] L. Bernard, C. Bissel, C. Hennequin, E. Junod, J. Kreitz, O. Litschig, D. Schmoltzi, E. Sommer et F. Weber, «Etude de validation en tir réel du fonctionnement d'un réseau d'antenne reconfigurable en fonction de la position en roulis,» 2010.
- [3] L. Bernard, C. Bissel, C. Hennequin, E. Junod, J. Kreitz, O. Litschig, D. Schmoltzi, E. Sommer et F. Weber, «Etude et validation en tir réel du fonctionnement d'un réseau d'antennes reconfigurable en fonction de la position en roulis,» Novembre 2011.
- [4] L. Bernard, C. Bissel, C. Hennequin, E. Junod, J. Kreitz, O. Litschig, D. Schmoltzi, E. Sommer et F. Weber, «Intégration de capteurs magnétiques et d'un réseau d'antennes dans une pointe de projectile 155mm,» 2008.
- [5] L. Bernard, «Design of the Monopole Antenna for ISL's Guided Supersonic Projectile,» *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 1-4, 5-11 July 2008.
- [6] Q. Wang et Q.-Q. He, «An Arbitrary Conformal Array Pattern Synthesis Method that Includes Mutual Coupling and Platform Effects,» *Progress in Electromagnetics Research, Vol. 110*, pp. 297-311, 2010.
- [7] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 2005.
- [8] S. A. Schelkunoff, «A Mathematical Theory of Linear Arrays,» *Bell System Technical Journal, Vol. 22, No. 1*, pp. 80-107, January 1943.
- [9] C. L. Dolph, «A Current Distribution for Bradside Arrays Which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-lobe level,» *Proceedings of the IRE, Vol. 34*, pp. 335-348, June 1946.
- [10] W. T. Li, X. W. Shi et Y. Q. Hei, «An Improved Particle Swarm Optimization Algorithm for Pattern Synthesis of Phased Arrays,» *Progress in Electromagnetics Research*, pp. 319-332, 2008.
- [11] W. T. Li, X. W. Shi, Y. Q. Hei, S. F. Liu et J. Zhu, «A Hybrid Optimization Algorithm and its Application for Conformal Array Pattern Synthesis,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 10*, pp. 3401-3406, October 2010.
- [12] R. L. Haupt, «An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 37, No. 2*, pp. 7-15, April 1995.
- [13] A. Y. Svezhentsev, V. Volski, S. Ping Jack, S. Yan et G. A. E. Vandenbosh, «Omnidirectional Conformal Antenna Array Based on E-Shaped Patches,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1873-1874, 6-11 April 2014.
- [14] L. Josefsson and P. Persson, *Conformal Array Antenna - Theory and Design*, Wiley-Interscience, 2006.

- 
- [15] I. Jayakumar, R. Garg, B. K. Sarap et B. Lal, «A Conformal Cylindrical Microstrip Array for Producing Ominidirectional Radiation Pattern,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, No. 10, pp. 1258-1261, October 1986.
- [16] F. Rostan, G. Gottwald et W. Wiesbeck, «Design and Performance of Conformal Microstrip Patch Arrays on Cylindrical Surfaces,» *European Microwave Conference*, pp. 1756-1761, 5-9 September 1994.
- [17] Z. Xiangjun, M. Xiaoping et G. Xueyuan, «Design of Cylindrical Conformal Microstrip GPS Antenna Arrays,» *International Conference on Microwave Technology and Computational Electromagnetics*, pp. 105-108, 3-6 November 2009.
- [18] Z. Lingling, Q. Jinghui et S. Bo, «Design of GPS Antenna Array on Revolving Cylinder,» *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, 11-14 December 2007.
- [19] R. Albi, F. Grimaccia, M. Mussetta, A. Niccolai et R. E. Zich, «SNO Design of Microstrip Antennas for an Experimental Rocket,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1188-1191, 6-11 April 2014.
- [20] K. Yang, Z. Zhao, W. Yank et Z. Nie, «Direction of Arrival Estimatio on Cylindrical Conformal Array using RARE,» *Journal of Systems Engineering and Electronics Vol. 22, No 5*, pp. 767-772, October 2011.
- [21] P. Kabacik, P. Opalka et P. Hornik, «TTC Patch Antnnas Made in a Conformal Form with Small Radius,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-6, 6-10 November 2006.
- [22] H. Wang, D. G. Fang, Y. K. Liu, Y. R. Wang et J. Z. Xu, «A Millimeter Wave Cylindrical Conformal Array With Conical Beam,» *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 2010-2013, 7-10 December 2009.
- [23] J. Liu et H. Zhao, «Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna Design,» *International Conference on Wireless Network and Information Systems*, pp. 19-22, 28-29 December 2009.
- [24] Q. Jinghui, Z. Lingling, D. Hailong et L. Wei, «Analysis and Simulation of Cylindrical Conformal Omnidirectional Antenna,» *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 4-7 December 2005.
- [25] M.-p. Jin, M.-q. Qi et W. Wang, «A Conformal Microstrip Patch Antenna Array,» *International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 1-2, 26-30 September 2011.
- [26] Z. Lin et H. Zishu, «A Beamforming Method for Cylindrical Array Based on Synthetic Pattern of Subarray,» *International Conference on Image Analysis and Signal Processing*, pp. 667-670, 9-11 April 2010.
- [27] L. Zou et Z. He, «Pattern Beamformer of Cylindrical Conformal Array,» *IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology*, pp. 142-144, 9-11 July 2010.
- [28] D. Sun, W. Dou et X. Yan, «A Broadband Phased Array System with Cylindrical Conformal Antenna,» *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1-3, 5-8 May 2012.
- [29] R. J. Giannini, «An Electronically-Scanned Cylindrical Array Based on a Switching and Phasing Technique,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 199-207, December 1969.
- [30] J. Reindel, «A Matrix Feed System for a Cylindrical Antenna Array,» *European Microwave Conference*, pp. 288-292, 10-13 September 1974.
-



- 
- [31] G. Skahill et W. D. White, «A New Technique for Feeding a Cylindrical Array,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 253-256, March 1975.
- [32] A. K. Agrawal et W. E. Powell, «A Printed Circuit Cylindrical Array Antenna,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No. 11*, pp. 1288-1293, November 1986.
- [33] K. J. Keeping, D. S. Rogers et J.-C. Sureau, «A Scanning Switch Matrix for a Cylindrical Array,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Diegst*, pp. 419-421, 15-19 June 1981.
- [34] C. Alakija et S. P. Stapleton, «A Mobile Base Station Phased Array Antenna,» *IEEE International Conference on Selected Topic in Wireless Communications*, pp. 118-121, 25-26 June 1992.
- [35] T. N. Kaifas et J. N. Sahalos, «Design and Performance Aspects of an Adaptive Cylindrical Beamforming Array,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 54, No. 1*, February 2012.
- [36] D. Mastela, L. Reindl, L. Wiebking et L. Zander, «Development of a Cylindrical Microstrip Phased Array Antenna for a Radio Tracking System,» *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 381-383, 6-8 March 2006.
- [37] Wen-Jiao, H.-T. Chou et W.-L. Hu, «A Novel Beam Switching Antenna using RF Switches,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 5865-5868, 9-15 June 2007.
- [38] Q. Wu, F.-L. Sun, J.-H. Fu, Z.-R. Feng et G.-H. Yang, «A Cylindrical Conformal 2x2 Microstrip Antenna Array,» *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, 11-14 December 2007.
- [39] M. Liu, Zi-Rui et Q. Wu, «A Millimeter-Wave Cylindrical Conformal Phased Microstrip Antenna Array,» *Chian-Japan Joint Microwave Conference*, pp. 150-153, 10-12 September 2008.
- [40] L. Song, M. Wang et Q. Wu, «Analysis and Calculation of Cylindrical Conformal Microstrip Antennas at 35 GHz,» *World Automation Congress*, pp. 1-5, 28-2 September-October 2008.
- [41] I. J. Gupta et A. A. Ksienski, «Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-31, No. 5*, September 1983.
- [42] Y. Yu et W. Wu, «Analysis of Millimeter Wave Conformal Antenna Array on Conical Surface,» *International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*, pp. 1-3, 26-29 October 2006.
- [43] J. R. Descardecı et A. J. Giarola, «Microstrip Antenna on a Conical Surface,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4*, pp. 2192-2195, 18-25 June 1992.
- [44] R. Shavit, «Circular Polarization Microstrip Array on a Conical Surface,» *Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 1*, pp. 684-687, 21-26 July 1996.
- [45] W. G. Barbosa et A. J. Giarola, «Dual Patch Microstrip Antenna on a Conical Surface,» *Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4*, pp. 1772-1775, 18-23 June 1995.
- [46] D. N. Meeks et P. F. Wahid, «Input Impedance of a Wraparound Microstrip Antenna on a Conical Surface,» *Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 1*, pp. 676-679, 21-26 July 1996.
-

- [47] S. Chai, D. Yao et N. Yuan, «Analysis of Conical Microstrip Antennas with Uniform Substrate,» *Proceedings of the IEEE 1996 National Aerospace and Electronics Conference, Vol. 1*, pp. 259-263, 20-23 May 1996.
- [48] Z. Peng, L. Chaowei et W. Qiang, «The Design and Simulation of Millimeter Wave Conformal Microstrip Antenna Patch on Conical Surface,» *Global Symposium on Millimeter Waves*, pp. 394-396, 21-24 April 2008.
- [49] F. Fernandes et D. Sundararajan, «Design, Development, and Fabrication of a Traveling-Wave Antenna on a Conical Surface, Vol. 52, No. 4,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. 106-109, 15 november 2010.
- [50] A. D. Munger, G. Vaughn, J. H. Provencher et B. R. Gladman, «Conical Array Studies,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-22, No. 1*, pp. 35-43, January 1974.
- [51] D. Augustin, R. Staraj et E. Cambiaggio, «Performance of an Original microstrip Ring Array Antenna Lied on a Conical Structure,» *International Conference on Antennas and Propagation, Vol. 1, No. 407*, pp. 423-427, 4-7 April 1995.
- [52] J. Ouyang, X. Luo, J. Yang, K. Z. Zhang, J. Zhang et F. Yang, «Analysis and Synthesis of Conformal Conical Surface Linear Phased Array with Volume Surface Integral Equation + AEP (Active Element Pattern) and INSGA-II,» *Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 6, No. 11*, pp. 1277-1285, 21 August 2012.
- [53] A. I. Zaghoul et T. K. Anthony, «A Study on Conical Spiral Antennas for UHF SATCOM Terminals,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-2, 8-14 July 2012.
- [54] S. Lizhong, «Simulation and Analysis of A Kind of Conical Conformal Archimedean Spiral Antenna,» *International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*, pp. 1-4, 23-25 September 2010.
- [55] Y. Tan, H. Hu, B. Zhu et L. Zhou, «Analysis of Conformal Conical Log-Spiral Antennas on Dielectric Cavities,» *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 1961-1964, 5-8 December 2011.
- [56] R. F. E. Guy, «Synthesis of a Large Conical Array,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-4, 6-10 November 2006.
- [57] G. Zeng, S. Li et Z. Wei, «Research on Conformal Phased Array Antenna - Antenna Pattern Synthesis,» *Proceedings of the 2012 International Conference on Information Technology and Software Engineering*, 2012.
- [58] T. E. Morton et K. M. Pasala, «Performance and Analysis of Conformal Conical Arrays for Airborne Vehicles,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 42*, pp. 876-890, July 2006.
- [59] A. K. Aboul-Seoud, A.-D. S. Hafez, A. M. Hamed et M. Abd-El-Latif, «A Conformal Conical Phased Array Antenna for Modern Radars,» *IEEE Aerospace Conference*, pp. 1-7, 1-8 March 2014.
- [60] Z.-s. Qi, Y. Guo, B.-h. Wang et C. Gong, «DOA Estimation Algorithm for Conical Conformal Array Antenna,» *International Radar Conference*, pp. 1-4, 20-22 April 2009.
- [61] M. Liu, Q. Wu et Z.-R. Feng, «A Millimeter-wave 4x4 Conical Conformal and Dual-band Microstrip Array,» *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, 16-20 December 2008.

- [62] M. Liu, Z.-R. Feng, K. Zhang et Q. Wu, «A Millimeter-wave Conical Conformal Low Sidelobe Microstrip Antenna Array,» *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1810-1813, 21-24 April 2008.
- [63] Q. Zhao, W. Hou et H. Zhang, «Simulation of a Microstrip Antenna Array Conformal to a Conical Surface,» *International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)*, pp. 359-352, 2010.
- [64] Z. Xiangjun, M. Xiaoping et L. Qifeng, «Two Kind of Conical Conformal GPS Antenna Arrays on Projectile,» *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 659-662, 27-29 October 2009.
- [65] W. Wiesbeck, M. Younis et D. Löffler, «Design and Measurement of Conformal Antennas,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 1*, pp. 84-87, 2002.
- [66] F. Chethik et R. Breen, «A Low Cost Conformal Switched Array Antenna,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 11-17 July 2010.
- [67] P. Knott, «Design and Experimental Results of a Spherical Antenna Array for a Conformal Array Demonstrator,» *International ITG Conference on Antennas*, pp. 120-123, 28-30 March 2007.
- [68] W. F. Gabriel, «Adaptive Arrays - An Introduction,» *Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 2*, pp. 239-272, February 1976.
- [69] M. Cooper, «Antennas get Smart,» *Scientific American*, pp. 49-55, July 2003.
- [70] Z. N. Chen et K.-M. Luk, *Antennas for Base Stations in Wireless Communications*, McGraw-Hill Professional, 2009.
- [71] B. Johannisson et A. Derneryd, «Array Antenna Design for Base Station Applications,» *Proceedings of Antenna Applications Symposium*, September 1999.
- [72] N. J. G. Fonseca, *Etude de Systèmes Micro-ondes d'Alimentation d'Antennes Réseaux pour Applications Multifaisceaux*, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [73] P. Angeletti et M. Lisi, «Beam-Forming Network Developments for European Satellite Antennas,» *Microwave Journal, Vol. 50, No. 8*, August 2007.
- [74] Y. J. Cheng, W. Hong, K. Wu, Z. Q. Kuai, C. Yu, J. X. Chen, J. Y. Zhou et H. J. Tang, «Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rotman Lens and Its Ka-Band Multibeam Array Antenna Applications,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 8*, pp. 2504-2513, August 2008.
- [75] F. Casini, R. V. Gatti, L. Marcaccioli et R. Sorrentino, «A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks,» *European Microwave Conference*, pp. 1511-1514, 9-12 October 2007.
- [76] Y. T. Lo et S. W. Lee, *Antenna Handbook - Applications*, vol. 3, Chapman & Hall, 1993.
- [77] D. Daryanani et e. al, «Detailed Design on a Generic Ka-band Multi Port Amplifier,» *ESA Workshop on Advanced Flexible Telecommunication Payloads*, 17-19 April 2012.
- [78] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, McGraw-Hill, 1970.
- [79] P. Angeletti et M. Lisi, «On The Algebra of Nolen Beamforming Networks,» *Alenia Spazio*, 2002.
- [80] T. Djerafi et K. W. N. Fonseca, «Planar 4 x 4 Ku-Band Nolen Matrix in SIW Technology,» *IEEE TrMTT, Vol. 58, No. 2*, February 2010.

- 
- [81] Y. J. Cheng, P. Chen, W. Hong, T. Djerafi et K. Wu, «Substrate-Integrated-Waveguide Beamforming Networks and Multibeam Antenna Arrays for Low-Cost Satellite and Mobile Systems,» *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 53, No. 6, December 2011.
- [82] B. Piovano et al., «Design and Breadboarding of Wideband NxN Butler Matrices for Multiport Amplifiers,» *SBMO International Microwave Conference*, pp. 175-180, 2-5 August 1993.
- [83] P. Angeletti, «Multiple Beams from Planar Arrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, April 2014.
- [84] F. Coromina, J. Ventura-Traveset, J. L. Corral et Y. Bonnaire, «New Multibeam Beamforming Networks for Phased Array Antennas using Advanced MMCM Technology,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 1, pp. 79-82, 17-21 June 1996.
- [85] J. A. Hejres et J. E. Richie, «Adaptive Pattern Nulling Utilizing the Elevations of the Antenna Array Elements,» *Digest Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 694-697, 28-2 June-July 1993.
- [86] J. A. Hejres et J. E. Richie, «A Simple Method for Null Steering in a Circular Array By Perturbations of the Radial Locations of the Elements,» *Digest Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 1138-1141, 21-26 July 1996.
- [87] T. H. Ismail et M. A. Dawoud, «Null steering in phased arrays by controlling the elements positions,» *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 39, pp. 1561-1566, November 1991.
- [88] N. Goto et Y. Tsunoda, «Sidelobe reduction of circular arrays with a constant excitation amplitude,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 25, pp. 896-898, November 1977.
- [89] L. Bernard, «A Small Width Trapezoidal Antenna Fed with a Coupling Slot in the Patch,» *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 1-4, 5-11 July 2008.
- [90] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, New-York: Jhon Wiley & sons, inc. , 1997.
- [91] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Potier et P. Pouliguen, «Synthèse de diagrammes de réseaux d'antennes de géométrie 3D,» *Journée Nationales Microondes*, 3-5 Juin 2015.
- [92] X. V. Tran et V. H. Pham, «An Analytical Method for Calculating the Limitation of Beam Scanning in Uniform Linear Array,» *International Conférence on Advanced Technologies for Communications*, pp. 257-260, 12-14 October 2009.
- [93] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen et P. Potier, «A Conical Phased Array for Reliable and Discrete Communications,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, 13-17 April 2015.
- [94] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen et P. Potier, «A Switched Phased Array on a Conical Structure,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1695-1699, 6-11 April 2014.
- [95] J. H. Kim et W. S. Park, «Sectorial Conical Beam Former for a 2 x 2 Array Antenna,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, pp. 712-715, 19 June 2009.
- [96] C. Berner et F. Rondot, «Soft Recovery of On-Board Instrumented Projectiles,» *21st International Symposium on Ballistics*, 19-23 April 2004.
-

- [97] C. Berner, V. Fleck, E. Sommer, A. Lentz et A. Dupuis, «Comparison of Simultaneous Free Flight Measurements Between 3D Magnetic Sensors and Aerobalistic Range Data,» *21st International Symposium on Ballistics*, 19-23 April 2004.
- [98] V. Jaeck, L. Bernard, E. Sommer, J. Kreitz, D. Schmoltzy et A. Schneider, «Instrumented fuzes for aero-balistic diagnostic of large-caliber projectiles,» *European Microwave Week*, 6-10 October 2014.
- [99] L. Bernard, «Small-Size Circularly Polarized Patch Antenna with an Opening for a Video Grenade,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, pp. 681-684, 9 December 2008.
- [100] J. Kreitz, E. Junod, D. Schmoltzi, E. Sommer, V. Fleck et G. Gastebois, «Sensor and Telemetry System for On-Board Motion Measurements in a 120 mm Kinetic Energy Projectile,» *55th Meeting on the Aerobalistic Range Association*, 27 - 1 September - October 2004.
- [101] K. Ding, D. Su, F. He et Y. Wang, «A Novel Microstrip Line Three-Way Power Divider,» *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 332-335, 1-3 November 2011.
- [102] T. Yang, J.-X. Chen et Q. Xue, «Three-way out-of-phase power divider,» *Electronics Letters*, Vol. 44, No. 7, pp. 482-483, 27 March 2008.
- [103] J.-C. Chiu, J.-M. Lin et Y.-H. Wang, «A Novel Planar Three-Way Power Divider,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, pp. 449-451, 24 July 2006.
- [104] K. W. Eccleston, «Compact planar 3-way power divider using left handed transmission lines,» *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings Vol. 2*, 4-7 December 2005.
- [105] A. M. Abbosh, «Three-Way Parallel-Coupled Microstrip Power Divider With Ultrawideband Performance and Equal-Power Outputs,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol 21, pp. 649-651, 5 December 2011.
- [106] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Amherst: Addison-Wesley Publishing Company, 2012.
- [107] «www.microwaves101.com,» [En ligne].
- [108] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen et P. Potier, «Compact Beam Forming Network of a Switched Phased Array,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, 13-17 April 2015.
- [109] J.-F. Legendre et M. Giraud, «Dual-Purpose Lauchner for Ballistic Research - RAMAC and SIBREF,» *Proceedings of the 18th International Symposium on Ballistics*, pp. 347-354, 15-19 November 1999.
- [110] J.-F. Legendre, M. Giraud et E. Sommer, «RAMAC 90 facility used as projectile recovery system,» *49th meeting of the Aerobalistic Range Association*, 5-9 October 1998.
- [111] D. Kornek, E. Slotke, C. Orlob et I. Rolfes, «Experimental Investigation of Bent Patch Antennas on MID Substrate,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-3, 12-16 April 2010.
- [112] A. Friedrich, B. Geck, O. Klemp et H. Kellermann, «On the Design of a 3D LTE Antenna for Automotive Applications based on MID Technology,» *European Microwave Conference*, pp. 640-643, 6-10 October 2013.
- [113] C. Orlob, Q. H. Dao et D. Kornek, «Dual-Polarized Log.-Periodic Antenna on a Conical MID Substrate,» *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 361-364, 11-15 April 2011.

- [114] Y. T. Lo et S. W. Lee, *Antenna Handbook - Theory, Applications, and Design*, New-York: Van Nostrand Reinhold Company, 1988.
- [115] V. Jaeck et L. Bernard, «Design of an enhanced patch array on a Reactive Impedance Substrate,» *International Workshop on Antenna Technology*, pp. 232-235, 4-6 March 2013.
- [116] L. Bernard et V. Jaeck, «Investifations on bandwidth enhancement of low cost printed phased array with reactive impedance substrates,» *IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology*, pp. 279-284, 15-18 October 2013.
- [117] H. Mosallaei et K. Sarabandi, «Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 9*, pp. 2403-2414, 3 September 2004.